

01149



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE
LA FACULTAD DE INGENIERÍA

“DESARROLLO DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL
PROGRAMABLE PARA MÉTODOS ELECTROMAGNÉTICOS
SUPERFICIALES Y DE REGISTROS DE POZOS”

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRO EN INGENIERÍA (ELÉCTRICA – INSTRUMENTACIÓN)

PRESENTA

ABRAHAM MEJÍA AGUILAR

DIRECTORES DE TESIS

DR. ALEKSANDR MOUSATOV
M. EN I. MIGUEL ÁNGEL BAÑUELOS SAUCEDO

CIUDAD UNIVERSITARIA, JUNIO 2004



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

ESTA TESIS NO SALI
DE LA BIBLIOTECA

AGRADECIMIENTOS

... De especial manera quiero agradecer a mis padres y hermanos, por ser parte imprescindible de este sueño llamado vida, el cual contiene mil y un proyectos, y es justamente la posibilidad de realizarlos, lo cual torna nuestras vidas interesantes...

... A mis amigos de siempre, aquellos que siempre asumen una actitud crítica hacia la vida, apartando el conformismo y afrontando los retos que se nos presentan, afirmando día a día que un mundo mejor es posible...

... Al Instituto Mexicano del Petróleo por las facilidades otorgadas durante mi estancia de tesis. A la Gerencia de Geofísica de Pozos, y de manera muy especial a los Doctores Aleksandr Mousatov, Vladimir Shevnin, Omar Delgado Rodríguez y Edgar Nakamura Labastida por su asesoría, apoyo y comprensión brindados para la culminación exitosa de este trabajo...

... También quisiera reconocer la labor del Ingeniero Mario Vázquez Reyna, por ser parte invaluable en la formación escolar y humana de múltiples generaciones...

... A la Universidad Nacional Autónoma de México, en especial manera al Maestro Miguel Angel Bañuelos Saucedo por el apoyo brindado para la realización de este trabajo. Así como a los Doctores Augusto García Valenzuela y Rogelio Alcántara Silva por la ayuda otorgada durante mi estancia escolar...

... Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo económico durante mis estudios de posgrado...

... Y finalmente dedico este trabajo a todo aquél que emprenda continuamente una lucha contra sus propios límites, provocando con ello el encuentro inevitable del ser, iniciando con ello la gran aventura llamada libertad.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Abraham Mejía

Aguilar

FECHA: 31/05/2004

FIRMA: [Firma]

RESUMEN

Se presenta la metodología de diseño, construcción y validación de un equipo prototipo generador de señal programable aplicado en registros de la industria petrolera mediante el uso de métodos eléctricos y electromagnéticos

La importancia del prototipo desarrollado radica en la aplicación del mismo en múltiples registros, ya que actualmente no existe en el mercado un equipo generador que cubra las necesidades operativas para diversos estudios. Por tal motivo es indispensable configurar parámetros de operación en dependencia del estudio realizado. Tales parámetros son frecuencia, forma de señal y amplitud de la misma.

Se analizan tres registros geofísicos clásicos de la industria petrolera de los cuales se obtienen los parámetros y funciones comunes de operación. Este análisis determina el tipo de señal que se debe transmitir, las funciones necesarias en el equipo, así como los parámetros técnicos de selección concernientes a la tecnología empleada.

El equipo fue probado en laboratorio y validado experimentalmente en campo. Las pruebas en laboratorio incluyeron: análisis de regulación por carga y línea, así como análisis espectral de las señales generadas. La validación en campo fue realizada en registros geofísicos superficiales aplicados a la inspección de ductos y en estudios de contaminación del subsuelo.

<u>AGRADECIMIENTOS</u>	iii
<u>RESUMEN</u>	v
<u>CONTENIDO</u>	vii
<u>TABLA DE CONTENIDO DE FIGURAS Y TABLAS CONTENIDAS</u>	ix
<u>INTRODUCCIÓN</u>	1
CAPITULO 1 <u>GENERADORES EMPLEADOS EN MÉTODOS ELECTROMAGNÉTICOS</u>	
1.1 GENERADORES DE SEÑALES	3
1.1.1 Generadores de pulsos y forma cuadrada	4
1.1.2 Generador de frecuencia de barrido	4
1.1.3 Generador de funciones	4
1.1.4 Características comunes en equipos generadores	5
1.2 CARACTERÍSTICAS DE GENERADORES APLICADOS EN MÉTODOS ELECTROMAGNÉTICOS	5
1.2.1 Tecnología de inspección de ductos por métodos electromagnéticos superficiales	6
1.2.2 Métodos de determinación de resistividad de formación en pozos abiertos	11
1.2.3 Método geoelectrico para la caracterización del subsuelo contaminado por hidrocarburos	14
1.3 PARÁMETROS TÉCNICOS DEL EQUIPO GENERADOR UNIFICADO	17
1.4 CONCLUSIONES CAPÍTULO 1	20
CAPITULO 2 <u>DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO GENERADOR</u>	
2.1 MODO DE OPERACIÓN GENERAL	21
2.1.1 Bloques básicos del prototipo generador	23
2.1.2 Requerimientos técnicos en los bloques de operación	24
2.2 DESARROLLO DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL PROGRAMABLE	24
2.2.1 Modo general de operación	25
2.2.2 Flujo de operación	26
2.3 ARQUITECTURA BÁSICA DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL PROGRAMABLE	28
2.3.1 Microcontrolador y operaciones digitales diversas	29
2.3.2 Bloque de potencia	31
2.3.2.1 Estabilizador de corriente	32
2.3.2.1.1 Principio de operación	33
2.3.2.1.2 Programa de control del estabilizador de corriente	35
2.3.2.2 Inversor de señal	38
2.3.2.2.1 Principio de operación	38

2.3.2.2 Programa para el control del inversor de señal	39
2.3.3 Bloque de retroalimentación	41
2.4 ARQUITECTURA EXTENDIDA DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL PROGRAMABLE	44
2.4.1 Protocolo RS-232	45
2.4.2 Programa para interpretación de datos de configuración de usuario	45
2.5 CONCLUSIONES CAPITULO 2	47
CAPITULO 3 <u>EVALUACIÓN DEL PROTOTIPO DESARROLLADO</u>	
3.1 DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO	49
3.2 PRUEBAS DE LABORATORIO	51
3.2.1 Estabilidad en regulación por línea y en regulación por carga	52
3.2.2 Estabilidad en tiempo	58
3.2.3 Repetitividad y linealidad	59
3.2.4 Análisis espectral de frecuencias	61
3.2.5 Cambios debidos a la temperatura en la respuesta en frecuencia	64
3.2.6 Eficiencia	66
3.3 DATOS TÉCNICOS DE OPERACIÓN DEL PROTOTIPO GENERADOR	67
3.4 PRUEBAS DE CAMPO.	67
3.4.1 Localización de ductos	68
3.4.2 Método Sondeo Eléctrico Vertical (SEV)	70
3.5 CONCLUSIONES CAPÍTULO 3	72
<u>CONCLUSIONES GENERALES</u>	73
<u>BIBLIOGRAFÍA</u>	75
<u>APÉNDICES</u>	
APÉNDICE I 68HC912B32. INFORMACIÓN RELEVANTE	81
APÉNDICE II DIAGRAMAS ELÉCTRICOS Y MECÁNICO DEL PROTOTIPO DESARROLLADO	89
APÉNDICE III FORMACIÓN DE SEÑALES	97
APÉNDICE IV DISEÑO DE TRANSFORMADORES Y MATERIALES MAGNÉTICOS	103
APÉNDICE V LISTADO DEL PROGRAMA EN ENSAMBLADOR	111
APÉNDICE VI PROGRAMA DE INTERFAZ DE USUARIO	117
APÉNDICE VII CUADRO DE COSTOS COMPARATIVOS DE FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO	123

TABLA DE CONTENIDO PARA FIGURAS Y TABLAS INCLUIDAS

Figura	Descripción	Página
1-1	Características de la señal pulso	4
1-2	Estudio de un ducto metálico con mediciones de campo magnético	7
1-3	Estimación de posición y profundidad del ducto	8
1-4	Estimación de la resistencia de fuga de una distribución de campo magnético sobre los ductos	9
1-5	Cálculo de la diferencia de corriente a lo largo del ducto	10
1-6	Interpretación de la resistencia de fuga en ducto	
1-7	Sonda Normal básica	12
1-8	Esquema general del método SEV	15
1-9	Mapa de isovalores de resistividad aparente (Campo 10, Poza Rica, Ver.)	16
2-1	Características de la señal emitida por el generador	21
2-2	Espectros para diversas señales	22
2-3	Bloques básicos del sistema	23
2-4	Módulos funcionales del prototipo generador	25
2-5	Diagrama de flujo de operación del sistema	28
2-6	Módulos constitutivos del microcontrolador y operaciones digitales	29
2-7	Diagrama de acondicionamiento de señal	31
2-8	Esquema básico de regulador por ancho de pulso	33
2-9	Configuraciones del esquema push-pull	33
2-10	Formación de la señal en transformador en esquema push-pull	34
2-11	Uso eficiente en ciclo de histéresis de configuración push-pull	34
2-12	Eficiencia del toroide utilizado en distintas frecuencias	35
2-13	Diagrama de flujo del control del estabilizador de corriente	36
2-14	Generación de señales de control en módulo PWM	37
2-15	Diagrama típico de inversor de señal	38
2-16	Inversor monofásico en configuración puente	39
2-17	Diagrama de flujo para generación de tiempos en inversor	41
2-18	Bloques constitutivos en control y regulación de corriente	42
2-19	Programa continuo de adquisición y control de corriente	44
2-20	Diagrama de flujo de configuración de transmisión y/o recepción comunicación serie	45
2-21	Panel de interfaz de usuario	46
2-22	Diagrama de flujo del programa de interfaz de usuario	47
3-1	Módulos funcionales del generador multifuncional programable	50
3-2	Regulación en línea del generador multifuncional	52
3-3	Error máximo en las corrientes reguladas	53
3-4	Regulación por línea a 50mA en tres frecuencias típicas de operación	54
3-5	Estabilidad en Regulación por carga para corriente 50mA en rango de 1-220Ω operando a 12V	55
3-6	Regulación por carga para corriente 100mA	56
3-7	Regulación por carga para corriente 10mA	57
3-8	Regulación por carga para corriente 10mA equipos ERA	58
3-9	Deriva en corriente 50mA para 625Hz	59
3-10	Linealidad en respuesta. Datos adquiridos mediante DAQCard y LabVIEW	60
3-11	Repetitividad y linealidad presentes en generador multifuncional	61

3-12	Respuesta del generador sin eliminación de tercer armónico (625Hz).	62
3-13	Respuesta del generador con eliminación de tercer armónico (625Hz).	63
3-14	Espectrograma generado por el prototipo (120Hz).	64
3-15	Distorsión de forma de señal respecto a temperatura	65
3-16	Promedios frecuenciales obtenidos a diferentes temperaturas de operación	65
3-18	Eficiencia del sistema para distintos niveles de voltaje de alimentación	66
3-19	Equipo empleado en validación en campo	68
3-20	Arreglos empleados en los métodos electromagnéticos superficiales	69
3-21	Mediciones obtenidas por generador multifuncional cotejado contra programa Pipes en localización de ductos con antena magnética	70
3-22	Comparación de curvas SEV adquiridas por dos equipos generadores	71
3-23	Curva de SEV mediante IPI	72

Tabla	Descripción	Página
1.1	Parámetros de operación típicos para el método de inspección de ductos	10
1.2	Parámetros de operación típicos para el método de determinación de resistividad de formación en pozos abiertos	14
1.3	Parámetros de operación típicos para el método de caracterización del subsuelo contaminado por hidrocarburos	16
1.4	Características típicas generador unificado	17
1.5	Características generadores comerciales	18
1.6	Características del equipo prototipo generador concebido	19
3.1	Resultados probabilísticos correspondientes a 50mA en 1-220 Ω	56
3.2	Desviaciones del valor de corriente en prueba repetitividad	61
3.3	Distorsión armónica total de la señal emitida	64
3.4	Parámetros técnicos del equipo prototipo desarrollado	67
3.5	Análisis probabilístico de espectros en pruebas en campo	72

INTRODUCCIÓN

Los métodos geofísicos eléctricos y electromagnéticos son aplicados en campos diversos de la industria referente a Ingeniería Civil dando solución a localización de tuberías de agua, gas, etc.; en Recursos naturales ubicando vetas mineras, aguas subterráneas, etc.; en Arqueología localizando yacimientos, cuevas, ubicación de restos fósiles, etc.

En la industria petrolera son usados para dar solución a problemas tales como la determinación de la posición y profundidad de tuberías, registros de resistividad de formación en pozos petroleros entubados y la caracterización del subsuelo contaminado por hidrocarburos.

El método eléctrico determina la resistividad de los materiales mediante la transmisión de una señal en corriente que provoca una diferencia de potencial entre dos puntos de medición en el medio. La técnica electromagnética superficial consiste en realizar mediciones del campo magnético producido por la corriente que fluye en el medio en estudio (tubería metálica).

La tecnología en que se basan estos métodos hace uso de instrumentos específicos identificados como un generador de señal y un receptor de la señal emitida.

El equipo receptor adquiere, filtra y procesa las señales de interés que son adquiridas por medio de diferentes tipos de antenas electromagnéticas tales como líneas eléctricas con electrodos referenciados a tierra y antenas dipolo magnéticas de tipo bobina y toroide.

El equipo generador emite una forma de señal con características específicas de amplitud, frecuencia, forma de señal, y otras; en dependencia directa del estudio que se efectúa. Operaciones especiales de ejecución tales como operación del dispositivo en periodos predefinidos, equipos portátiles con sistemas de energía autónoma y la posibilidad de reducir componentes espectrales para aplicación de técnicas específicas de filtrado, distinguen a los equipos por su aplicación y uso.

En la actualidad no existe un equipo generador que pueda ser aplicado en diversos estudios geofísicos, los existentes en el mercado solo cumplen con requerimientos específicos en dependencia del registro pretendido.

Sin embargo, estudios previos lograron distinguir características comunes en los diversos equipos generadores geofísicos. De lo cual se dedujo la factibilidad de desarrollo de un generador unificado, razón que estipula el objetivo de este trabajo:

Diseño y desarrollo electrónico del generador multifuncional programable para métodos electromagnéticos. El generador pretendido será aplicado en áreas de inspección y control periódico de ductos, caracterización y monitoreo de zonas contaminadas por productos petroleros y registros de resistividad de pozos.

En este trabajo escrito, se expone la metodología que dio solución al desarrollo del prototipo generador de señal multifuncional programable aplicado en métodos eléctricos y electromagnéticos bajo la siguiente estructura cronológica:

1. Analizar y determinar las características principales relativas a la tecnología utilizada en los registros, así como las condiciones en las cuales el equipo operará.
2. Establecer la arquitectura electrónica conveniente para este tipo de equipos.
3. Establecer los parámetros de operación obtenidos a partir de las características distintivas, simulaciones numéricas y limitantes de los componentes electrónicos a emplear.
4. Desarrollo de programas eficientes que propicien un alto desempeño.
5. Construcción del prototipo.
6. Validación del mismo en laboratorio y en campo.

Con base en estos parámetros, la constitución del trabajo escrito ha sido dividido en tres capítulos que exponen lo siguiente:

El Capítulo 1 describe tres de los registros típicos aplicados en industria petrolera utilizando métodos eléctricos y electromagnéticos en ingeniería geofísica; con esto se obtendrán las características y condiciones principales de operación. Con ello se limitan los parámetros técnicos del prototipo y se establecen las características distintivas del mismo.

En el Capítulo 2 se analizan los bloques funcionales del prototipo con base en la delimitación de las características técnicas de operación. Con ello fue posible determinar la tecnología y señales necesarias para un desarrollo óptimo de la arquitectura electrónica y programación del sistema que culminó en la construcción del prototipo.

Finalmente, el Capítulo 3 presenta cada una de las pruebas efectuadas sobre el prototipo construido que sirvieron para dar validez al mismo. Las pruebas realizadas son ubicadas dentro de pruebas de validación en laboratorio y pruebas en campo. Las pruebas en laboratorio sirvieron para establecer los parámetros de operación del prototipo, así como su comportamiento bajo situaciones controladas. Las pruebas en campo consistieron en la realización de dos registros típicos usando métodos eléctricos y electromagnéticos bajo condiciones reales de operación.

En adición se presentan anexos informativos relacionados al desarrollo del prototipo, los cuales son:

- 68HC912B32. Información relevante de configuración.
- Diagramas eléctricos y mecánico del prototipo.
- Formación de señales y técnica de detección sincrónica.
- Diseño de transformadores y materiales magnéticos.
- Listado de programa en ensamblador.
- Programa de interfaz de usuario.
- Cuadro de costos comparativos de fabricación del prototipo

CAPITULO 1 GENERADORES EMPLEADOS EN MÉTODOS ELECTROMAGNÉTICOS

En este capítulo con base en la clasificación general de generadores de señal, se establecen las principales características que diferencian y asemejan equipos generadores aplicados en métodos geofísicos electromagnéticos.

Las funciones y parámetros de estos generadores, se obtienen considerando las partes comunes y distintivas de cada equipo orientado a una tecnología específica de mediciones electromagnéticas. A partir del análisis realizado se definen y determinan las funciones básicas, parámetros técnicos de operación y condiciones de aplicación del prototipo generador unificado programable. Asimismo, se proponen las funciones complementarias que son convenientes y factibles de implementar en el prototipo.

Los resultados obtenidos en este capítulo tal como el conjunto de características y requisitos indicados servirán para definir los bloques de operación constitutivos, el flujo de operación de usuario y la arquitectura electrónica del generador.

1.1 GENERADORES DE SEÑALES

Los sistemas de instrumentación frecuentemente requieren de una fuente que genere señales repetidamente en el tiempo con características constitutivas similares con lo cual sea posible predecir el comportamiento de un fenómeno en estudio extendido en el tiempo. La tasa de repetición o frecuencia de operación, establecida en ciclos por segundo, tiene rangos de variación desde fracciones de segundo hasta horas, por lo que es necesario implementar técnicas especiales encaminadas a la formación de una señal confiable en tiempo y forma, [1].

Existen diversos tipos de generadores de señal. Los más sencillos se basan en el uso de osciladores y generan señales periódicas de forma sinusoidal con características específicas de amplitud y frecuencia. Entre los generadores complejos se pueden destacar los sistemas de generación de señales aleatorias, generadores de señal con potencias altas, etc. y se diferencian de los genéricos, ya que en estos es factible variar amplitudes y frecuencia de la señal pretendida.

Un grupo de instrumentos generadores específicamente diseñados incluyen los generadores de pulsos, el generador de funciones con diferentes formas de señal (cuadrada, triangular, etc.), algunos cuyos tiempos de formación son estrictamente rigurosos, generador con frecuencia de barrido, etc., [2].

Dependiendo de la forma de señal generada, múltiples aplicaciones pueden ser realizadas. Los amplificadores de prueba y redes compensadas usan ondas cuadradas, la señal diente de sierra es usada en sistemas electrónicos musicales, así como en el control de desplazamiento del haz a lo largo de la pantalla de osciloscopios. Las señales sinusoidales son empleadas para pruebas en circuitos amplificadores al obtener parámetros tales como el ancho de banda por medio de un análisis en frecuencia. Las señales triangulares son usadas en circuitos comparadores.

En dependencia del tipo de estudio donde se sitúe este dispositivo, se optimizan las características determinantes en diseño y operación.

A continuación se considera la clasificación general y descripción básica de los generadores genéricos.

1.1.1 Generadores de pulsos y forma cuadrada

La diferencia fundamental entre un generador de pulsos y uno de onda cuadrada está en el ciclo útil.

El ciclo útil se define como la relación entre el valor promedio del pulso en estado alto por ciclo y el valor pico del pulso.

Los generadores de onda cuadrada producen un voltaje de salida con periodos iguales de actividad e inactividad, de tal forma que su ciclo útil es igual al 0.5 o 50 por ciento. El ciclo útil permanece en este valor aun cuando se varía la frecuencia de oscilación.

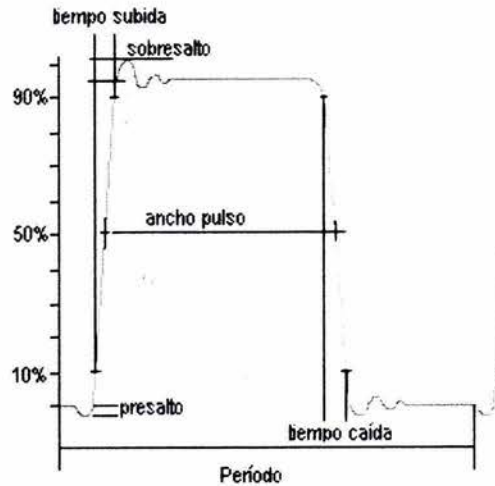


Figura 1-1. Características de la señal pulso.

Asimismo, el generador de pulsos puede ser unipolar, variando su amplitud entre una base cero y un valor pico máximo, o bipolar oscilando en valores pico positivo y negativos.

El ciclo útil de un generador de pulsos puede variar; pulsos muy cortos de duración dan un ciclo útil bajo y el generador puede suministrar más potencia durante el período activo que la generada por un generador de onda cuadrada. Pulsos de corta duración reducen la disipación de potencia en los componentes bajo prueba.

1.1.2 Generador de frecuencia de barrido

Suministra un voltaje de salida sinusoidal normalmente en el rango de radio frecuencia (RF), cuya frecuencia se varía continua y suavemente sobre una banda completa, normalmente a la tasa audible baja. En aplicaciones acústicas es de suma utilidad en el diseño de filtros y eficiencia de dispositivos.

1.1.3 Generador de funciones

Un generador de funciones es un instrumento versátil que entrega diferentes formas de señal cuyas frecuencias son ajustables en una banda amplia. Las salidas más comunes

son formas sinusoidales, triangulares, cuadradas y dientes de sierra. Las frecuencias de estas señales son ajustables desde una fracción de Hz hasta cientos de KHz.

Una característica distintiva de este tipo de generadores es brindar la oportunidad de acoplamiento en fase a un armónico de una onda sinusoidal de otro generador. Ajustando la fase y amplitud de los armónicos, casi cualquier forma de señal se puede generar sumando la frecuencia fundamental generada por uno de los instrumentos y el armónico generado por el otro, [1].

1.1.4 Características comunes en equipos generadores

De las características operativas de cada uno de los generadores mencionados es posible distinguir las características comunes en un equipo generador, [3].

1. Intervalo de frecuencia.
2. Estabilidad de frecuencia.
3. Forma de señal.
4. Potencia de salida disponible.
5. Impedancia de salida.
6. Resolución y exactitud de la señal generada.
7. Estabilidad de amplitud.

De las aplicaciones típicas que un generador desempeña, sobresalen la medición de la respuesta de frecuencia de un amplificador, la caracterización de banda de un filtro, el alineamiento de un receptor de radio o televisión o simplemente rastrear las fallas en un equipo electrónico.

Por tanto, se establecen las consideraciones a priori concernientes a los generadores de señal genéricos. Con ello se distingue la necesidad de proporcionar señales con una alta estabilidad en frecuencia y amplitud, la capacidad de formar variados tipos de señal, poseer amplios márgenes de operación; según el tipo de generador pretendido, este debe poseer una impedancia de salida que evite cambios en la salida en dependencia de la carga a la cual se conecte, sin olvidar la imperiosa necesidad de tener sistemas de recepción tecnológicamente compatibles.

1.2 CARACTERÍSTICAS DE GENERADORES APLICADOS EN MÉTODOS ELECTROMAGNÉTICOS

Existen diversos generadores comerciales diseñados para métodos electromagnéticos específicos, los cuales poseen características tanto similares de operación (técnica de formación y emisión de señal concuerda generalmente) como distintivas relacionadas a las diferencias tecnológicas en uso.

Mediante este estudio se pretenden obtener las características comunes en los generadores de señal aplicados en métodos electromagnéticos para el óptimo desarrollo del generador unificado programable. Además, se evalúan posibilidades de implementación de funciones innovadoras y distintivas que hagan de este generador un

dispositivo versátil aplicado en la mayor parte de los métodos electromagnéticos superficiales, así como su posible extensión a estudios en pozos poco profundos.

Una característica distintiva del prototipo descrito está relacionada al término multifuncional. Se refiere al hecho de controlar todos los elementos que componen al sistema en forma eficiente, logrando un rendimiento óptimo y confiabilidad plena en los procesos ejecutados.

Para lograr este fin, el prototipo deberá ser capaz de generar una variada gama de señales, tales como pulsos programados, señales cuadradas con tratamiento espectral, y otras. Asimismo debe ejecutar programas de control enfocados a la optimización en el consumo de corriente y poseer sistemas de protección contra eventuales fallas.

Por lo tanto, es necesario delimitar las características operativas a partir de los métodos geofísicos en los que se aplicará, ya que ellas a través de sus funciones y parámetros determinarán las configuraciones del equipo y la plataforma electrónica del mismo.

A continuación se analizan algunos métodos eléctricos y electromagnéticos aplicados en la industria petrolera en los cuales se ha identificado la participación inmediata del prototipo generador.

Se consideran tres métodos relevantes que basan su principio de operación en la transmisión y medición del campo electromagnético producido por un generador de señales externo

- (1.2.1) La aplicación de los métodos en la inspección de ductos permite solucionar problemas tales como la determinación de la posición y profundidad de la tubería, estimación del estado de su aislamiento y la calidad de funcionamiento del sistema de protección catódica, [4].
- (1.2.2) El uso de teoría y herramientas electromagnéticas basadas en determinación de la resistividad de formación aplicadas en registros de pozos, permite conocer las propiedades petrofísicas, el cambio de saturación en capas constitutivas, la evaluación de la cementación y la ubicación de reservas contiguas no identificadas de gas y petróleo del pozo en estudio, [5].
- (1.2.3) La contaminación por hidrocarburos es un tipo muy común de polución que se encuentra en todas las etapas de producción de la industria petrolera. La aplicación de los métodos geoelectrónicos permite estimar su ubicación en planta y profundidad de la zona, la litología, las fuentes de contaminación, la dirección de migración de los contaminantes y el grado de contaminación [6].

1.2.1 Tecnología de inspección de ductos por métodos electromagnéticos superficiales

Los métodos geofísicos electromagnéticos superficiales, y en particular, las mediciones del campo magnético creado por una señal en corriente que fluye a lo largo del ducto, permiten realizar la inspección del estado del ducto y detectar las zonas dañadas del aislamiento. La inspección incluye también la determinación de la posición y profundidad de la tubería y la caracterización del sistema de protección catódica.

La efectividad de la técnica por mediciones superficiales del campo magnético, permite la toma de mediciones sin interrumpir el funcionamiento de la protección catódica y sin la existencia de un contacto directo con las tuberías. En estos estudios el ducto metálico se aproxima a una línea de transmisión heterogénea con parámetros distribuidos, [7].

Se han realizado estudios teóricos y experimentales complementarios en los cuales se desarrollan los métodos de simulación y algoritmos de interpretación de datos para la estimación de la resistencia de aislamiento de ductos [8] y determinación de su posición y profundidad [9].

La técnica electromagnética superficial de inspección de ductos consiste en realizar mediciones del campo magnético horizontal H_y (perpendicular al eje del ducto) producido por la corriente $I(x)$ que fluye en la tubería metálica mediante la interpretación de la siguiente ecuación obtenida a partir de la ley Biot – Savart [8], donde el componente horizontal del campo magnético H_y en superficie en punto $y=0$:

$$H_y(x, 0, h) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{I(x_p) h dx_p}{[h^2 + (x - x_p)^2]^{3/2}} \quad (1.1)$$

h – profundidad de tubería
 x_p – punto de medición

Para lograr tal fin, un **generador externo** emite una señal cuadrada a una frecuencia de 625Hz y una corriente típica de 100mA. Se conecta un polo al punto de control de protección catódica (PPC) mientras el otro polo es conectado a tierra mediante un electrodo a una distancia de 2 a 5 metros del primer polo PPC (figura 1-2).

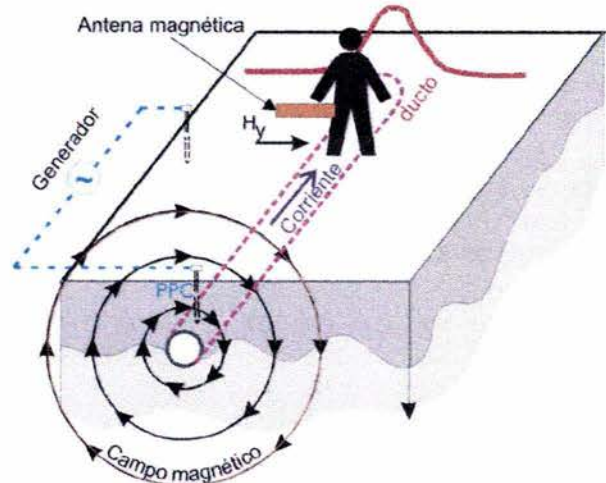


Figura 1-2. Estudio de un ducto metálico con mediciones del campo magnético.

Las mediciones de H_y se efectúan con una antena de inducción y un receptor calibrado a 625Hz en perfiles equidistantes y perpendiculares al eje del ducto (figura 1-2).

Dichas mediciones permiten la construcción de un gráfico de componente H_y el cual tiene un máximo que permite estimar la posición y profundidad del ducto.

Por ejemplo, de la figura 1-3 se aprecia como un máximo anómalo situado a 7m de un punto de referencia otorga la localización en superficie del ducto, mientras que por procesos posteriores de interpretación de datos adquiridos se estima la profundidad del ducto a 4.3m.

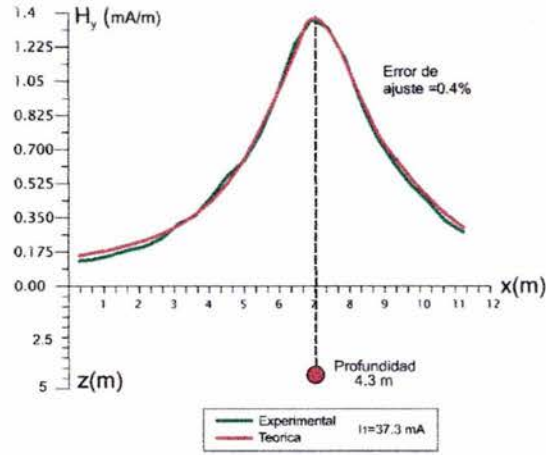


Figura 1-3. Estimación de posición y profundidad del ducto.

La profundidad del ducto (h) se calcula usando

$$H_y(x, y, h) = \frac{I(x)h}{2\pi(y^2 + h^2)} \quad \text{-----} \quad (1.2)$$

La cual se obtiene a partir de la ecuación (1.1) e indica que H_y es determinada por el valor promedio de corriente en un intervalo finito, [8].

Un proceso continuo de adquisición de datos sobre la línea del ducto, proporciona la trayectoria del ducto en superficie. Con esto, se determina la posición y profundidad del ducto en un mapa (figura 1-4 A), [10].

Donde se aprecia de la figura 1-4 A como en el intervalo comprendido entre (-100,-25) existe una anomalía en la adquisición e interpretación de los datos debida a una distribución de campo magnético anormal (línea punteada oscura).

Por tanto, se limita el análisis a la zona concreta de interés, donde a partir de las adquisiciones del componente horizontal del campo magnético (H_y) es posible estimar los cambios de profundidad (h) del ducto (figura 1-4 B).

Así como interpretar los valores diferenciales de corriente en los diversos puntos de medición mediante

$$\Delta I_i(\omega, x) = Y_i(A_i e^{-\gamma(x-L)} + B_i e^{\gamma(x-L)}) \quad \text{-----} \quad (1.3)$$

Obteniendo la distribución de corriente en el ducto (figura 1-4 D)

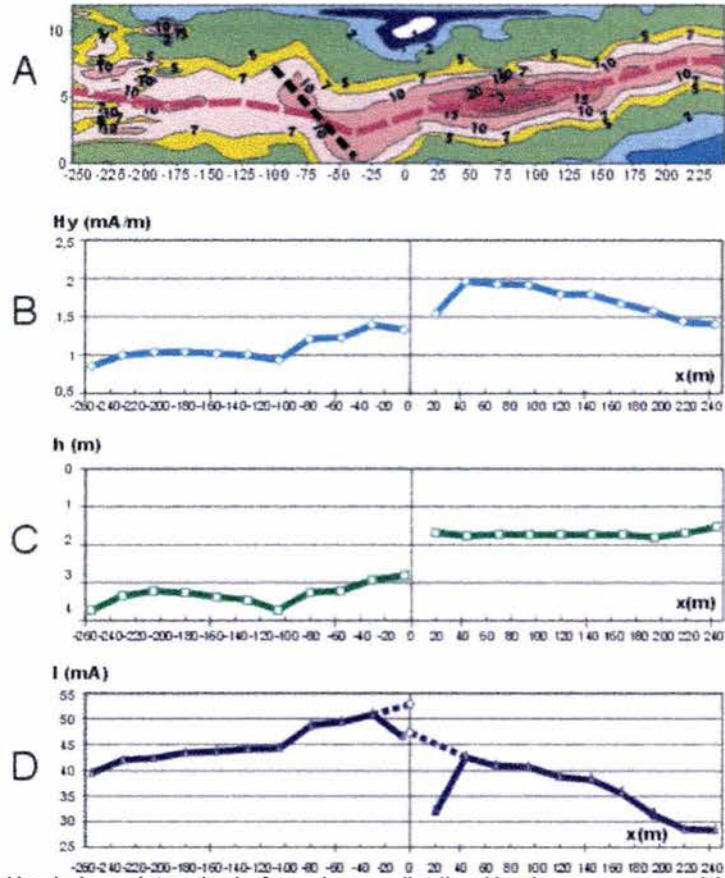


Figura 1-4. Estimación de la resistencia de fuga de una distribución de campo magnético sobre los ductos.

- A- Mapa del campo magnético medido
- B- Gráfica del campo magnético a lo largo del ducto
- C- Profundidad del eje de tuberías
- D- Corriente que fluye en los ductos.

Los valores del campo magnético medidos cerca de la fuente (puntos -5 y 20) son reducidos porque las corrientes en el punto de conexión del generador son esparcidas en direcciones opuestas. La suma de las corrientes esparcidas será prácticamente igual a la corriente de generador emitida (100 mA). Usando la distribución de corriente a lo largo de los ductos fueron obtenidos los valores de la constante de propagación aparente γ_a éstos corresponden a valores verdaderos si la impedancia y la resistencia de fuga a lo largo del ducto son constantes [8].

$$\gamma_a = \frac{\ln(V_1 / V_2)}{x_2 - x_1} \quad (1.4)$$

La diferencia de corriente a lo largo del ducto que es una fuga de corriente en el medio circundante, se presenta a continuación

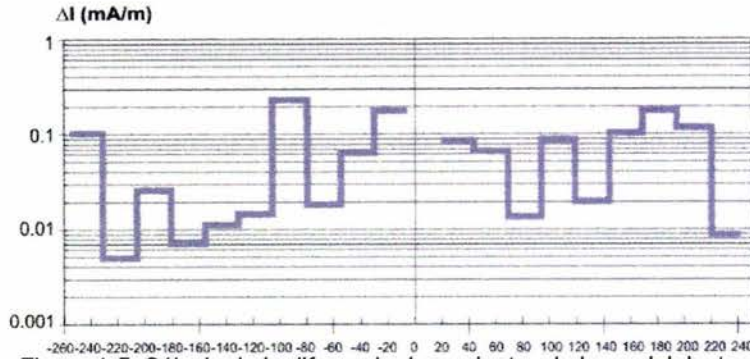


Figura 1-5. Cálculo de la diferencia de corriente a lo largo del ducto.

Usando mediciones de voltaje en los puntos cercanos a la estación de control de protección catódica y los factores de propagación aparente, la distribución de voltaje a lo largo del ducto puede ser reconstruida.

$$V(x) = V_2 \cdot e^{-\gamma_a(x_1 - x_2)} \quad (1.5)$$

Con esta distribución y las fugas de corriente obtenidas previamente, es posible calcular la resistencia de fuga a lo largo del ducto

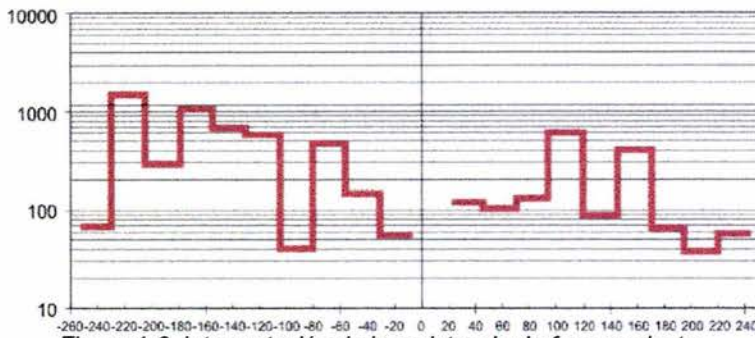


Figura 1-6. Interpretación de la resistencia de fuga en ducto.

Con todo lo expuesto anteriormente, se obtienen las características esenciales del generador aplicado en métodos electromagnéticos en localización de ductos

Parámetro	Valor	
	Típico	Estimado ¹
Frecuencia	625Hz	1Hz-10KHz
Corriente	100mA	50mA-1A
Forma de señal	Cuadrada	Cuadrada con reducción 3 ^{er} armónico
Carga ²	10-1000Ω/m	
Potencia	10W	
Funciones adicionales		
Equipo portátil basado en sistemas autónomos de conversión de energía		
Pulsos autónomos ¹		

Tabla 1.1 Parámetros de operación típicos para el método de inspección de ductos.

¹ Estudios teóricos [8], [9]

² Constituida por la resistencia de contacto debida a los electrodos de emisión (10Ω-50KΩ) y la resistencia de la tubería.

Para disminuir la potencia del equipo requerida, es necesario garantizar un contacto óptimo en electrodos (Resistencia de contacto), ya que el valor de este parámetro depende de diversas circunstancias: Contacto pleno del electrodo en el medio de estudio, tipo de metal empleado, diámetro del electrodo, tipo de suelo, etc.

Éstos son los parámetros técnicos básicos necesarios para realizar un estudio de inspección de ductos. Para futuras aplicaciones se ha contemplado realizar mediciones multifrecuencia (dos o más frecuencias), así como señales tipo barrido de señal, [11].

1.2.2 Métodos de determinación de resistividad de formación en pozos abiertos

Durante la exploración, explotación y evaluación de los yacimientos de hidrocarburos, los registros geofísicos de pozos son trascendentales pues permiten caracterizar a las formaciones geológicas de acuerdo a sus parámetros petrofísicos, es decir, estimar su porosidad, el tipo de fluidos que contienen (aceite, agua, gas) y su saturación, [12].

Entre las propiedades petrofísicas de medios porosos (formaciones geológicas) la resistividad de rocas es muy importante por su relación directa con la cantidad, distribución y resistividad de fluidos. La matriz sólida está compuesta por minerales que generalmente tienen una resistividad alta (formaciones sedimentarias de interés en la industria petrolera) y no contribuye en la conductividad efectiva del medio poroso saturado por fluidos, por lo tanto se considera como un aislante.

Los principales problemas que pueden resolverse midiendo la resistividad de formación usando registros eléctricos de pozos son

1. Determinación de la porosidad, saturación por agua y petróleo.
2. Predicción de la permeabilidad.
3. Monitoreo del movimiento del contacto gas-agua o aceite-agua durante la explotación de pozos en producción.
4. Monitoreo del yacimiento durante actividades de recuperación.
5. Inspección de tubería y detección de sus coples de pozos en producción.

De ahí radica la importancia sobresaliente en la determinación de la resistividad de formación en registros geofísicos de pozos. Existen dos clases de registros de pozos de importancia significativa: los registros electromagnéticos y los registros eléctricos.

Las técnicas electromagnéticas incluyen herramientas de inducción de campo electromagnético en medios conductores, las cuales tienen un comportamiento aproximado a un campo de difusión trabajando en un rango de frecuencias que va desde 50Hz hasta 200KHz. Si se opera en frecuencias cuyo rango va de los 400KHz hasta 2MHz, es posible realizar mediciones de atenuación y fase, ya que es posible analizar la propagación de onda electromagnética en medios conductores, [13].

Las herramientas de esta clase usan **generadores** de alta frecuencia que emiten corriente en una carga inductiva como una bobina transmisora. Estos métodos tienen diferencias significativas en su teoría y técnica de aplicación comparando con los

métodos eléctricos. Por tal motivo no se analizan en este trabajo de tesis como un área de aplicación inmediata para el generador prototipo desarrollado.

Los métodos eléctricos de medición de resistividad, se basan en la teoría electromagnética para la zona próxima en el rango de frecuencias bajas (hasta 1KHz para condiciones de pozos) donde el comportamiento del campo electromagnético se aproxima por el campo eléctrico de la corriente continua.

Las herramientas eléctricas utilizan arreglos de dipolos (o líneas eléctricas) con electrodos conectados en la línea de flujo conductivo del pozo, tales como antenas transmisoras de corriente y receptoras de señales.

Los métodos eléctricos de resistividad se aplican para pozos abiertos cuando los registros geofísicos son realizados antes de empezar la producción del mismo, y en pozos de producción cuando contienen tubería metálica de revestimiento la cual es empleada para la explotación del mismo, [14].

En pozos abiertos, los registros de resistividad se llevan a cabo desde la zona inferior del pozo hacia la zona superficial permitiendo obtener un perfil continuo de la resistividad de la formación. La herramienta más sencilla aplicada en este tipo de registros eléctricos es la herramienta normal, [13].

La sonda Normal básica está constituida por cuatro electrodos: dos electrodos transmisores de corriente denominados A, B; y dos electrodos receptores llamados M, N. Los electrodos A y M se ubican en el cuerpo de la sonda dentro del pozo, mientras que los electrodos B y N están localizados en la superficie, a una distancia mucho mayor que la existente entre la separación de los electrodos AM (figura 1-7)

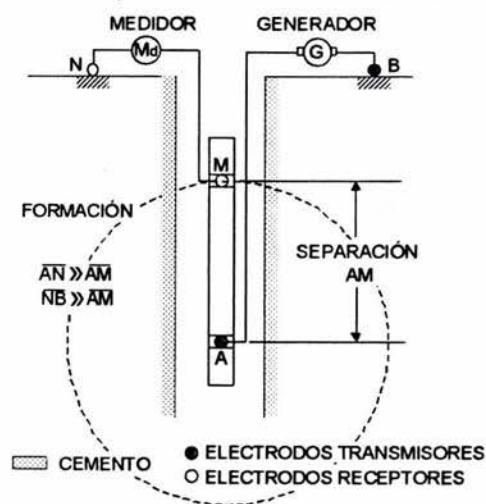


Figura 1-7. Sonda Normal básica.

El generador de señales induce una corriente (I_0) de baja frecuencia entre los electrodos A y B (sí el electrodo B está muy lejos, se puede calcular el campo de un sólo electrodo puntual A). El potencial en N es prácticamente despreciable debido a la distancia de separación con respecto a los electrodos A y B, por lo que el potencial en el punto M se determina por una fuente puntual A mediante:

$$U_m = \frac{\rho_a I_0}{4\pi AM} \quad (1.6)$$

Siendo la distancia entre los electrodos A y M. Y la resistividad aparente se calcula como

$$\rho_a = K \frac{U_m}{I_0} \quad (1.7)$$

Donde $K=4\pi AM$, el cual es el coeficiente geométrico de la sonda Normal.

Así, los valores obtenidos de resistividad aparente son graficados con respecto a la profundidad del punto medio (punto de inscripción) entre los electrodos A y M.

Diversos arreglos se han derivado de esta configuración, resaltando herramientas multicanal (*High Definition Lateral Log*) la cual consta de múltiples electrodos de medición que proporcionan diferentes profundidades de investigación.

Dicha herramienta posee un solo electrodo de inyección de corriente y 16 electrodos de medición de potencial y de campo eléctrico colocados en la misma sonda. Se han desarrollado herramientas más sofisticadas con grupos de electrodos distribuidos hasta la pared del pozo, pero los principios de operación son los mismos, [15].

En el caso de mediciones de resistividad en pozos de producción entubados, se aplican sondas eléctricas en rango de frecuencias infrabajas. Estas mediciones son a través de la tubería metálica, y son de suma importancia ya que indican el incremento en el nivel de agua cercano al pozo, lo cual afecta directamente la producción de petróleo. La tecnología está basada en la teoría de aproximación de tubería por líneas de transmisión heterogéneas para frecuencias infrabajas menores a 1Hz para evitar así la influencia del efecto *skin*.

Estas mediciones requieren de muy alta precisión, ya que los niveles de señal en los electrodos receptores son aproximadamente en un valor cercano a 10 nanoVolts para corrientes transmitidas a 1A. Aquí radica la necesidad de tener un alto factor de calidad para frecuencias infrabajas el sistema de medición.

Un sistema prototipo de medición fue desarrollado en el Instituto Mexicano del Petróleo y es utilizado un procesamiento de correlación de señales, en particular, el método de detección sincrónica (DS) con pulsos rectangulares de banda espectral estrecha, [13].

Con base en las metodologías presentadas, es posible vislumbrar las características que debe poseer el generador en este tipo de estudios.

Parámetro	Valor	
	Típico	Estimado ³
Frecuencia	1Hz	1Hz-1KHz
Corriente	1A	100mA-1A
Forma de señal	Cuadrada	Cuadrada con reducción 3 ^{er} armónico
Carga ⁴	10-1000Ω/m	
Potencia	10W	
Funciones adicionales		
Equipo portátil basado en sistemas autónomos de conversión de energía		
Pulsos autónomos ³		
Programación de eventos temporales de operación		
Generación de señal de sincronía para aplicación de DS		

Tabla 1.2 Parámetros de operación típicos para el método de determinación de resistividad de formación en pozos abiertos

Al igual que en el método de inspección de ductos, la resistencia de contacto depende del contacto pleno del electrodo en el medio de estudio, el tipo de metal, diámetro del electrodo, tipo de suelo, etc.

1.2.3 Método geoelectrico para la caracterización del subsuelo contaminado por hidrocarburos

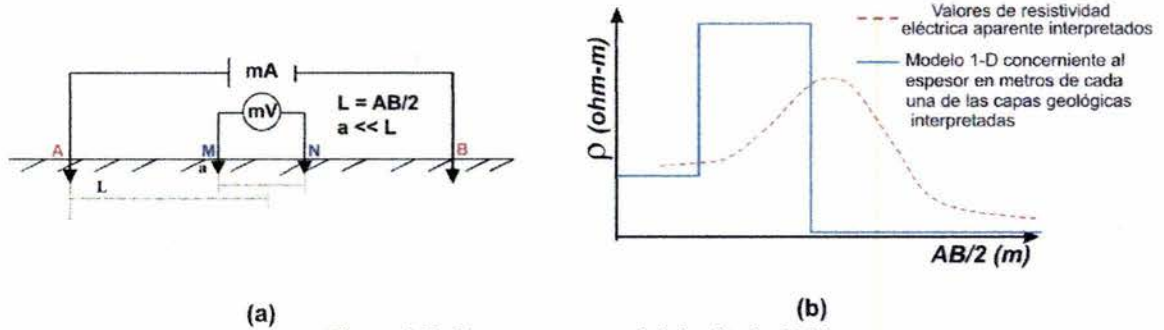
Los métodos geofísicos han sido utilizados con frecuencia en la delimitación en superficie y profundidad de zonas con presencia de contaminantes originados por residuos petroleros. En el caso de los métodos geoelectricos, la contaminación por hidrocarburos se manifiesta como una zona de baja resistividad después de ocurrido el derrame, en dependencia de las características geológicas y edafológicas del medio objeto de estudio. La anomalía conductora es debida a un aumento en el nivel de Sólidos Totales Disueltos (STD) dado por el ambiente ácido que crea la acción bacteriana en la parte inferior de la zona vadosa.

Uno de los métodos que ha logrado demostrar mayor eficiencia en la localización de sitios contaminados es sondeo eléctrico vertical (SEV), [19].

El método SEV consiste en conducir una señal de corriente en infrabajas frecuencias (señal cuadrada con frecuencia 4.88Hz típica) provista por un **generador externo** a través de la tierra por medio de dos electrodos A y B, mientras que los puntos M y N registran la diferencia de potencial ΔU (figura 1-8).

³ Estudios teóricos [13], [16], [17]

⁴ Constituida por la resistencia de contacto de electrodos de emisión (10Ω-50KΩ), lodos de perforación, resistencia de la tubería de revestimiento.



(a) Figura 1-8. Esquema general del método SEV.
 a) Configuración cuatroelectrónica simétrica de Schlumberger.
 b) Curva de resistividades aparentes observadas.

Esta operación es repetida cuando la distancia entre los electrodos A y B se incrementa, garantizando un aumento en la profundidad de investigación que se estima en el rango de 1/3 a 1/6 del valor de separación normalizada. Para dispositivos de este tipo dependiendo de la resistividad del medio, la distribución de corriente en la tierra determina la profundidad de investigación, [20].

Estudios experimentales han permitido determinar un intervalo óptimo de corriente en la señal correspondiente a 1mA – 50mA, [22].

Cada valor de resistividad es calculado en cada distancia AB según la fórmula

$$\rho = k \cdot \frac{\Delta U}{I} \quad \text{-----} \quad (1.8)$$

- Donde k - Coeficiente geométrico (depende de la posición mutua entre los electrodos).
- ΔU – Diferencia de potencial (mV) registrado entre los electrodos M y N
- I – Corriente eléctrica (mA) que fluye en la tierra a través de los electrodos A y B.
- ρ - Resistividad eléctrica (Ω -m)

Una vez realizadas todas las mediciones de los SEV, los datos adquiridos son sometidos a un procesamiento enfocado a la eliminación de perturbaciones del campo eléctrico medido relacionadas al ruido industrial, así como a las características heterogéneas del medio cercano a electrodos de medición y transmisión, obteniendo el valor de resistividad del suelo, así como el espesor de cada una de las capas geológicas estudiadas (Modelo 1D, figura 1-8), [21].

Los resultados interpretados se presentan en los sondeos a manera de secciones y mapas. Dichos mapas son llamados mapas de isovalores de resistividad aparente (figura 1-9) y de ellos se observa el comportamiento en planta de los valores de la ρ (figura 1-9 A) desde la parte más superficial del subsuelo hasta una profundidad que va desde los 4m hasta los 20m (figura 1-9 B).

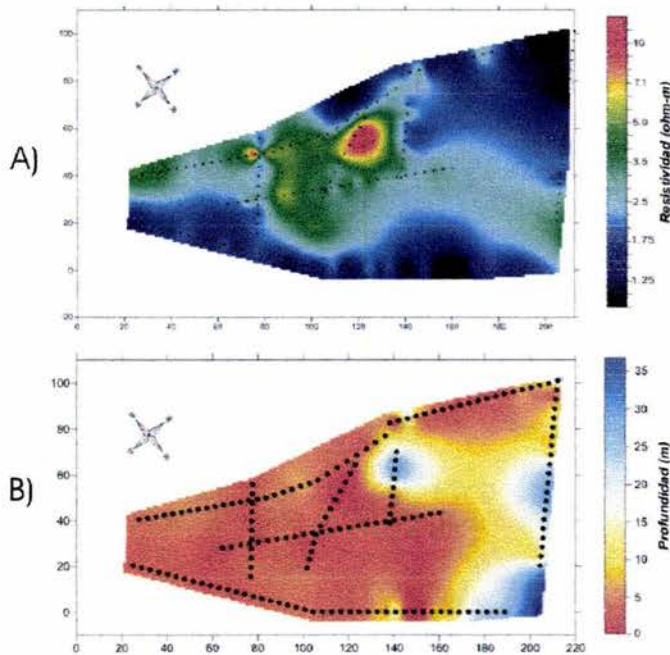


Figura 1-9. Mapa de isovalores de resistividad aparente (Campo 10, Poza Rica, Ver.).

Con todo lo anterior, se obtienen las características del generador aplicado en métodos electromagnéticos superficiales para la caracterización del subsuelo contaminado

Parámetro	Valor	
	Típico	Estimado ⁵
Frecuencia	4.88Hz	1Hz-10Hz
Corriente	20mA	10mA-50mA
Forma de señal	Cuadrada	Cuadrada con reducción 3 ^{er} armónico
Carga ⁶	1-100Ω/m	1Ω-50KΩ/m
Potencia	1W	
Funciones adicionales		
Equipo portátil basado en sistemas autónomos de conversión de energía		

Tabla 1.3 Parámetros de operación típicos para el método de caracterización del subsuelo contaminado por hidrocarburos

⁵ Estudios teóricos [23], [24], [25]

⁶ Constituida por la resistencia de contacto debida a los electrodos de emisión (10Ω-50KΩ) y la resistencia del medio en estudio.

1.3 PARÁMETROS TÉCNICOS DEL EQUIPO GENERADOR UNIFICADO

Los métodos considerados poseen características operativas comunes, tal como empleo de una señal estable en corriente y frecuencia aplicada por medio de dipolos en un medio resistivo con componente reactiva mínima, del cual se analizan los valores resistivos del medio para fines diversos. Con base en la información obtenida de los métodos presentados, se distinguen las características óptimas de operación del prototipo generador multifuncional las cuales se presentan a continuación

Estudios electromagnéticos superficiales			
Parámetro	Inspección de ductos	Registros de resistividad en pozos. Determinación de resistividad de formación en pozos abiertos	Caracterización del subsuelo contaminado por hidrocarburos
Frecuencia	625Hz (Típico) (Futuros estudios en rango infrabajas a bajas frecuencias de 1-10 ⁵ Hz)	Medición de características campo eléctrico: 0-1000Hz	4.88Hz (Típico) (Futuros estudios en infrabajas frecuencias 0 - 10Hz)
Corriente	100-200 mA	10 - 1000 mA	1 - 50mA
Potencia	10W	10W	1W
Carga	Resistividad baja [Valores máximos 1000Ω/m]	Resistividad baja (Depende valor de resistencia de contacto, lodos de perforación, resistencia tubería) [Valores típicos 10Ω/m]	Resistividad baja (Depende de puntos de contacto o electrodos) [Valores típicos 1 - 100Ω/m]
Autonomía	Si	Si	No
Tipo de señal	Rectangular	Rectangular	Rectangular

Tabla 1.4 Características típicas generador unificado.

Asimismo, a continuación se presentan algunos de los generadores comerciales y sus características de operación:

Compañía: <i>Instrumentation GDD</i>		
Generador transmisor portátil capaz de producir polarización inducida de 1400 watts, la cual opera con una fuente de alimentación de 120V, y es capaz de emitir una corriente de hasta 10A.	Características <ul style="list-style-type: none"> ◦ Protección contra corto circuito. ◦ Voltaje de salida en rango de 150 a 2000V ◦ Fuente de alimentación 120V 60Hz, con opción 220V 50Hz. ◦ Opera con un generador estándar de 120V. 	Especificaciones <ul style="list-style-type: none"> ◦ Peso: 20Kg. ◦ Rango de temperatura: -40°C hasta 65°C ◦ Forma de onda rectangular ◦ Frecuencia: 0.25Hz ◦ Corriente de salida: 5mA - 10A ◦ Voltaje de salida: 150V - 2000V
Compañía: <i>Phoenix Products</i>		
Generador transmisor portátil capaz de producir polarización inducida de 30000 watts, la cual opera con una fuente de alimentación de 120V, y es capaz	Características <ul style="list-style-type: none"> ◦ Máximo voltaje de salida 1000V ◦ Opera con un generador estándar de 120V. 	Especificaciones <ul style="list-style-type: none"> ◦ Peso: 75Kg. ◦ Forma de onda: Rectangular ◦ Frecuencia: 1Hz o 4Hz. ◦ Estabilidad frecuencia: 0.01%

de emitir una corriente de hasta 50A.		<ul style="list-style-type: none"> ◦ Corriente de salida: Hasta 70A ◦ Voltaje de salida: Hasta 1000V
Compañía: SCINTREX		
El transmisor para estudios de resistividad TSQ-3 es un generador transmisor portátil capaz de producir señales de 3000 watts. Genera una forma de onda cuadrada de frecuencia variable ideal para mediciones de resistividad y polarización inducida. La unidad es alimentada por una fuente externa.	<p>Características</p> <ul style="list-style-type: none"> ◦ Voltaje de salida hasta 1500V ◦ Opera con un generador estándar de 120V. ◦ Selección de forma de onda: forma cuadrada continua para dominio en frecuencia. Forma de onda cuadrada interrumpida con cambio automático de polaridad para dominio del tiempo. ◦ Lectura de corriente forma digital ◦ Protección contra transitorios. 	<p>Especificaciones</p> <ul style="list-style-type: none"> ◦ Peso: 30.2Kg. ◦ Rango temperatura: -30° a 50°C ◦ Forma de onda cuadrada. ◦ Frecuencia: 0.03Hz, 0.1Hz, 0.3Hz, 1Hz y 3Hz. ◦ Corriente de salida : 0.001 hasta 10A ◦ Estabilidad de corriente : 0.1% ◦ Eficiencia : 78%
Compañía: SCINTREX		
El transmisor para estudios geoelectricos SARIS es un generador transmisor portátil capaz de producir señales de hasta 100 watts. Está basado en tecnología de microprocesador con programas especializados de instrumentación, así como componentes electrónicos de alta velocidad.	<p>Características</p> <ul style="list-style-type: none"> ◦ Voltaje de salida hasta 500V ◦ Lecturas de datos en pantalla digital resolución VGA. ◦ Controlado por microprocesador con memoria interna tipo flash. 	<p>Especificaciones</p> <ul style="list-style-type: none"> ◦ Peso: 8.9Kg. ◦ Voltaje de entrada 24V . ◦ Frecuencia: 5 o 6Hz. ◦ Corriente de salida: hasta 1A ◦ Precisión de corriente de salida: ±1.25% ◦ Voltaje de salida: hasta 500V ◦ Estabilidad de corriente: 0.1% ◦ Capacidad de memoria: 10000 lecturas. ◦ Interfaces: RS-232, USB

Tabla 1.5 Características generadores comerciales

Aprovechando las características operativas de los métodos electromagnéticos pretendidos [Tabla 1.4], características comerciales diversas [Tabla 1.5], interpretación numérica de diversas simulaciones relativas a las distribuciones de corriente, voltaje y campo magnético en la superficie de un ducto para diversas frecuencias del generador ([8], [9], [25]), consideración de las características internas del ducto tales como: resistividad, diámetro interno, externo y aislamiento aplicadas en simulaciones de procesamiento de señales basadas en la detección sincrónica a fin de establecer la forma de onda adecuada ([17], [18]), la efectividad del método SEV aplicado en determinación en planta y profundidad de zona contaminadas ([19], [23], [24]), así como la obtención de datos experimentales arrojados por campañas de medición ([10], [22], [26]) fueron determinadas las características principales del generador:

Parámetro	Valor	Justificación
Frecuencia	1Hz a 10KHz	El espectro de operación considerado se basa exclusivamente en los métodos pretendidos y el empleado por los equipos comerciales. Actualmente se están desarrollando la teoría y tecnología necesarias que demuestren efectividad de registros multifrecuenciales, así como señales de barrido de señal.
Formas de la señal de salida	Rectangular Rectangular con reducción de componentes armónicos Pulsos programados	Al ser considerado un prototipo, se consideran las señales rectangulares como las óptimas de operación, ya que su implantación resulta ser más rápida en relación con la formación de señales más complejas (sinusoidales, triangulares) que requieren de conversiones digital analógicas, con una etapa posterior de amplificación de señal. Además que resulta ser una forma de señal óptima para aplicar técnicas de filtrado, tal como reducción de armónicos y detección sincrónica.
Corriente	10, 50, 100, y 500 mA, programable	La factibilidad de programación del prototipo, proporcionará la ventaja de programar la corriente deseada sin tener un valor fijo de operación, tal como algunos equipos comerciales presentados, brindando con ello estudios detallados en los métodos contemplados.
Resistencia máxima de carga	1000Ω	Especial atención se tendrá en la carga, ya que como se analizó, la resistencia de contacto puede incrementar nuestra resistencia de carga total. Por tal motivo se debe asegurar un contacto efectivo y cumplir las condiciones mínimas necesarias para que dicho valor resistivo sea lo más bajo posible.
Potencia de salida máxima	10W	La potencia de salida del sistema es un parámetro que va íntimamente ligado a la corriente capaz de inyectar el generador en dependencia de la carga que tenga el prototipo. Por tal motivo se considera una corriente promedio en 100mA y 1000Ω de carga para estimar dicho parámetro.
Alimentación	Baterías	El prototipo debe operar en campo por tal motivo debe ser un equipo totalmente portátil dada la incomodidad de llevar un generador de voltaje alterno a campo.
Funciones especiales	Generación de señal de sincronía Indicador de fallas Programable	El uso de pulsos autónomos está enfocado a lograr sincronización. Con ello es posible aplicar DS en el receptor. Al programar el sistema será factible manipular la configuración de la señal, con ello se extiende la posibilidad de uso en estudios electromagnéticos superficiales diversos.

Tabla 1.6 Características del equipo prototipo generador concebido.

Se deduce que la forma más óptima de generar pulsos programados, señales rectangulares, verificar condiciones de operación, etc. están sustentadas en el uso de un microprocesador que genere señales de control precisas enfocadas a la generación de la señal deseada.

Ventajas adicionales que otorga el uso de un microprocesador radican en el rastreo de fallas y su posible corrección, así como proveer un continuo muestreo de señales de interés, lo que provoca alta eficiencia en procesos de control.

La conjugación de puertos de entrada/salida, módulos funcionales de control, mapa de memoria extensos y una unidad de procesamiento central (microprocesador) constituyen a un microcontrolador.

La ventaja de emplear este tipo de dispositivos, radica en tener módulos funcionales, puertos de control y un conjunto flexible de instrucciones programables en un solo circuito integrado. Una ventaja adicional radica en la posibilidad de comunicación inmediata con interfaces externas mediante protocolos de transferencia de datos, tal como el RS-232. Con esta ventaja es posible reconfigurar los parámetros de operación del prototipo generador, razón que justifica el hecho de ser un dispositivo programable, tal como se estableció en las consideraciones técnicas de este trabajo de tesis.

Con base en experiencia previa en microcontroladores de 8 bits de la compañía Motorola (MC68HC11), así como ventajas que ofrecen esta familia de microcontroladores sobre otros existentes en el mercado, la parte central del proceso y control de señales, identificada como microcontrolador, se asignó al microcontrolador MC68HC912B32 de misma compañía por tener características técnicas sobresalientes, módulos funcionales diversos así como un conjunto de instrucciones flexible.⁷

1.4 CONCLUSIONES CAPÍTULO 1

Se describieron los tres métodos electromagnéticos en los cuales el generador de funciones tendrá aplicación, obteniendo de ellos las características distintivas que delimitarán el desarrollo del generador. Aunado a ello, se realizaron comparaciones funcionales de diversos equipos comerciales empleados en algunos de los métodos geofísicos descritos.

Con lo anterior se determinaron los parámetros técnicos del equipo generador. Con base en dichos parámetros, se establece la tecnología que será empleada (microcontrolador MC68HC912B32), así como algunos esquemas necesarios (sistemas de conversión de energía) y funciones adicionales de gran importancia (comunicación con interfaces).

⁷ Anexo I. MC68HC912B32. Información relevante

CAPITULO 2 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO GENERADOR

En este capítulo se establece el modo general de operación, el diseño, así como la construcción del prototipo generador.

Con base en los parámetros técnicos establecidos y las condiciones de operación en campo identificadas se establece la estructura operativa del generador, la cual está constituida por bloques funcionales que dan solución al diseño y desarrollo del equipo generador multifuncional programable.

Con los bloques funcionales identificados se determinaron los esquemas que conforman la arquitectura electrónica del prototipo, así como la programación necesaria que optimiza el rendimiento de cada uno de los esquemas planteados.

2.1 MODO DE OPERACIÓN GENERAL

La función del equipo generador es transmitir una señal temporal de forma rectangular con una corriente estabilizada en un medio conductor.

El análisis de los métodos geofísicos estudiados ([8], [13], [18]), mostró que el tipo de señales óptimas que debe emitir el generador debe presentar las siguientes características temporales:

- Amplitud estable de la señal en la carga en un tiempo específico ($\pm V_{CC}$) [Corriente]
- Frecuencia de operación ($1/T$)
- Forma de señal rectangular con opción de tratamiento espectral de señal manipulando el ciclo útil de la señal (%CU)

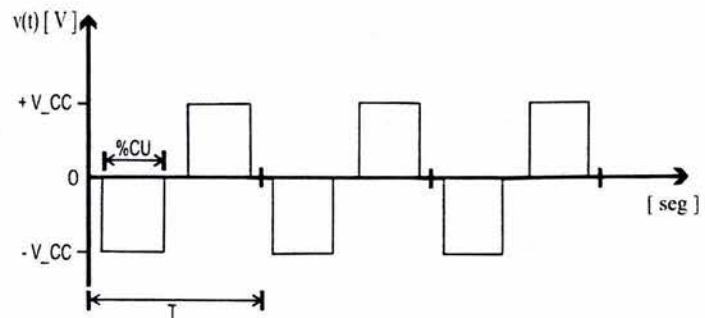


Figura 2-1. Características de la señal emitida por el generador

La elección de la señal rectangular con tratamiento espectral tiene como objetivo mejorar la técnica de emisión, adquisición e interpretación de datos.

El principal problema en la emisión de la señal radica en la técnica de formación de la misma. Los sistemas clásicos de generación de señal, basados en componentes analógicos presentan gran susceptibilidad ante cambios de temperatura, lo cual provoca corrimientos en la frecuencia generada además de un intervalo de frecuencia reducido de operación.

Asimismo, si se opta por la generación de una señal de forma sinusoidal, los componentes del esquema de amplificación continuamente conducen energía, ya que la

distribución energética se encuentra concentrada en una frecuencia fundamental de operación [figura (2-2, (A))], lo que provoca la adición de sistemas disipadores de calor.

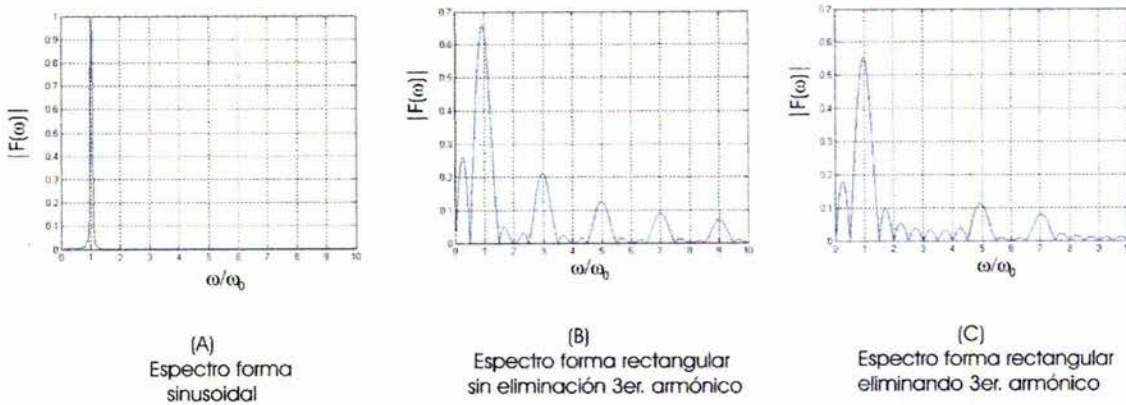


Figura 2-2. Espectros para diversas señales.

La formación de una señal rectangular a partir de sistemas digitales resulta ser de inmediata implantación, ya que el uso de módulos temporizadores brinda la ventaja de formar señales a partir de tiempos activos de conducción controlados por la comparación de registros. Con ello se logran tiempos precisos de conducción lo que conlleva a la formación de señales estables en frecuencia. Además, al controlar los tiempos de conducción, es posible alterar la distribución energética en los componentes electrónicos del sistema al eliminar componentes armónicas sobre la señal generada [Figura 2-2, (B), (C)].

Al formar señales rectangulares con espectro estrecho, se aumenta en forma indirecta el factor de calidad en los receptores al hacerlos menos susceptibles de adquirir frecuencias cercanas de operación. Aunado a ello, al conocer los momentos precisos en la formación de señal, es posible establecer condiciones suficientes para el empleo de técnicas de procesamiento de señales enfocadas a eliminar ruido y determinar la amplitud de las señales medidas.

Para lograr la formación de una señal con dichas características, es necesario el empleo de un modo efectivo de generación de señales (microcontrolador), así como un bloque de potencia que otorgue la amplitud de la señal respecto a la carga en función directa con la corriente solicitada. Un bloque que mida e informe al microcontrolador sobre la correcta generación de señal se vuelve indispensable.

Respecto a la técnica de formación de señales con tratamiento espectral (reducción de armónicos), existen variados métodos para la obtención o generación de estas señales. De ellos sobresalen el uso de compensadores, filtros activos, así como el método de control por desplazamiento de fase, en el cual se pueden reducir las componentes armónicas deseadas al tener una elección adecuada del ángulo de desplazamiento, lo cual permite eliminar la armónica de orden n , [27].

Dicho método puede ser instaurado en sistemas digitales mediante el control periódico de tiempos de conducción. Por lo tanto es posible justificar el empleo de un microcontrolador como generador de señales, ya que éste es considerado un sistema preciso de generación de eventos en condiciones temporales específicas.

Existe un método general de modulación de señales, al cual es posible aplicar un desplazamiento de fase, al eliminar el ciclo efectivo de conducción y en consecuencia eliminar las componentes armónicas deseadas. Este método es la modulación por ancho de pulso¹.

2.1.1 Bloques básicos del prototipo generador

Refiriéndonos a la figura 2-3, el microcontrolador (i) genera la formación de señal a partir de señales de control (β) en el bloque de potencia (ii) mediante la interpretación de la señal (δ) relativa a la corriente proporcional que fluye en el medio proporcionada por un bloque de retroalimentación (iii).

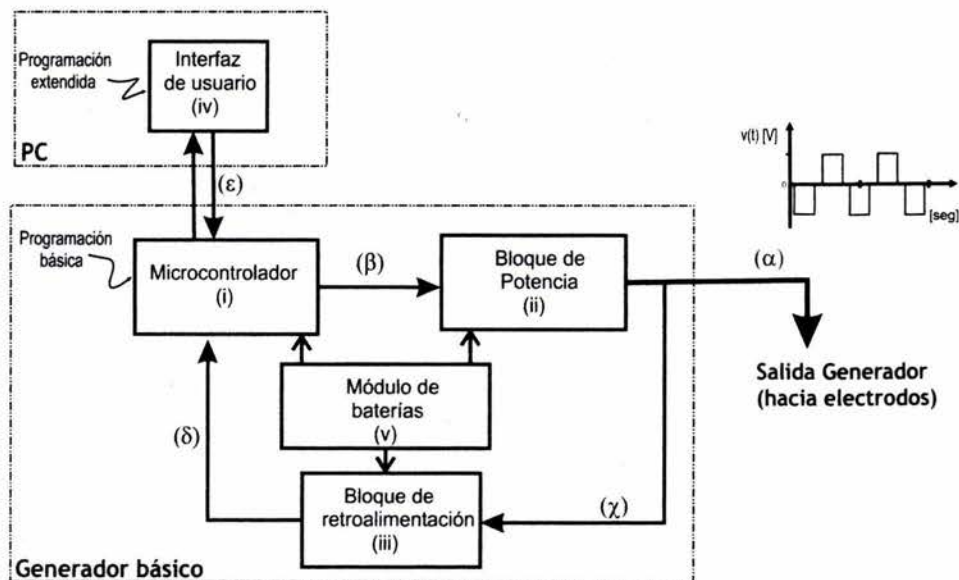


Figura 2-3. Bloques básicos del sistema.

El bloque de potencia (ii) es el encargado de formar la señal final (α) en corriente alterna mediante la estabilización e inversión de un nivel de corriente regulado.

El bloque de retroalimentación (iii) mide las variaciones de corriente en la señal (χ) generada por el bloque de potencia. Esta información es acondicionada y enviada al microcontrolador quien la adquiere y convierte a su equivalencia digital. Se establece así un lazo de control continuo, el cual tiene como objetivo realizar los ajustes necesarios en las señales de control del bloque de potencia.

Un módulo de baterías (v) brinda al prototipo la factibilidad de ser un equipo portátil e independiente; además, aísla los sistemas digitales y de potencia.

Con lo anterior, se ubican los bloques microcontrolador, de potencia y retroalimentación, con sus respectivos sistemas de energía, como las partes funcionales del sistema que constituyen al generador básico.

¹ Anexo III. Técnica de detección sincrónica y formación de señales

La interfaz de usuario (iv), contenida en una computadora personal (PC) es una ventaja adicional del prototipo desarrollado; ya que se brinda al usuario la oportunidad de una reprogramación de parámetros al momento mediante el flujo de señales de configuración (ϵ) en una etapa inicial del sistema. Por tal motivo es un complemento no necesario en la operación del prototipo. Dicho bloque a su vez puede ser identificado como la programación extendida del sistema.

2.1.2 Requerimientos técnicos en los bloques de operación

Previo establecimiento de la arquitectura electrónica, es necesario considerar los lineamientos técnicos de operación, obtenidos de las condiciones de operación en campo de los equipos comerciales, de las simulaciones de esquemas funcionales, así como de las limitantes técnicas operativas establecidas para el generador unificado. Se resaltan a continuación las características relevantes de selección en los componentes electrónicos y tecnología empleada:

- Fuente de alimentación del sistema basada en el uso de baterías, ya que se trata de un instrumento empleado en pruebas continuas en campo.
- Temperaturas de operación de todos los componentes electrónicos superiores a 40°C. Para el caso de los registros en pozos, se deberán emplear componentes que soporten temperaturas superiores a 120°C, [13].
- Convertidor analógico digital con precisión de 10 bits, así como tiempos de adquisición y conversión no mayores a 30 μ seg debido a las frecuencias de operación consideradas.
- Componentes electrónicos empleados en bloque de potencia deben ser capaces de soportar potencias máximas de 10W.
- Se considera en los esquemas de potencia el empleo de componentes en modos de interrupción con frecuencias de operación arriba de 20KHz, con tiempos de retardo no mayores a 50nseg. Esto es debido a consideraciones mínimas en esquemas de regulación interrumpidos relativas al uso eficiente de componentes magnéticos que los constituyen.
- Tarjetas impresas con recubrimiento para minimizar condiciones de humedad alta, así como soportar temperaturas altas de operación.

2.2 DESARROLLO DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL PROGRAMABLE

Dos modos de operación del prototipo generador fueron concebidos: modo básico y modo extendido. La configuración de la arquitectura básica basa su funcionamiento en la ejecución de un programa de operación desarrollado en forma modular enfocado a manipular los módulos funcionales del microcontrolador en forma independiente. La arquitectura extendida explota la ventaja de programación de parámetros al momento con ayuda de una interfaz de usuario contenida en una computadora personal.

Se entiende por arquitectura, como el conjunto de instrucciones y capacidades de entrada/salida de un sistema electrónico. La distribución en la arquitectura de un sistema digital, es usualmente un diagrama a bloques que muestra registros, buses y operaciones en el sistema, [28].

Al basar el prototipo en un microcontrolador, éste se desglosa como un módulo central de procesamiento, módulos funcionales diversos, señales y registros que darán solución a una tarea específica mediante una programación flexible.

2.2.1 Modo general de operación

El programa básico configura cada uno de los módulos funcionales del microcontrolador con base en la interpretación de los parámetros de operación deseados por el usuario. Los parámetros de operación son: **Frecuencia, Forma de señal y Corriente**.

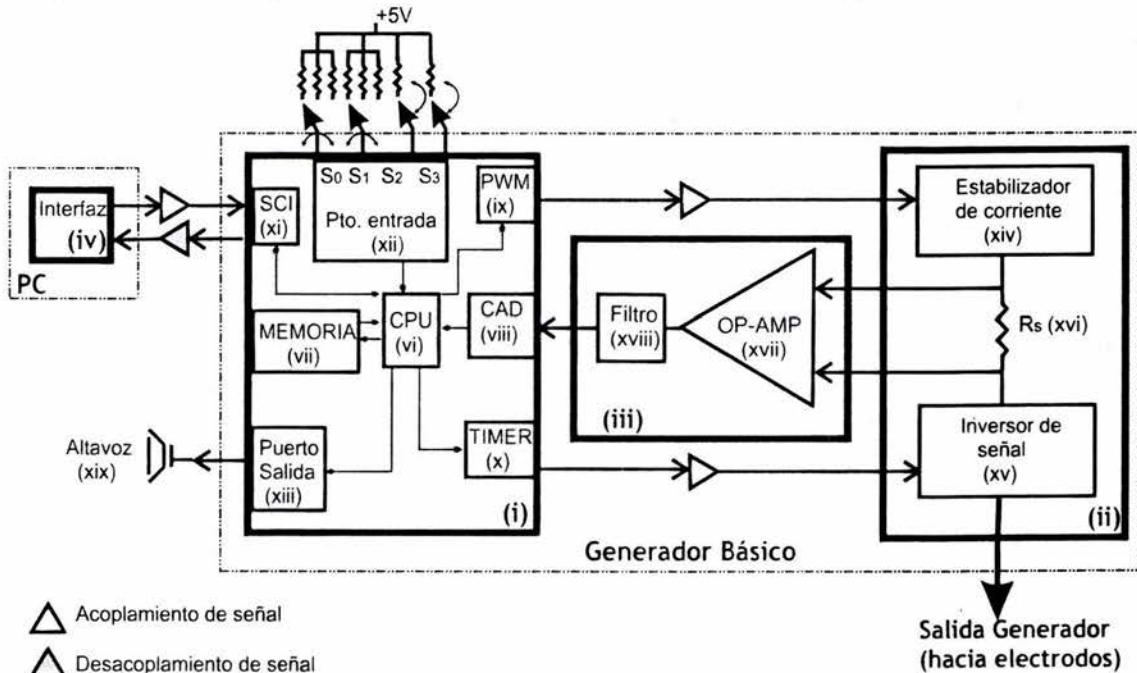


Figura 2-4. Módulos funcionales del prototipo generador

Dichos parámetros de operación son variables de programación; por tanto, se aprovecha la programación modular contemplada para proponer tres estructuras de configuración típicas que contengan los valores para las tres variables citadas.

Para seleccionar la estructura de configuración deseada, el usuario dispone de dos modos de selección:

- a) El programa básico de operación interpreta la combinación de dos perillas de configuración (S_0 y S_1 , figura 2-4) ubicadas en el panel frontal del prototipo.²

² Apéndice II, Diagrama Mecánico del Prototipo

- b) El programa básico de operación al detectar una comunicación entre la interfaz y el dispositivo mediante la habilitación del interruptor (S_2), almacena los parámetros de operación obtenidos del programa extendido de usuario (interfaz) en localidades temporales de memoria.

La interpretación de la variable 'corriente' propicia la configuración de los módulos Convertidor Analógico Digital CAD (viii) y el Modulador por Ancho de Pulso PWM (ix). Continuas adquisiciones de valores en voltaje proporcionales a la corriente que fluye por el medio, y su posterior acondicionamiento analógico y conversión digital, serán cotejadas contra el valor solicitado de corriente. El resultado de dichas comparaciones provocará el ajuste del ciclo útil efectivo que interrumpe la transferencia de energía en el módulo Estabilizador de Corriente (xiv) del bloque de potencia.

La interpretación de las variables 'Frecuencia' y 'Forma de señal', provoca la configuración del módulo temporizador TIMER (x) quien controla la formación de señal en el módulo Inversor de Señal (xv), el cual depende del nivel de corriente estabilizado.

Una condición inicial de alta prioridad establece la posibilidad de una comunicación serial. Si el interruptor S_2 está habilitado, la interfaz (iv) envía parámetros de configuración al microcontrolador mediante el uso del módulo de Comunicación Serial SCI (xi) previo proceso de Acoplamiento/Desacoplamiento de señales.

El objetivo de realizar un (des)acoplamiento radica en aislar los bloques del sistema, ya que cada uno posee características técnicas distintivas en las señales empleadas.

Funciones adicionales del sistema son ejecutadas. Condiciones de operación anómalas propician la ejecución de una alarma sonora mediante un zumbador (xix) controlado por un puerto de salida (xiii).

2.2.2 Flujo de operación

Con lo anterior, se establece el modo en que fluyen y se adquieren las señales en forma secuencial por cada uno de los módulos del microcontrolador quien controla los bloques constitutivos del prototipo (figura 2-5).

- (1) Se verifican condiciones mínimas de operación del sistema, tal como niveles óptimos de alimentación provistos desde el módulo de baterías. Si existiera alguna condición anómala, el programa aborta su ejecución.
- (2) El programa básico verifica un posible enlace con el programa extendido (interfaz). La finalidad es configurar parámetros de operación deseados por el usuario al momento.
- (3) Si el proceso de enlace no se cumple, el programa posee los valores de las variables para tres registros diversos almacenados con anterioridad. Para seleccionar la estructura de configuración, el usuario selecciona frecuencia y corriente deseada mediante dos perillas frontales en el prototipo.

- (4) Con base en los parámetros configurables establecidos, el programa configura y habilita los módulos funcionales del bloque digital (CAD, TIMER, PWM) que darán forma a la señal deseada.
- (5) El TIMER genera las señales temporales que controlan la formación de la señal en el inversor de señal.
- (6) Señales moduladas en tiempo emitidas por el módulo PWM alimentan al sistema estabilizador de corriente.
- (7) En este momento, la corriente fluye por la rama activa del módulo inversor, esta corriente es uno de los parámetros deseados por el usuario. Para tener control sobre este parámetro, un proceso de muestreo constituido por el CAD y el bloque de retroalimentación, miden las variaciones de corriente en una resistencia de muestreo conocida R_s (xvi, figura 2-4).
- (8) Las variaciones adquiridas y convertidas a su forma digital serán interpretadas por el programa, lo cual propicia un ajuste continuo en el ciclo útil efectivo de la señal generada por el PWM en el estabilizador de corriente. Con el continuo ajuste del ciclo útil se logra la estabilización de la corriente emitida al medio en estudio.
- (9) Con lo anteriormente descrito, se obtiene una señal estabilizada en corriente con características distintivas en tiempo. Dicha señal es incidida en el medio en estudio.

Con lo anteriormente expuesto, el diagrama de flujo de operación queda definido de la siguiente manera

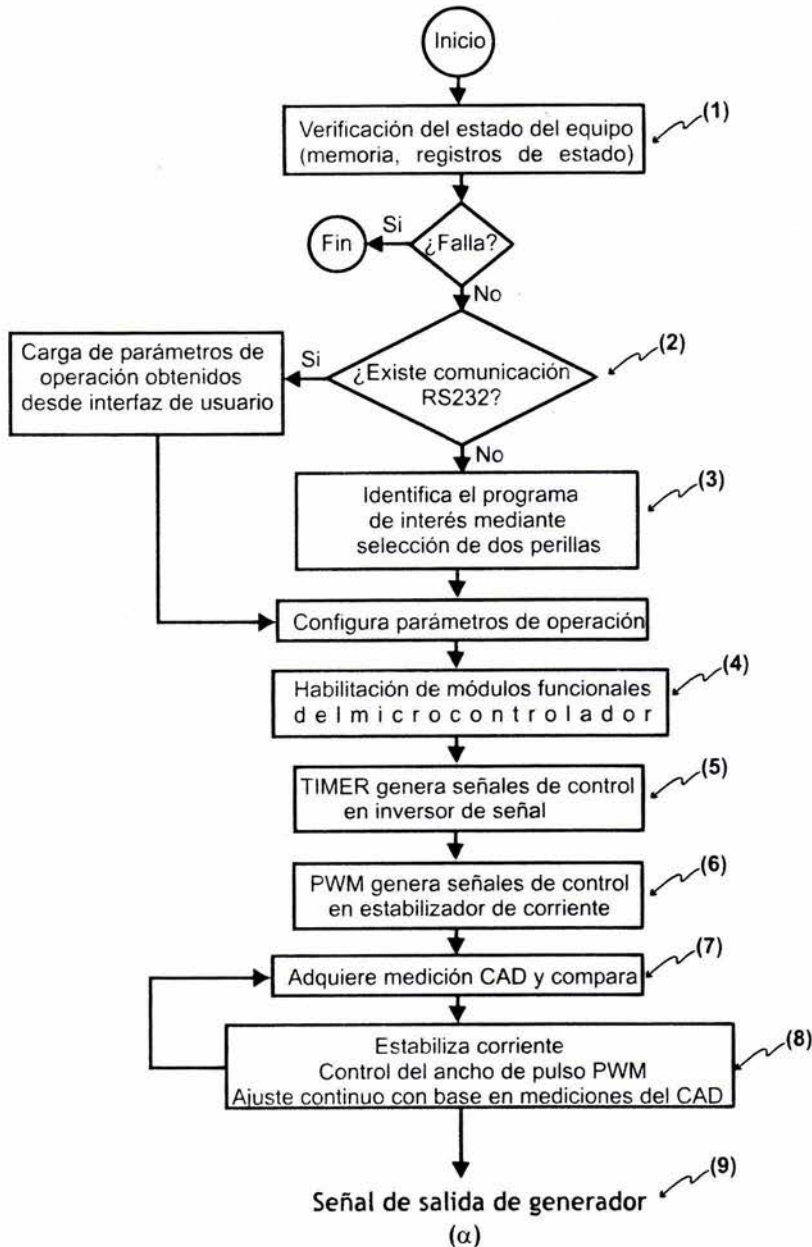


Figura 2-5. Diagrama de flujo de operación del sistema.

2.3 ARQUITECTURA BÁSICA DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL PROGRAMABLE

Con base en las características del equipo prototipo generador concebido (Tabla 1.3), los bloques operativos del sistema identificados (figura 2-4) y las funciones necesarias para generar la señal de interés, se presenta a continuación el desarrollo de los esquemas electrónicos del esquema básico de operación.

Dado que el diseño del prototipo está basado en una plataforma electrónica digital programable, es necesaria una programación efectiva de los módulos constitutivos del

mismo. Por tal motivo, se detalla la programación necesaria para optimizar el rendimiento del prototipo.

Como se dijo, los tres bloques funcionales básicos de operación del prototipo son

- Microcontrolador y operaciones digitales diversas
- Bloque de potencia
- Bloque de retroalimentación

2.3.1 Microcontrolador y operaciones digitales diversas

El objetivo principal de este esquema es generar las señales de control sobre el bloque de potencia y adquirir la señal retroalimentada referente a la corriente que fluye en el sistema. Dicho esquema está sustentado en el uso del microcontrolador.

Se desglosa a continuación (figura 2-6) el bloque microcontrolador con los módulos constitutivos así como el flujo de las señales.

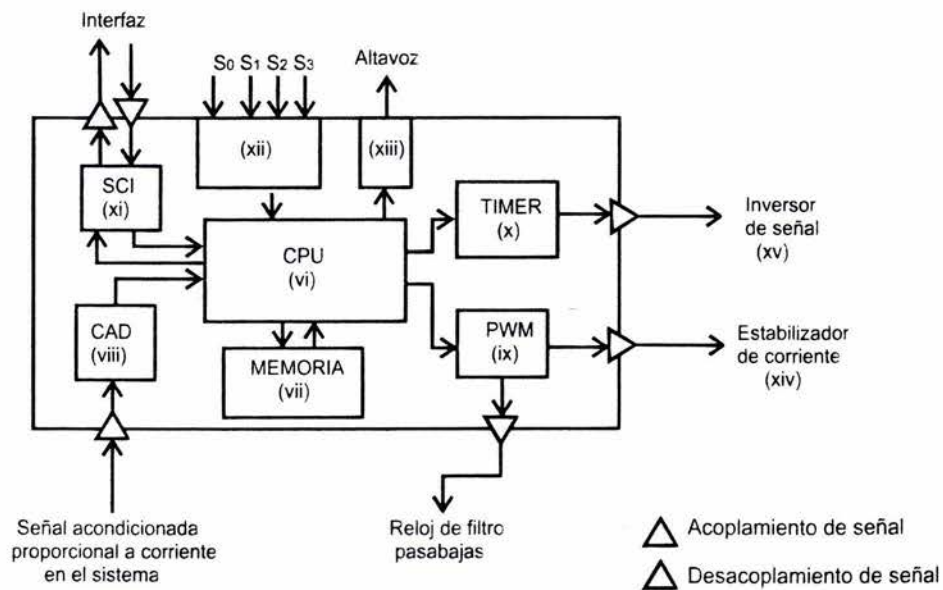


Figura 2-6. Módulos constitutivos del microcontrolador y operaciones digitales.

De lo anterior se detallan las principales funciones que realiza cada módulo:

1. (vi) La Unidad Central de Procesamiento (CPU) como parte medular del sistema interpreta el código de programación modular contenido en la memoria lo cual brinda la configuración de los diversos subsistemas del microcontrolador.
2. (vii) El bloque memoria está constituido de dos tipos de memoria. La Memoria EEPROM (no volátil) contiene el programa básico de configuración y operación. La memoria RAM (volátil) almacena los parámetros de operación que configuran los módulos del microcontrolador.

3. (viii) La adquisición de señales analógicas y su posterior conversión digital son realizadas mediante el CAD para el futuro proceso de control.
4. (ix) El modulador por ancho de pulso emite las señales temporizadas de control hacia el estabilizador de corriente y una señal de reloj en una etapa de filtrado en el bloque de retroalimentación.
5. (x) Con base en los parámetros de configuración de señal, el temporizador TIMER emite señales desfasadas 180° que permiten la formación de una señal de corriente alterna estabilizada con el nivel provisto por el convertidor de corriente continua.
6. (xi) La interfaz de comunicación serial (SCI) permite el enlace con la interfaz de usuario mediante el protocolo RS-232.
7. (xii) Adquisición e interpretación de parámetros de configuración de usuario son obtenidos desde interruptores por medio de un puerto de entrada del microcontrolador Puerto A (PTA₀₋₂, PTA₄₋₇)
 - a. S₀ Determina forma de señal y frecuencia.
 - b. S₁ Selecciona la corriente en la señal de interés.
 - c. S₂ Habilita la posibilidad de enlace con la interfaz.
 - d. S₃ Brinda al usuario la posibilidad de operar con una batería externa en el sistema de conversión de corriente continua, con lo cual es posible obtener una relación de potencia mayor en el sistema.
8. (xiii) Emisión de una señal de advertencia sonora mediante puerto A es aplicada ante una eventual falla. El PTA₃ es configurado como salida. El resto del puerto como entradas.

Se observa de la figura 2-6 como módulos de (des)acoplamiento de señales son empleados. El acoplamiento/desacoplamiento de señal se refiere al hecho de referir señales de características técnicas similares a un punto común de referencia identificado como tierra. Hecho por el cual se distinguen básicamente dos tierras en nuestro prototipo. Tierra digital y Tierra analógica de potencia.

Existen diversas técnicas de aislamiento de tierras, de las que sobresalen el uso de componentes analógicos (transformador de pulsos) y mediante el uso de componentes ópticos (optoacoplador), [29].

Los transformadores de pulso poseen un embobinado primario y pueden tener uno o más embobinados secundarios. La ventaja de poseer múltiples embobinados secundarios permite que con una señal única en el primario, múltiples señales puedan producirse en los devanados secundarios. El transformador debe poseer una pequeña inductancia de fuga y el tiempo de elevación de pulso debe ser corto. Con un pulso relativamente largo y una baja frecuencia de conmutación el transformador se satura y por tanto la señal de salida se distorsiona.

Los acopladores ópticos u optoacopladores combinan un diodo emisor de luz infrarroja y un fototransistor de silicio. La señal de entrada se aplica al diodo y la salida se forma en el fototransistor. Los tiempos de elevación y abatimiento deberán ser muy cortos.

Debido a la dificultad de ajustar un transformador de pulsos, su robustez física del mismo, así como minimizar el empleo de componentes analógicos en el prototipo con la finalidad de conseguir un prototipo compacto y digital, se eligió tecnología óptica para el bloque de acoplamiento y aislamiento de señal.

El dispositivo optoelectrónico de acoplamiento seleccionado es el 6N137, figura 2-7, el cual posee las siguientes características sobresalientes:

- Velocidad de transferencia de 10 MBit/s
- Rechazo en modo común de 10 kV/ μ s debido a la implementación de un escudo contra el ruido.
- Rango de temperatura de operación de -40°C hasta $+85^{\circ}\text{C}$.
- Salidas en colector abierto con operación en niveles lógicos.

Asimismo, para esquemas analógicos de potencia aplicando modos interrumpidos, es necesario operar los interruptores de potencia (MOSFET) en modos de corte y saturación, por lo que debe aplicarse un voltaje apropiado de compuerta para lo cual se utiliza un reforzador de señal inversor (buffer 74HC04, figura 2-7).

El esquema electrónico de acondicionamiento óptico de señal empleado se muestra a continuación. Se demuestra el modo de aislamiento de una terminal de entrada/salida unidireccional.

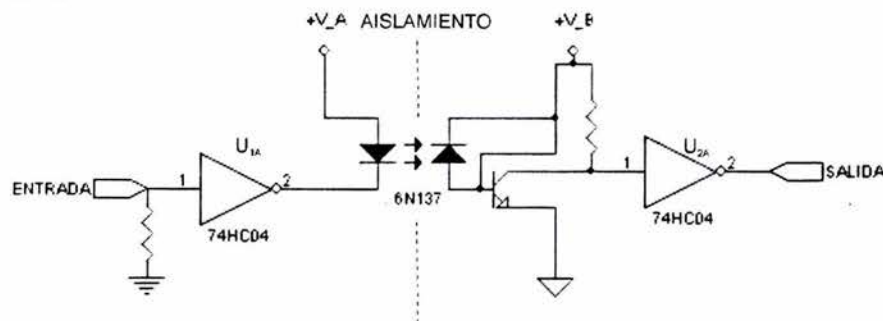


Figura 2-7. Diagrama de acondicionamiento de señal.

El circuito funciona de la siguiente forma:

- Si la entrada es un "1" lógico, la salida del inversor U_{1A} es baja y el fotodiodo emisor es activado. Este cambio es detectado y el transistor óptico aislado es activado forzando la salida a un estado bajo. Posteriormente, dicho estado bajo es invertido por U_{2A}, produciendo una salida lógica alta o "1".

2.3.2 Bloque de potencia

Señales de control generadas por el microcontrolador y acondicionadas para su empleo en el bloque de potencia son utilizadas. Los dos módulos constitutivos del bloque de potencia son:

- Estabilizador de corriente
- Inversor de señal

Como se dijo, señales moduladas emitidas por el PWM controlan el módulo estabilizador de corriente (xiv, figura 2-6) mediante el ajuste continuo del ciclo útil de interrupción en un sistema de conversión de energía. Dicho ajuste permite obtener un nivel de corriente estable. Ésta sirve para energizar al inversor de señal (xv, figura 2-6) quien es controlado por señales temporales desfasadas 180° emitidas por el TIMER.

2.3.2.1 Estabilizador de corriente

La forma más simple de un convertidor CD/CD de frecuencia alta conmutado, llamado convertidor directo, radica en la transmisión de energía a una carga en un tiempo determinado mediante un interruptor; pero dadas las necesidades de cada aplicación, existen diversos esquemas de conversión en CD/CD. Por lo tanto el primer parámetro a definir en un convertidor CD/CD es definir la aplicación del mismo, [2].

Para el caso específico del prototipo generador, el nivel de regulación obedece a la corriente estabilizada en dependencia de la carga conectada, por lo tanto, el esquema del convertidor CD/CD deberá otorgar niveles ajustables o variables de voltaje.

De las múltiples topologías empleadas en convertidores CD/CD, tres esquemas resaltan por su sencillez y fácil aplicación, estos son el convertidor de subida, convertidor de bajada y convertidor inversor.

Los tres operan en modo de saturación en sus interruptores, en los llamados periodos interruptivos controlados, cuando es aplicado un voltaje no regulado a través de un inductor (L, figura 2-8) por intervalos de tiempo pequeños, [30].

La corriente en el inductor se eleva durante cada pulso. La energía almacenada en su campo magnético se interpreta por

$$E = \frac{1}{2} \int_0^{t_1} L i^2(t) dt \quad \text{-----} \quad (2.1)$$

La energía almacenada es transferida a un capacitor (C, figura 2-8) de filtrado en la salida el cual suaviza la salida.

El proceso de regulación se basa en ajustes relativos a la transferencia de energía (V_{EN} , figura 2-8) por medio del interruptor (Q, figura 2-8) en el inductor L. Dicho ajuste es controlado por un sistema retroalimentado, [2].

El sistema de retroalimentación y control consiste de un modulador de ancho de pulso (figura 2-8), el cual se ajusta en dependencia de las variaciones presentadas en un voltaje de referencia, [29].

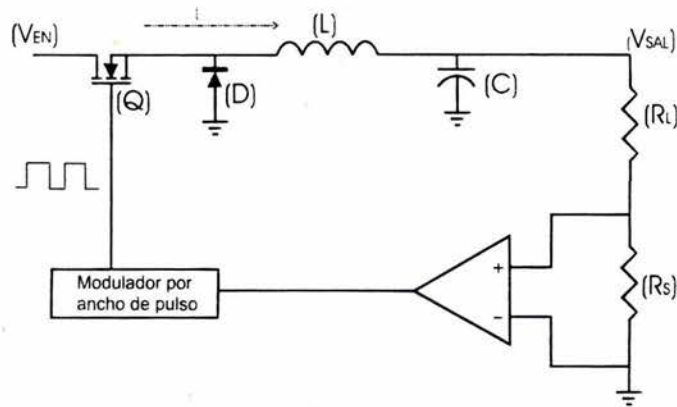


Figura 2-8. Esquema básico de regulador por ancho de pulso.

Existe un esquema que combina las ventajas que brinda el uso de un transformador, así como el aumento o disminución de la regulación en dependencia directa con el tiempo activo de interrupción. Dicho esquema es el convertidor doblemente interrumpido en configuración puente aislado o también llamado *push-pull*.

El convertidor en configuración *push-pull* actúa bajo el mismo principio que un inversor de señales, ya que interrumpe la transferencia de energía de un transformador en forma balanceada obteniendo una señal alterna, la cual posteriormente será rectificadada y filtrada, [31].

2.3.2.1.1 Principio de operación

Existen dos estilos de convertidores *push-pull*, el que es alimentado por voltaje y el que es alimentado por corriente. La diferencia entre ellos radica en la definición de la forma de salida que se desea, ya que para la alimentación por corriente se obtienen mejores formas, pero dicha mejora se ve reflejada en un incremento en precio y uso de más componentes debido a que es necesario manejar una bobina de corriente extra, la cual soporta corrientes elevadas, haciéndola robusta al manejar alambre de menor calibre, [29].

Los dos esquemas básicos del convertidor *push-pull* se muestran a continuación

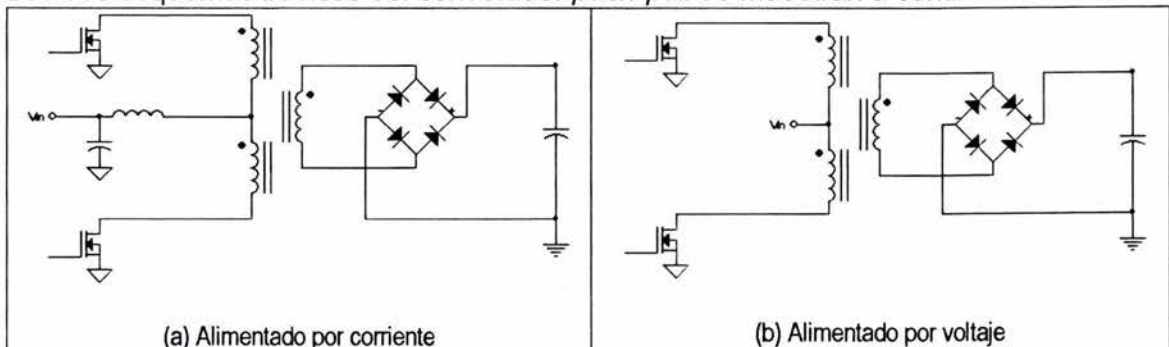


Figura 2-9. Configuraciones del esquema *push-pull*.

Para evitar el excesivo uso de componentes magnéticos, el consecuente incremento en tamaño del circuito generador, así como el gasto en corriente que implica la adición del inductor adicional, el estilo elegido corresponde al modo de alimentación por voltaje.

Dicho modo de operación basa su principio en la interrupción de dos interruptores (Q_A , Q_B , figura 2-10) sobre un transformador con devanado central conectado a una batería de alimentación. Dichos interruptores operan 180° fuera de fase (de ahí el nombre de *push-pull*, empuja-jala). Este desfase no significa que cada uno de los transistores operen al 50% del ciclo útil, ya que pudieran existir traslapes durante sus tiempos de conducción, por lo que se debe tener especial atención en este punto. (Figura 2-10)

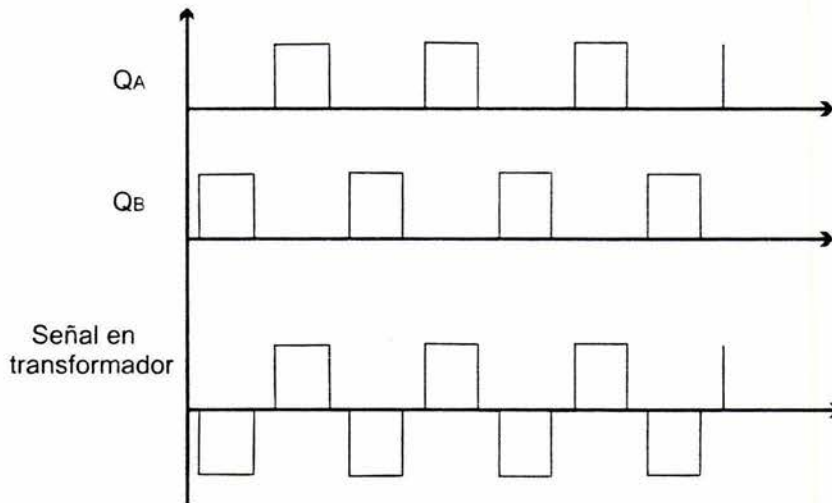


Figura 2-10. Formación de la señal en transformador en esquema *push-pull*

Este esquema resulta de gran eficiencia debido a que hace uso del transformador en forma bidireccional, lo cual provoca una salida con rizo mínimo, además que trabaja en dos cuadrantes del ciclo de histéresis (figura 2-11), con lo cual se logra mayor eficiencia e inminentes operaciones a potencias más altas.

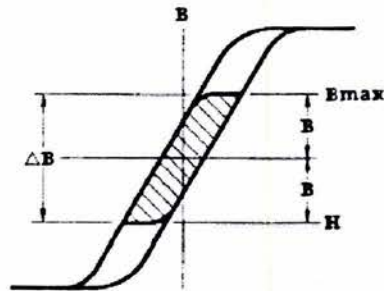


Figura 2-11. Uso eficiente en ciclo de histéresis de configuración *push-pull*.

Las consideraciones técnicas al realizar este tipo de circuitos son:

- Mantener una frecuencia óptima para cada tipo de ferrita usada en el transformador.
- Generar señales en tiempo precisas que eviten el traslape, ya que una conducción simultánea hace uso de forma ineficiente al transformador provocando un corto circuito con el inminente aumento de corriente y el sobrecalentamiento en los interruptores, [29].

- Los interruptores deberán soportar al menos el doble del voltaje pico pretendido. Debido a que existe un alto riesgo de daño del dispositivo al trabajar en los límites, pues la resistencia de drenaje fuente (para el caso de transistores MOSFET) es proporcional a los niveles manejados.
- En el proceso de retroalimentación del sistema se deberá tener cuidado especial, ya que un efecto de retroalimentación positiva puede producir oscilaciones no deseadas en el sistema. Debido a que las respuestas regresan en fase al amplificador y producen reducción en la estabilidad del sistema, la ganancia y el ancho de banda se decrementan, [32], [33].

2.3.2.1.2 Programa de control del estabilizador de corriente

De parámetros técnicos en el diseño de los transformadores se recomienda trabajar con frecuencias por arriba de los 20KHz. Dicha frecuencia se modulará en ancho de pulso en dependencia directa con el valor que adquiera e interprete el convertidor analógico digital.³

El valor de energía inyectada en la carga dependerá del ancho del pulso que se suministre en la operación de conducción de los transistores y en consecuencia la transferencia de energía de ésta forma propiciará valores mínimos de regulación hasta valores aproximados al nivel de voltaje de la fuente de alimentación (baterías).

A continuación se presenta la curva de eficiencia del esquema *push-pull* (modo regulador de voltaje) desarrollado variando el parámetro de frecuencia de operación.

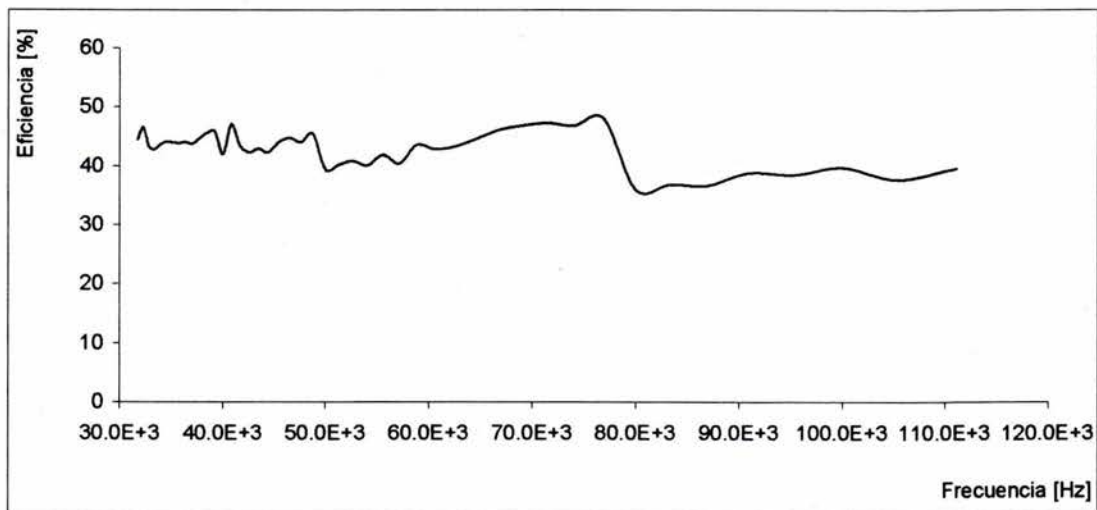


Figura 2-12. Eficiencia del toroide utilizado en distintas frecuencias.

Las condiciones de operación fueron corriente de salida 30mA con carga 22Ω y una batería de alimentación de 12V.

³ Anexo IV. Materiales magnéticos

Con la respuesta anterior se estableció la frecuencia de operación del estabilizador de corriente correspondiente a 76.9KHz, por ser la que brinda mejores características de rendimiento y eficiencia del núcleo en uso.

Cabe mencionar que este prototipo no contempla un sistema efectivo de ajuste de eficiencia, lo que conllevaría a un ajuste automático de frecuencias de operación del estabilizador de corriente, por tal razón, existe un valor fijo de frecuencia de conmutación. Por otra parte, la frecuencia de la señal que el prototipo debe emitir está definida en un ancho de banda establecido, por lo que se decidió emplear dos módulos independientes de generación de señal: mediante el PWM y el TIMER.

Con los parámetros técnicos de operación establecidos, se desarrolló el bloque de programación del estabilizador de corriente (figura 2-13), el cual se basa en el uso de dos módulos del microcontrolador: El modulador por ancho de pulso (PWM) y el convertidor analógico digital (CAD)

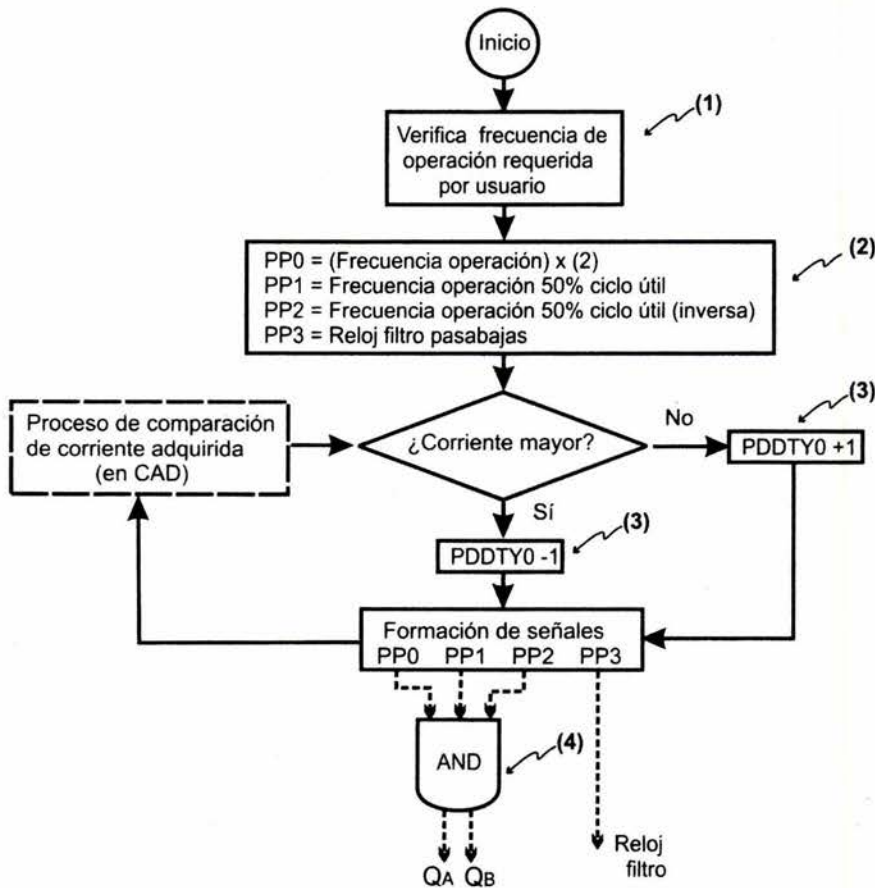


Figura 2-13. Diagrama de flujo del control del estabilizador de corriente.

- (1) El programa verifica la frecuencia de operación del prototipo. Dicha variable se utiliza para configurar el reloj del filtro pasabajas del bloque de retroalimentación.
- (2) Los datos necesarios para la configuración de cada canal del PWM son almacenados. Dichos datos son obtenidos mediante el siguiente análisis

Se emplea un reloj de operación de 8MHz (125ns por cuenta), por lo que al configurar los registros (canal 0) $PWPER_0=51$ y $PWDTY_0=40$ (periodo y ciclo útil respectivamente) se obtiene una frecuencia aproximada de 153.8KHz con un ciclo útil del 80% al emplear las ecuaciones de configuración del módulo PWM.⁴

El tipo de señal pretendida corresponde a la descrita por la figura 2-10. Fue necesario usar tres canales, así como un tratamiento lógico de señal (figura 2-13). Se configuran los registros (canales 1 y 2) como

$$PWPER_1=PWPER_2=103$$

$$PWDTY_1=PWDTY_2=51$$

$PWPER_3$ y $PWDTY_3$ (canal 3) se configuran con base en la frecuencia del prototipo.

- (3) La señal $PWDTY_0$ se ajusta en dependencia del valor de comparación de la corriente adquirida, procesada y cotejada por el CAD. A partir de este momento existe un ajuste continuo en las señales enfocadas a la regulación óptima de corriente.
- (4) Las señales requeridas por los interruptores son obtenidas por la operación AND del canal PP_0 (figura 2-14), junto con PP_1 y PP_2 . Esta operación lógica provoca un tiempo muerto de conducción en la señal final de alimentación (Figura 2-14) en los interruptores (Q_A o Q_B) con lo cual se evita la posible conducción simultánea en los interruptores.

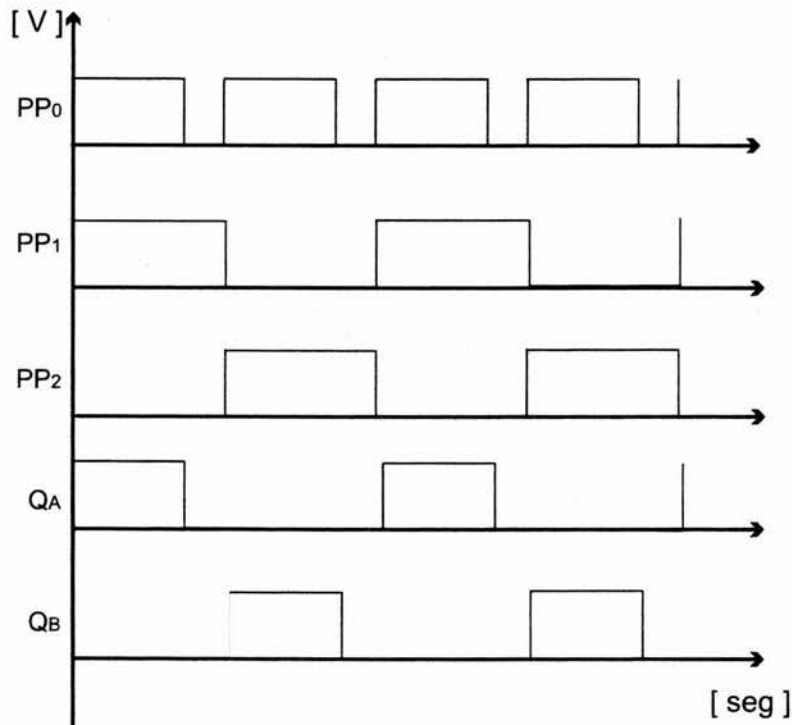


Figura 2-14. Generación de señales de control en módulo PWM.

⁴ Anexo I. Microcontrolador MC68HC912B32. Información relevante

2.3.2.2 Inversor de señal

Los inversores son circuitos eléctricos de potencia que trabajando en conmutación generan una tensión o intensidad alterna a partir de una fuente continua, con la magnitud y frecuencia deseada. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables.

Diversos esquemas electrónicos y algoritmos de generación de señal han sido desarrollados con la finalidad de obtener señales cercanas a formas sinusoidales, con el objetivo de brindar sistemas alternos de energía (UPS).

Sobresalen algoritmos tales como la entrada en voltaje variable (VVI) [34], supresión de componentes armónicas [35], [36]. Así como esquemas basados en tiristores en esquemas séxtuples de interrupción [34].

Los objetivos principales al construir un inversor de señal en el prototipo radican en tener una forma en corriente alterna a la cual sea posible implementar técnicas de filtrado tal como detección sincrónica [16] al conocer los tiempos precisos de formación de señal, además de manipular el espectro de la señal eliminando componentes armónicas para incrementar el factor de calidad en los equipos receptores.

2.3.2.2.1 Principio de operación

El circuito inversor básico está formado por dos pulsadores. Cuando el transistor Q_1 está activo durante el tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga v_o es $V_s/2$. Si el transistor Q_2 está activo durante un tiempo $T_0/2$, el voltaje en la carga es $-V_s/2$.

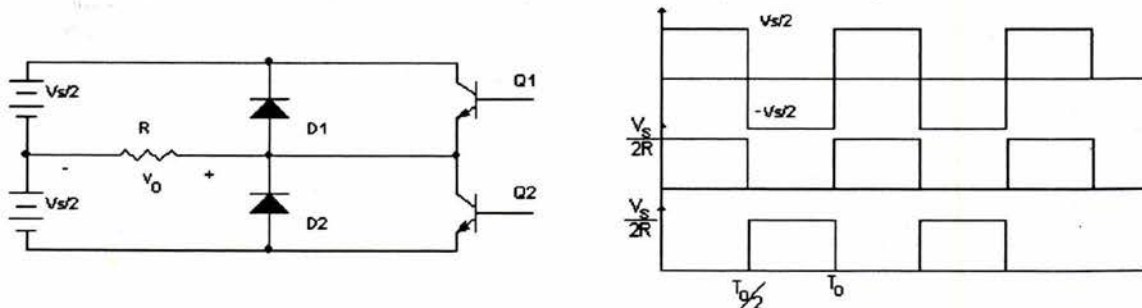


Figura 2-15. Diagrama típico de inversor de señal.

Existen básicamente dos tipos de inversores de señal: el inversor monofásico y el trifásico. Un inversor monofásico en puente está formado por cuatro pulsadores. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte y adquiere el valor $-V_s$, [27].

El esquema para el inversor monofásico en puente desarrollado se muestra a continuación

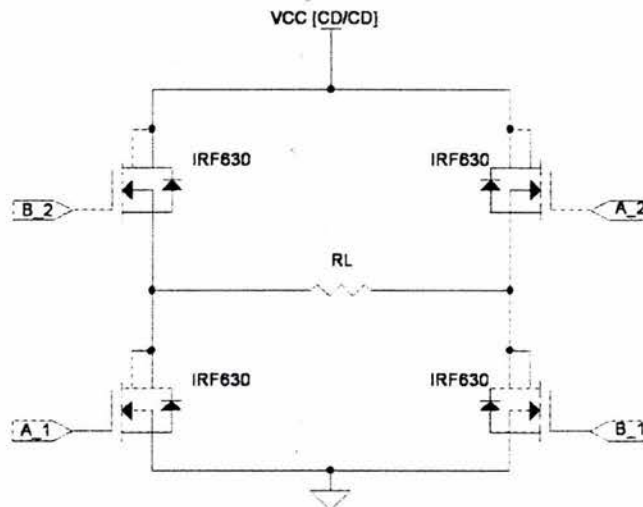


Figura 2-16. Inversor monofásico en configuración puente.

Del esquema anterior se observa la necesidad de aislar las referencias de las señales A_2 y B_2 debido a que el punto de referencia común provoca un corto en los interruptores de la parte inferior del esquema. Nuevamente se emplea la tecnología óptica descrita para solucionar dicho inconveniente.

Para que el flujo de corriente en el esquema sea posible es necesario activar los interruptores A o B al mismo tiempo para que el voltaje provisto por el estabilizador de corriente provoque un flujo de corriente en la carga R_L (figura 2-16). Por tal razón, al igual que el programa del estabilizador, es de suma importancia generar los tiempos precisos de habilitación en los interruptores.

2.3.2.2.2 Programa para el control del inversor de señal

Las señales generadas por el prototipo se limitarán a formas rectangulares con opción a eliminación del 3^{er} armónico. De diversas simulaciones realizadas es posible concluir que es posible implementar en un futuro la modulación SPWM con la finalidad de obtener aproximaciones espectrales de formas sinusoidales, [37].

Las ventajas obtenidas al aplicar este tipo de señal son:

- El consumo de energía en los transistores se reduce, ya que operan en dos estados (abierto o cerrado) evitando el consumo continuo de potencia latente en esquemas de amplificación típicos.
- La formación de señal se basa en una secuencia de señales digitales en tiempo.
- Al formar señales con espectro estrecho se aumenta en forma indirecta el factor de calidad en los receptores al hacerlos menos susceptibles a frecuencias cercanas de operación.
- Se reduce el esquema electrónico del prototipo, ya que se descarta el uso de convertidores digital analógico, sistemas de potencia, así como microcontroladores con soporte de operaciones en punto flotante.
- Se establecen condiciones suficientes para el empleo de la técnica de detección sincrónica [16], la cual es aplicada en la medición de nanoseñales de frecuencias

infrabajas con finalidad de eliminar ruido y determinar la amplitud de las señales medidas [13].⁵

Las señales de control en el inversor se realizan mediante comparaciones de registros en tiempo con ayuda de un contador de 16 bits programable por software, con lo cual es posible generar señales en frecuencia más precisas que con el modulo PWM. Aquí radica la selección de cada módulo para solucionar cada función específica requerida.

Se generan dos señales desfasadas 180°, salvo que cada una de estas señales interrumpe en forma simultánea a dos transistores (A_1 y A_2 o B_1 y B_2, figura 2-16) para que exista un flujo de corriente a través de la carga. Las señales A_1 y A_2 tienen las mismas características de conducción en tiempo, a excepción que dichas señales se hayan desacopladas en forma independiente. El mismo caso corresponde para las señales B_1 y B_2.

Entonces, el flujo del programa de control del inversor (figura 2-17) queda establecido de la siguiente manera

- (1) Se identifica la frecuencia y forma de señal a generar de los parámetros de configuración de usuario.
- (2) Se programan los contadores en el módulo temporizador TIMER. Se configuran dos canales independientes que dan control a las señales A y B (figura 2-16) quienes forman la señal requerida en el inversor.

Debido a que la ideología de programación del sistema está orientada a ser modular, es necesario generar las señales en forma independiente y no tener un programa basado en un ciclo continuo de generación de señal. Por tal motivo se emplean interrupciones basadas en pseudo vectores. Se emplea una herramienta provista en el microcontrolador en uso llamada rutinas D-Bug12.⁶

- (3) Por tal motivo, se implementa el control de las comparaciones en el contador mediante la verificación del estado de una bandera que propiciará los cambios de estado en las señales de formación en el inversor.
- (4) Los tiempos de formación son sumados al contador del sistema que propiciará las interrupciones en los canales configurados del TIMER (PT₀ y PT₁). Este proceso se realiza en forma continua propiciando la formación de la señal en el inversor.

⁵ Anexo III. Técnica de detección sincrónica y formación de señales

⁶ La forma de implementar dichas rutinas es relativamente simple, primero se almacenan los parámetros en la pila, en el orden preciso, leyendo el primer parámetro en el doble acumulador D. Se invoca la función deseada con un salto convencional. El código posterior removerá los datos que fueron ingresados en pila. El salto usa un modo indirecto indexado que trata al contador de programa como un índice de registro. Dicho salto contiene el mnemónico PCR (*Program Counter Relative*) el cual provee el cálculo del corrimiento desde la dirección base de la rutina. Dicho corrimiento es calculado mediante la sustracción del valor del apuntador de programa en la dirección del primer objeto de la rutina desde la dirección provista por el corrimiento indexado, [38], [39].

Es notorio como un sistema de desacoplamiento de señal es necesario en este proceso debido a la necesidad de referenciar las señales en distintos puntos comunes para tener un óptimo sistema interrumpido en los transistores.

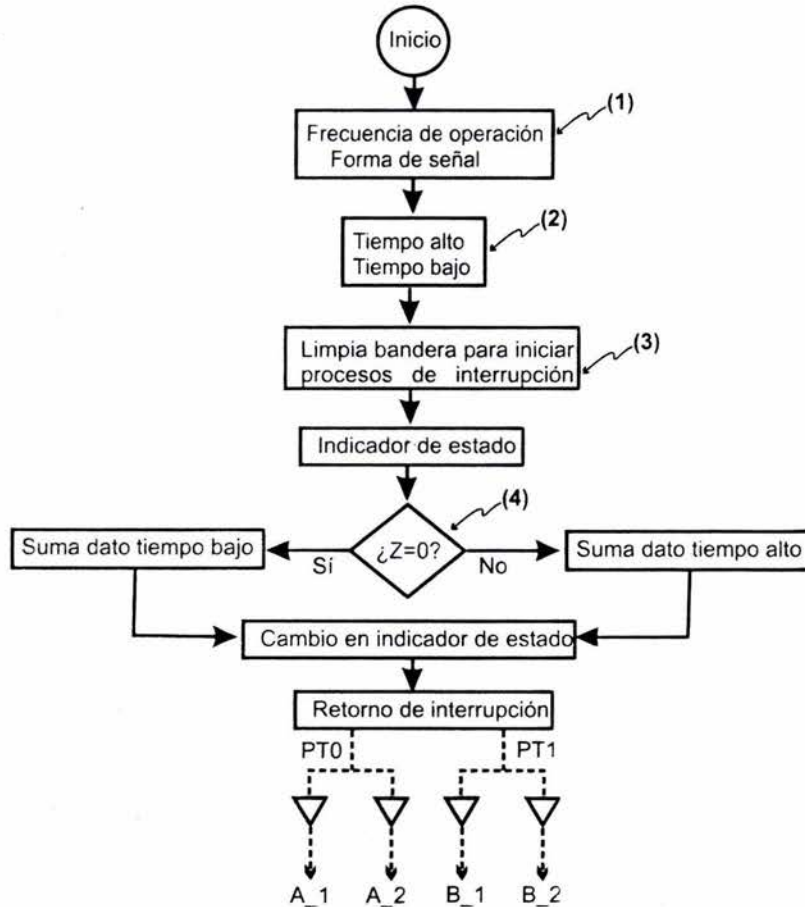


Figura 2-17. Diagrama de flujo para generación de tiempos en inversor.

2.3.3 Bloque de retroalimentación

Dos modos de medición de corriente de referencia fueron analizados. Uno de ellos basa su operación en el uso de un transformador de corriente. El transformador de corriente usa el principio de conversión de alta corriente primaria a una corriente secundaria menor. Dentro de las ventajas de los transformadores de corriente, es que este puede medir corrientes muy altas y consumir muy poca potencia. Sin embargo el material férrico usado en el núcleo se puede saturar cuando la corriente primaria es muy alta o cuando hay un componente en corriente directa en la misma. Una vez magnetizado, el núcleo contendrá histéresis y su precisión disminuirá a menos que se desmagnetice nuevamente, [29].

El otro modo analizado basa su principio de operación en la adquisición de variaciones de corriente sobre una resistencia de muestreo (R_s , figura 2-18).

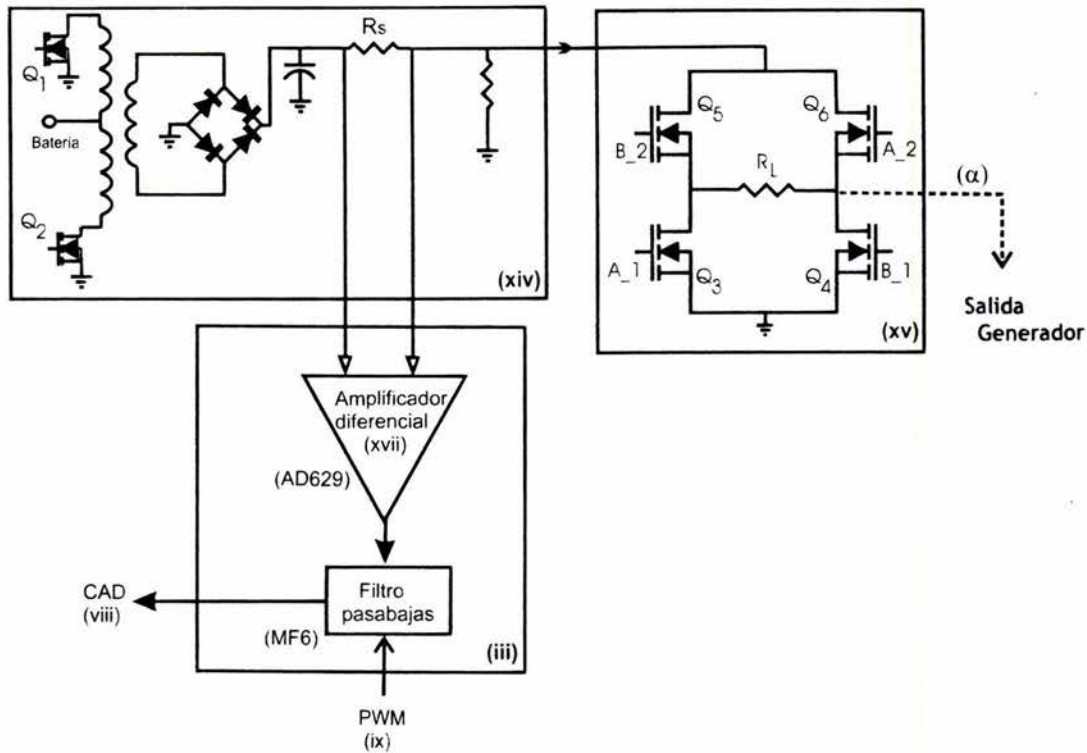


Figura 2-18. Bloques constitutivos en control y regulación de corriente.

Se adquiere un valor diferencial de voltaje proporcional a la corriente real que fluye por el inversor en R_s mediante un amplificador diferencial (AD629, figura 2-18). Éste además de otorgar un nivel de voltaje proporcional a las diferencias en corriente, brinda un sistema efectivo de desacoplamiento de señal ya que el circuito integrado posee una entrada en modo común alta, razón que permite adquirir y amplificar una señal pequeña (proporcional a la corriente) que está presente junto con una señal mucho más grande.

Un proceso analógico de filtrado se realiza debido a la adición de señales en alta frecuencia provocadas por la conmutación de los componentes electrónicos analógicos del esquema regulador de corriente. Este proceso se realiza mediante la incorporación de un filtro pasabajas (MF6).

El MF6 un filtro pasabajas de 6º orden con tecnología de capacitores conmutados. La frecuencia de corte es configurada al variar la constante de tiempo de un integrador RC simulada por la interrupción periódica de los transistores MOSFET. Se elige este circuito debido a la facilidad en la configuración de frecuencia de corte, la eliminación de componentes analógicos externos que puedan ser afectados por condiciones ambientales, así como el empleo de un solo circuito integrado que cumpla con las funciones de filtro de señal y amplificador.

La señal filtrada y amplificada es adquirida por medio del módulo CAD quien mediante la ejecución del programa básico, adquirirá dicho valor, lo convertirá y lo comparará para procesos de control establecidos.

El programa de control de corriente contenido en la programación básica, hace uso de dos de los módulos especiales del microcontrolador: El módulo convertidor analógico digital (CAD) y el modulador por ancho de pulso (PWM).

Cabe mencionar que se realizaron diversos programas enfocados a la adquisición, conversión y control de corriente de los que sobresale un método de adquisición con ventanas.

En él se realizaban adquisiciones regidas por una frecuencia de muestreo ocho veces mayor a la frecuencia de operación del sistema con intención de realizar promedios móviles de los datos adquiridos. Dicho método resultó ser bastante efectivo en un lazo de control abierto, pero al cerrar el lazo de control del sistema, se generó una retroalimentación positiva volviendo al sistema completamente inestable.

El programa enfocado al control y regulación de corriente quedó finalmente establecido de la siguiente manera (figura 2-19)

- (1) Se configura como primer módulo al CAD ya que necesita de un tiempo de estabilización de carga debido a que es un convertidor de aproximaciones sucesivas. El modo de configuración corresponde al modo de conversión continua para adquisiciones sencillas por canal, en modo de 10 bits para tener una precisión alta.
- (2) Se determina la frecuencia de operación del generador multifuncional, con dicho dato se establece la frecuencia de reloj del filtro (MF6).
- (3) Se configura y habilita el módulo PWM. En él se generan las señales de control del estabilizador de corriente en los canales PP_0 - PP_2 y la señal de reloj del filtro en canal PP_3 .
- (4) El módulo CAD adquiere las variaciones de corriente continua y las coteja contra un valor establecido de referencia correspondiente a la corriente que circula por la rama activa del inversor de señal.
- (5) Si el valor de corriente cotejado es menor, un proceso de control aumenta el ciclo útil de uno de los canales del módulo PWM que afectara directamente el tiempo de conducción de los interruptores en el estabilizador de corriente. En caso contrario, se disminuye el ciclo útil.

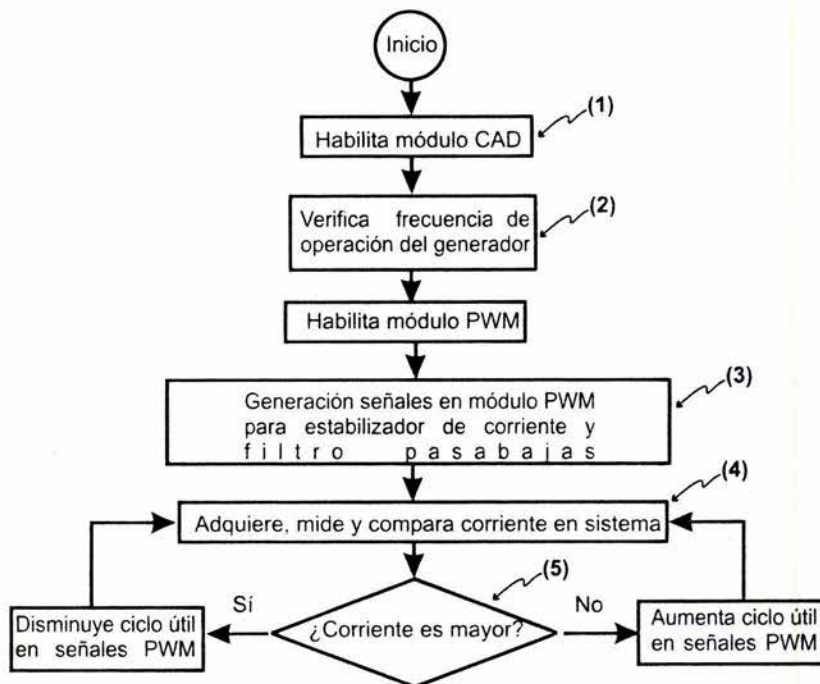


Figura 2-19. Programa continuo de adquisición y control de corriente.

Adquisiciones, conversiones y comparaciones continuas de los datos relativos a la corriente brindan un lazo cíclico de control.

2.4 ARQUITECTURA EXTENDIDA DEL GENERADOR MULTIFUNCIONAL PROGRAMABLE

Además de proveer un medio de enlace entre el dispositivo y el usuario, el empleo de una interfaz de usuario brinda de elementos adicionales que permiten el procesamiento de información mediante la adquisición de datos emitidos y adquiridos por alguno de los puertos de entrada del microcontrolador.

Asimismo, es posible con ayuda de dispositivos externos, tales como sensores de temperatura, establecer parámetros de ajuste continuo en módulos que son afectados diversos parámetros, e informar al usuario de un inminente corrimiento de valores.

Para lograr tal fin, es necesaria la configuración de un protocolo de comunicación entre la interfaz y el dispositivo. El protocolo elegido es RS-232 el cual puede ser configurado en el microcontrolador en uso, mientras que el programa con el cual se desarrollo la interfaz fue LabWindows/CVI de National Instruments el cual es una derivación del lenguaje de desarrollo C. Dicho lenguaje brinda las ventajas de crear interfaces gráficas enfocadas a crear paneles instrumentados, así como el desarrollo flexible de funciones, ya que al desarrollarse las aplicaciones en ambiente C, lo hace un sistema de desarrollo cien por ciento compatible con múltiples lenguajes de programación, [40].

2.4.1 Protocolo RS-232

Se basa en la transmisión de una estructura de datos, la cual contiene diversos bits de configuración. El formato empleado en el microcontrolador en uso, emplea un formato conteniendo un bit de inicio, ocho bits de datos y un bit de paro. El modo de comunicación es asíncrono con circuitería interna autónoma de generación de la tasa de transmisión empleada tanto en el modo recepción como en transmisión. El microcontrolador posee dos líneas dedicadas a la recepción y transmisión de datos.

Para la configuración de dicho módulo se configura la tasa de intercambio mediante un registro, dicho registro configura un contador de 13 bits. Posteriormente se configura el modo de operación, lo cual permite habilitar interrupciones por hardware y algunos modos especiales de operación. Se selecciona el formato de la transmisión y se selecciona el modo de operación, ya sea transmisión, recepción o ambos.

El principio de transmisión o recepción basa su funcionamiento en la continua comparación de las banderas de transmisión o recepción según sea el caso. Dichas banderas están incluidas en el registro de estado del módulo de comunicación SCI.

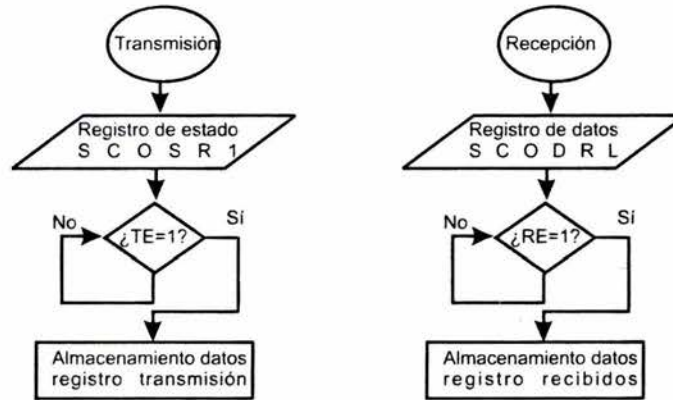


Figura 2-20. Diagrama de flujo de configuración de transmisión y/o recepción comunicación serie

2.4.2 Programa para interpretación de datos de configuración de usuario

La programación al momento es una de las características distintivas que hacen del prototipo desarrollado un equipo generador único aplicado en el área de registros electromagnéticos superficiales. Con esta característica, se cumple con el requerimiento programable del título del trabajo.

Además abre la posibilidad de implementar funciones adicionales tales como la corrección de parámetros de funcionamiento presentadas antes diversas condiciones climáticas como la temperatura, ya que se cuenta con canales disponibles de adquisición y conversión analógica.

También puede ser implementada la transferencia de datos adquiridos por el CAD. Datos que, como se analizó anteriormente, establecen el modo de control del estabilizador de corriente. Con dichos datos es posible establecer procesamiento de

señales al momento enfocados a realizar tareas de interpretación de datos o establecer predicciones con base en comportamientos conocidos.

Las funciones básicas que la interfaz posee son el cálculo de los tiempos activos en los transistores MOSFET en dependencia directa de la frecuencia elegida, así como la implementación de la posible eliminación del 3^{er} armónico.

Son contempladas tres estructuras de configuración que contienen los datos que pueden ser seleccionados mediante las perillas de selección en el panel frontal del generador, con cada una de las corrientes requeridas. El valor de frecuencia, la factibilidad de reducción del tercer armónico, así como la corriente deseada, serán parámetros ingresados por el usuario, el cual mediante un proceso de transferencia de datos al generador configurará la operación del generador.

El panel desarrollado se muestra a continuación

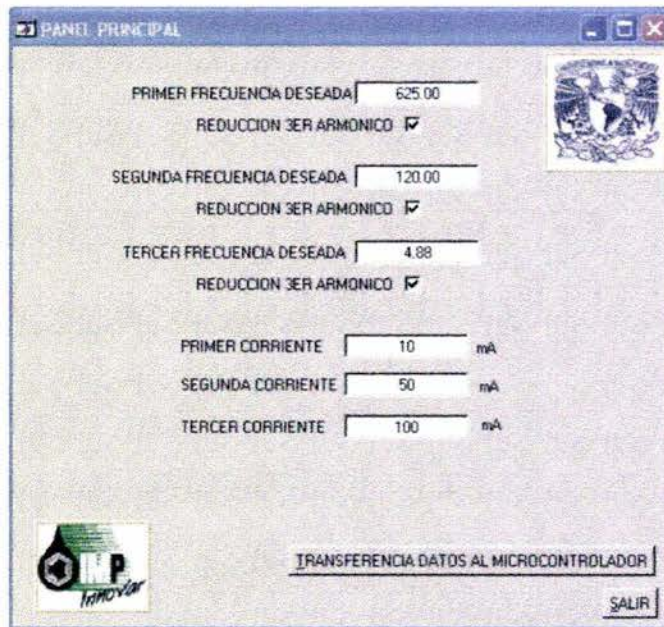


Figura 2-21. Panel de interfaz de usuario.

El programa extendido del sistema (figura 2-22) fue establecido de la siguiente manera

- (1) Se configura el puerto serie de la computadora personal.
- (2) El usuario selecciona los tres parámetros de configuración (frecuencia, corriente y forma de señal), los cuales son almacenados en registros que serán procesados posteriormente.
- (3) Con dichos datos se fijan los límites de operación del generador, seleccionando un reloj base de operación.
- (4) Se detectan si las opciones de eliminación del tercer armónico están habilitadas en el panel para proceder a su interpretación. Se fijan los tiempos activos de

conducción para cada uno de los transistores en dependencia de las solicitudes del usuario.

(5) Se envían los parámetros deseados mediante una comunicación serial RS-232.

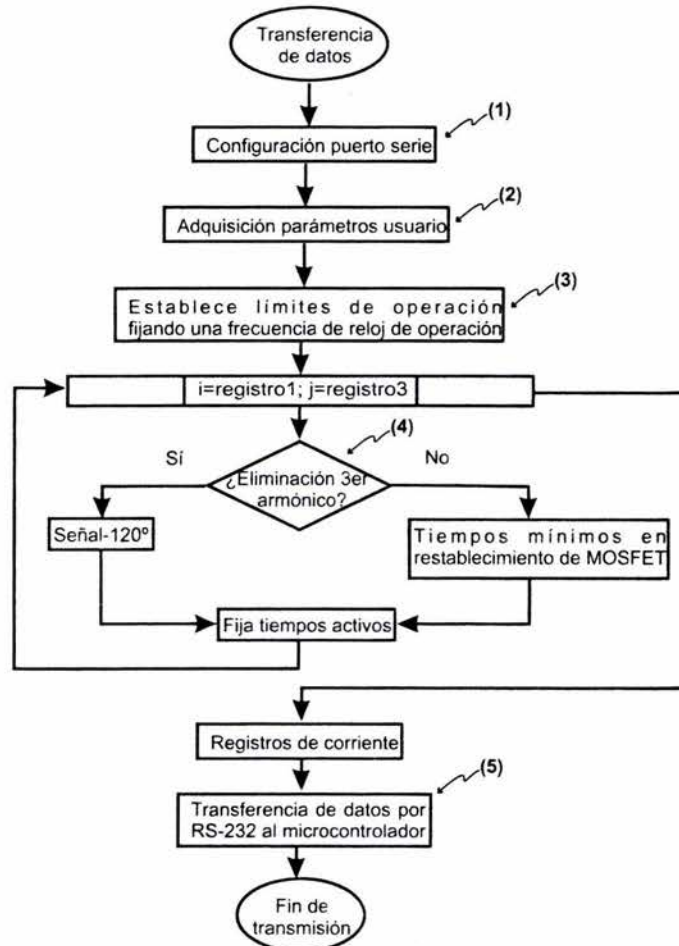


Figura 2-22. Diagrama de flujo del programa de interfaz de usuario.

2.5 CONCLUSIONES CAPITULO 2

Se determinaron los bloques básicos constituyentes del prototipo generador, así como el flujo de operación del sistema. Con lo anterior fue posible vislumbrar las partes principales de los bloques, así como identificar las señales necesarias para realizar los procesos respectivos de control y formación de señal lo cual originó la selección de la arquitectura electrónica del sistema.

Mediante la implantación de una arquitectura electrónica versátil que incluyó módulos programables adaptables y sistemas de potencia eficientes, se construyó el prototipo generador multifuncional programable. Asimismo, se desarrollaron los programas necesarios para la configuración de los módulos constitutivos del sistema. Se desarrollo la interfaz de usuario que permite una comunicación entre el usuario y el prototipo con la cual se configuraran los parámetros de operación del dispositivo al momento.

CAPITULO 3 EVALUACIÓN DEL PROTOTIPO DESARROLLADO

Con la adhesión de los esquemas electrónicos analizados en el prototipo unificado, se obtuvo un equipo funcional y autónomo. Para determinar la confiabilidad y parámetros de operación, fue necesario realizar ciertas pruebas de validación pertinentes. Por tal motivo, este capítulo contempla las pruebas realizadas sobre el prototipo, así como los resultados obtenidos.

Para situar al prototipo como un generador de señal fue necesario realizar algunas de las siguientes pruebas

- Estabilidad de regulación por línea y regulación por carga
- Estabilidad en función de la temperatura
- Análisis espectral de frecuencias
- Eficiencia
- Repetitividad
- Linealidad

Dichas pruebas fueron situadas en dos momentos, los cuales corresponden a

1. Situaciones controladas o Pruebas en laboratorio
2. Situaciones reales o Pruebas en campo.

El objetivo de realizar las primeras pruebas radica en establecer los parámetros reales de operación limitados por la tecnología en uso. Ya con dichos parámetros será posible limitar condiciones de operación en registros reales.

Finalmente, con los parámetros reales de operación establecidos, fueron realizados dos registros típicos superficiales: la detección de un ducto enterrado en campo localizado mediante la técnica de perfilaje electromagnético; así como el empleo del método de sondeo eléctrico vertical para determinar contaminación del subsuelo.

Dichas pruebas de validación en campo fueron realizadas en zona abierta dentro del Instituto Mexicano del Petróleo.

3.1 DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO

Con los modelos de programación y los esquemas electrónicos elegidos, se construyó el prototipo pretendido. Éste está constituido por tres tarjetas impresas, las cuales han sido diseñadas con base en funciones típicas de operación, y están distribuidas en un gabinete metálico con perillas e interruptores de selección de parámetros de operación.

Cabe destacar que dichas tarjetas corresponden a un diseño temporal, se realizaron con el objetivo de conjuntar los bloques operativos. Éstas no poseen una distribución de componentes idónea, no se considera una densidad estricta de pistas por cara, ni un análisis de tierras. Por tal motivo, la adición de señales en alta frecuencia en nuestras mediciones será un fenómeno presente en las mediciones realizadas.

Una tarjeta de generación de señales y de adquisición del valor de corriente constituye la tarjeta principal. Está básicamente conformada por el microcontrolador en uso, y la electrónica de acondicionamiento y filtrado de señal necesaria para un funcionamiento óptimo (circuitos integrados AD629 y MF6), Figura 3-1.

La segunda tarjeta está constituida por etapas de control, reforzamiento y acoplamiento de señal, conformadas por circuitos ópticos, reforzadores buffer y compuertas lógicas. También se encuentran estabilizadores de voltaje, los cuales son considerados para tener niveles de alimentación semejantes en el módulo de filtrado, así como garantizar la operación correcta del microcontrolador (Figura 3-1).

La tercera tarjeta del sistema está constituida por el bloque de potencia. El inversor y el estabilizador de corriente se encuentran distribuidos en esta. (Figura 3-1)¹

La finalidad del gabinete metálico es impedir la adición de señales de radiofrecuencia al dispositivo. El gabinete posee dos perillas de selección de programas, un interruptor general de operación, así como un selector de comunicación serial (interfaz usuario). Brinda al usuario la opción de operar con una batería interna de 12V o la posible adición de un banco de baterías externo para generar mayor potencia.¹

En lo concerniente a la programación, el programa básico se desarrolló enteramente en lenguaje ensamblador² mientras el programa extendido fue realizado en LabWindows/CVI³.



Figura 3-1. Módulos funcionales del generador multifuncional programable

¹ Anexo II – Diagramas eléctricos

² Anexo V – Programación ensamblador

³ Anexo VI – Programación extendida

3.2 PRUEBAS DE LABORATORIO

Los resultados que se muestran corresponden a mediciones basadas en modelos de error probabilístico, los cuales otorgan resultados confiables basados en la experiencia práctica de mediciones repetidas bajo condiciones semejantes de operación, [41].

Los dos modelos básicos empleados corresponden al primer momento central o media, el cual nos otorga un valor promedio aritmético

$$m = E[x] = \bar{x} = \frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) \quad \text{-----} \quad (3.1)$$

El segundo momento central llamado varianza (desviación estándar) nos otorga la dispersión de los elementos medidos con respecto al valor medio

$$\sigma^2 = \mu_2 = D^2[x] = E \left[(X - E[X])^2 \right] \quad \text{-----} \quad (3.2)$$

Con los dos anteriores es factible calcular el error que se origina en las mediciones hechas, al realizar el cociente de la desviación y el valor promedio

$$\varepsilon = \frac{\sigma^2}{m} \times 100\% \quad \text{-----} \quad (3.3)$$

Diversas características pueden caracterizar al dispositivo en relación con el tipo de validación que se pretenda dar. En general existen tres características básicas de operación para un dispositivo: [42]

a) Características estáticas.

Describen la operación del dispositivo en condiciones estables ($25 \pm 10^\circ\text{C}$, 90% o menor humedad relativa, presión ambiental atmosférica 88T o 108KPa, etc.) con cambios muy pequeños en el valor de la medición y en ausencia de golpes y vibración.

b) Características dinámicas.

Relacionadas a la respuesta del instrumento a fluctuaciones o cambios paulatinos en la medición.

c) Características del medio.

Describen la operación (o cambios en la ejecución en condiciones ambientales controladas) del instrumento a cambios externos específicos tales como la temperatura, golpes, vibración y humedad.

Para un análisis de instrumentos electrónicos, las características de mayor peso corresponden a la precisión, repetitividad, linealidad, sensibilidad, deriva, resolución y otras, las cuales se realizan en condiciones estáticas de operación.

Las principales características dinámicas son en respuesta transitoria (respuesta en tiempo, tiempo de elevación, constante de tiempo) y en algunos casos respuesta en frecuencia.

Las características del medio ambiente son típicamente limitadas al error por temperatura y la resistencia a golpes y vibraciones. (La resistencia a ambientes dañinos y ambientes corrosivos son considerados como características mecánicas de diseño).

Por tales motivos, al ubicar al prototipo generador como un instrumento, algunas de las pruebas en condiciones estáticas más relevantes deben ser consideradas para determinar las características reales de operación del prototipo.

3.2.1 Estabilidad en regulación por línea y en regulación por carga

La estabilidad de la regulación del dispositivo va íntimamente ligada a la precisión que el dispositivo nos pueda otorgar. Se entiende por precisión como la desviación permisible de las lecturas a partir de sus respectivos valores reales.

Para analizar la precisión del generador, se programaron diversas corrientes, y el generador operó por un periodo de tiempo establecido, obteniendo en dicho tiempo los valores en corriente proporcionados por el generador mediante un adquisidor de valores *Hydra DataLogger*⁴ de la compañía Fluke (figura 3-2) cotejando los valores contra un multímetro digital (*Fluke 189*)⁵ en modo corriente de la misma compañía.

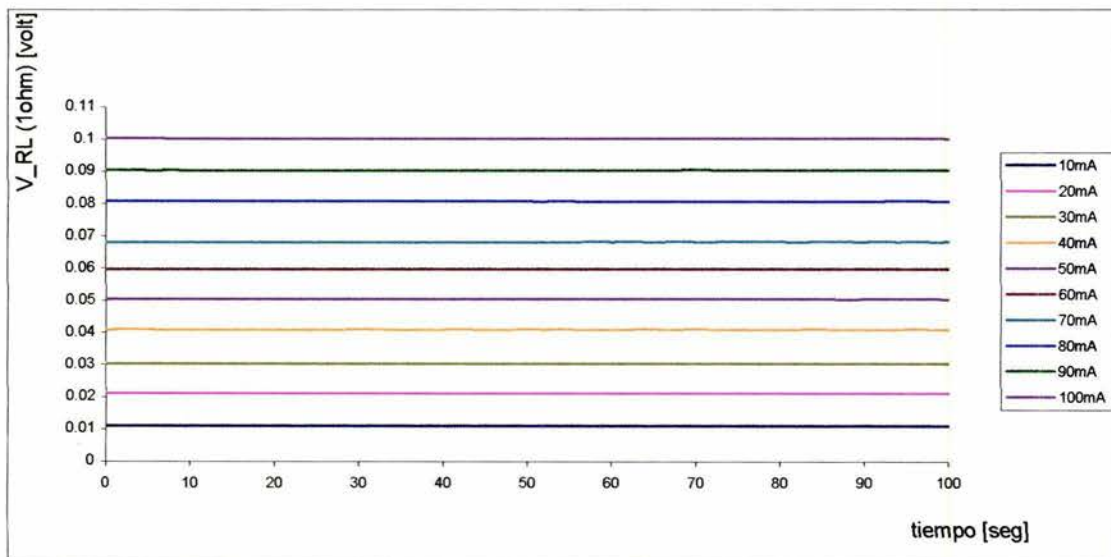


Figura 3-2. Regulación en línea del generador multifuncional.

Se programó el generador a una frecuencia de operación de 120Hz. Dicho valor corresponde a una de las frecuencias típicas para los registros electromagnéticos

⁴ Rango mínimo medición señales RMS 20 Hz - 50 Hz 1.43% +0.25 mV
HYDRA 2620A Data Acquisition Unit. Service Manual.
February 1997. Fluke Corporation. Page 1-11

⁵ Rango mínimo medición señales RMS 45 Hz – 1KHz 0.4% + 40 unidad menos significativa
Fluke 189 User Manual.
Fluke Co, 2002. Page 7-5

superficiales para localización de ductos, así como determinar las influencias de los armónicos de la frecuencia de línea comercial (60Hz).

La corriente estabilizada se hizo fluir sobre un par de resistencias eléctricas conectadas en serie. Una de ellas funge como el medio resistivo en estudio (22Ω) y la otra como resistencia de muestreo (1Ω) de la cual se adquieren los valores de voltaje proporcionales a la corriente que fluye en el medio.

Los valores adquiridos son almacenados en un archivo de datos del cual se realizó un análisis estadístico enfocado a obtener el error generado con base en la desviación de sus valores promedio correspondientes (figura 3-3).

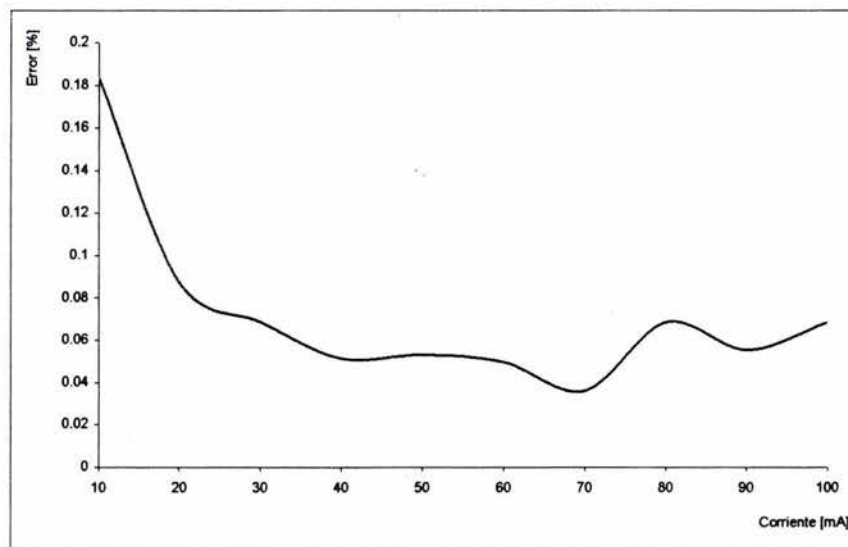


Figura 3-3. Error máximo en las corrientes reguladas.

El error máximo calculado para diversas corrientes estabilizadas a 120Hz fue 0.183%.

Para demostrar la efectividad del generador para distintas frecuencias, se elige un valor fijo de corriente estabilizada (50mA en 22Ω) y se programa el generador con las tres frecuencias típicas de operación en los registros electromagnéticos estudiados.

Los valores adquiridos de voltaje proporcionales a la corriente con distintas frecuencias de operación mediante el adquisidor *Hydra* se presentan a continuación

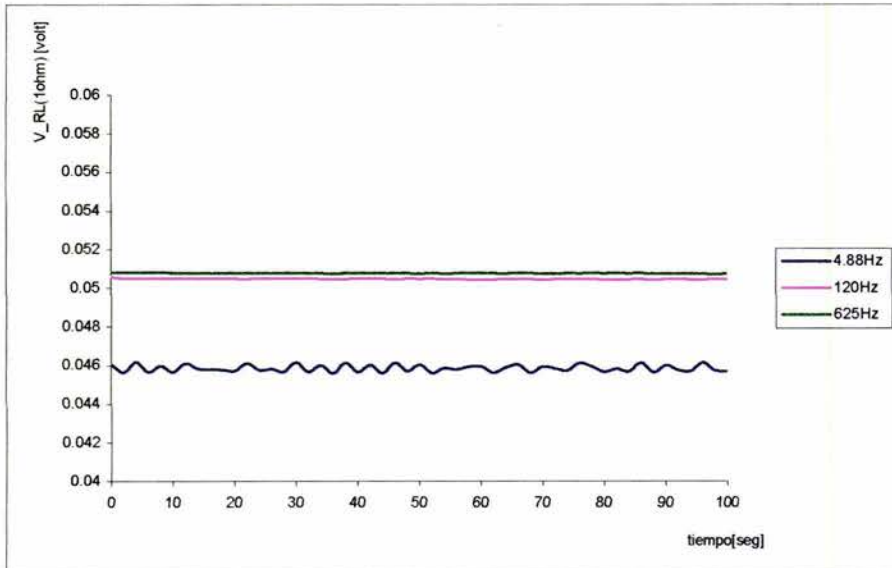


Figura 3-4. Regulación por línea a 50mA en tres frecuencias típicas de operación.

Se observa que existe una diferencia significativa en la regulación para la frecuencia de 4.88Hz respecto a las otras dos frecuencias. Dicha variación es debida a la limitante propia del equipo adquirente de datos *Hydra*, debido a que dicho instrumento es confiable en un rango mayor a 20Hz.

La variación existente entre estas mediciones corresponde a 5.63%. El error entre las dos mediciones confiables (120 y 625 Hz.) es de 0.005% con una variación de $2.5E-06$.

De lo anterior se vislumbra la necesidad de contar con instrumentos de medición confiables en el rango de operación del generador, ya que para frecuencias infrabajas se presentan errores de medición debidos a las características propias de los equipos comerciales de medición (adquisidores, multímetros, etc.), los cuales son diseñados generalmente para operar en frecuencias superiores a la frecuencia de línea comercial (60Hz).

Debido a las limitantes de adquisición en frecuencia del equipo *Hydra*, se desarrolló un programa de aplicación en LabVIEW, el cual, con ayuda de la tarjeta de adquisición de datos DAQCard-AI-16XE-50⁶ se adquiere el valor rms de la señal generada a una tasa de muestreo determinada por el usuario. Éste se desarrolló para determinar la eficiencia real del dispositivo sobre una gama de resistencias, presentándose a continuación las respuestas obtenidas para las tres frecuencias comúnmente empleadas, las cuales otorgan a su vez el rango de operación del equipo en dependencia directa con la corriente demandada por el usuario.

⁶ Precisión ± 0.5 LSB (Resolución 12 bits, 1 en 4,096)
 DAQCard™ E Series. User Manual
 Multifunction I/O Cards for PCMCIA
 March 1999 Edition. Page A-1

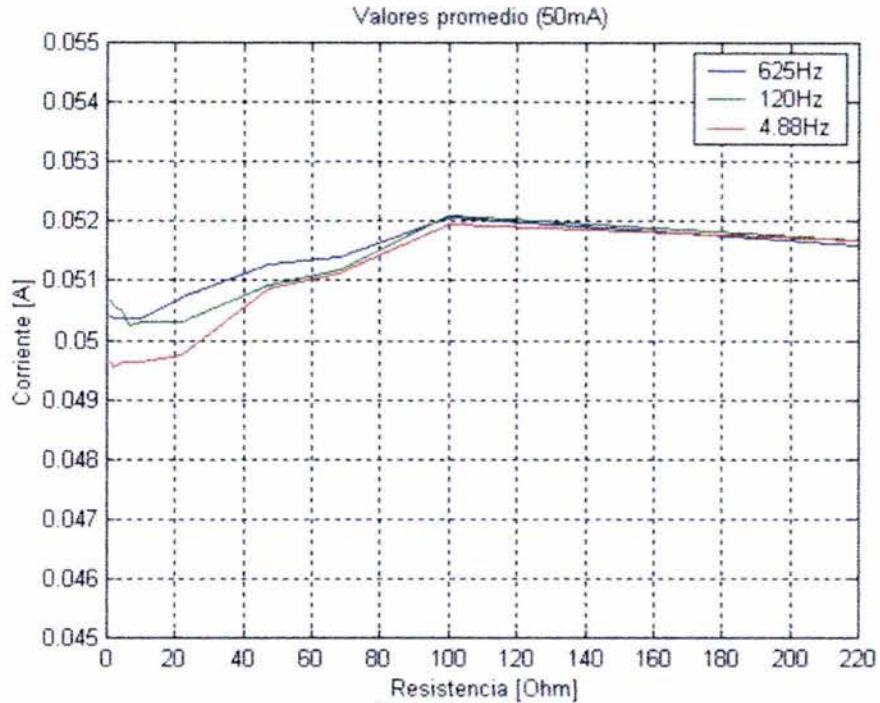


Figura 3-5. Estabilidad en Regulación por carga para corriente 50mA en rango de 1-220Ω operando a 12V.

Los resultados estadísticos generados se muestran en la siguiente tabla

Frecuencia [Hz]	Resistencia [ohm]	Valor medio [A]	Desviación	Error [%]
4.88	1	0.050667	0.000362	0.714341
	2.2	0.050564	0.000489	0.966896
	4.7	0.050479	0.000580	1.148793
	6.8	0.050251	0.000395	0.785581
	10	0.050307	0.000372	0.740139
	22	0.050309	0.000496	0.985486
	47	0.050933	0.000698	1.371317
	68	0.051173	0.000668	1.305500
	100	0.052107	0.000728	1.397647
	220	0.051680	0.000692	1.339198
Promedio = 0.050847		Desviación absoluta = 0.000631		Error = 1.240267
120	1	0.049647	0.000473	0.953291
	2.2	0.049551	0.000387	0.781061
	4.7	0.049625	0.000299	0.603486
	6.8	0.049644	0.000245	0.493510
	10	0.049642	0.000196	0.394016
	22	0.049757	0.000106	0.212071
	47	0.050868	0.000071	0.139855
	68	0.051127	0.000062	0.120882
	100	0.051957	0.000066	0.127241
	220	0.051698	0.000047	0.091334
	Promedio = 0.050352		Desviación absoluta = 0.000959	

625	1	0.050406	0.000559	1.108079
	2.2	0.050373	0.000475	0.943656
	4.7	0.050379	0.000393	0.779203
	6.8	0.050371	0.000343	0.680284
	10	0.050377	0.000310	0.616281
	22	0.050708	0.000261	0.514827
	47	0.051280	0.000259	0.504428
	68	0.051402	0.000267	0.520107
	100	0.052077	0.000256	0.492301
	220	0.051593	0.000273	0.529608
Promedio = 0.050897		Desviación absoluta = 0.000636		Error = 1.250291
Promedio final			0.050698	
Desviación final			0.000301	
Error final			0.594414	

Tabla 3.1 Resultados probabilísticos correspondientes a 50mA en 1-220 Ω

Pruebas similares fueron realizadas para las corrientes de 100mA y 10mA, mostrándose a continuación los resultados.

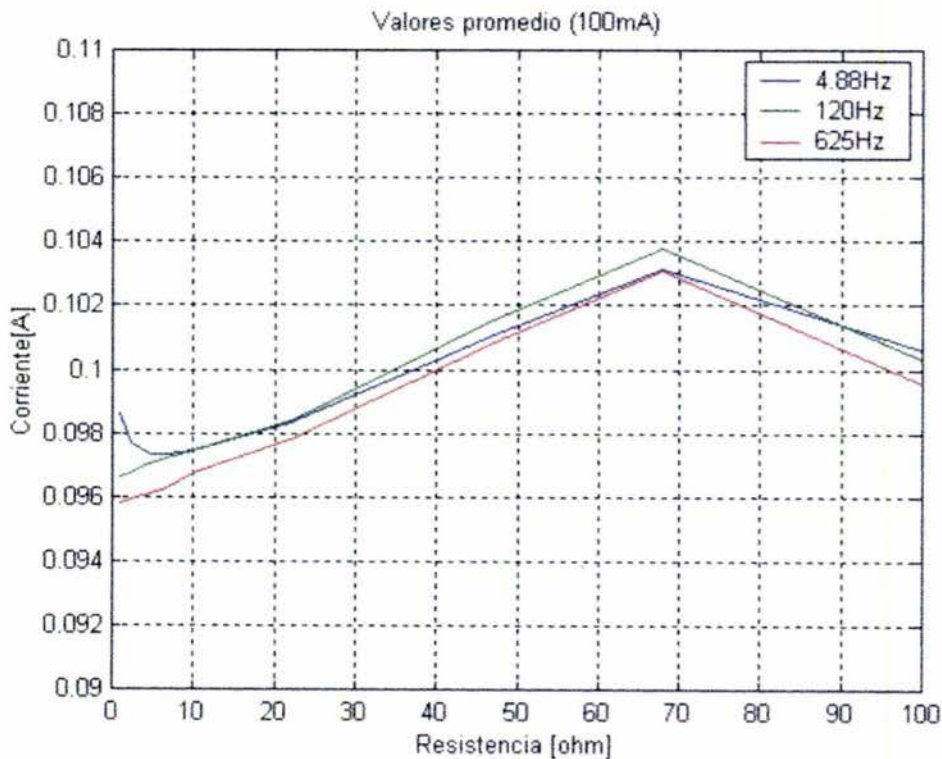


Figura 3-6. Regulación por carga para corriente 100mA.

Promedio final (100mA) = 0.098A
 Desviación final (100mA) = 0.0005
 Error final (100mA) = 0.549%

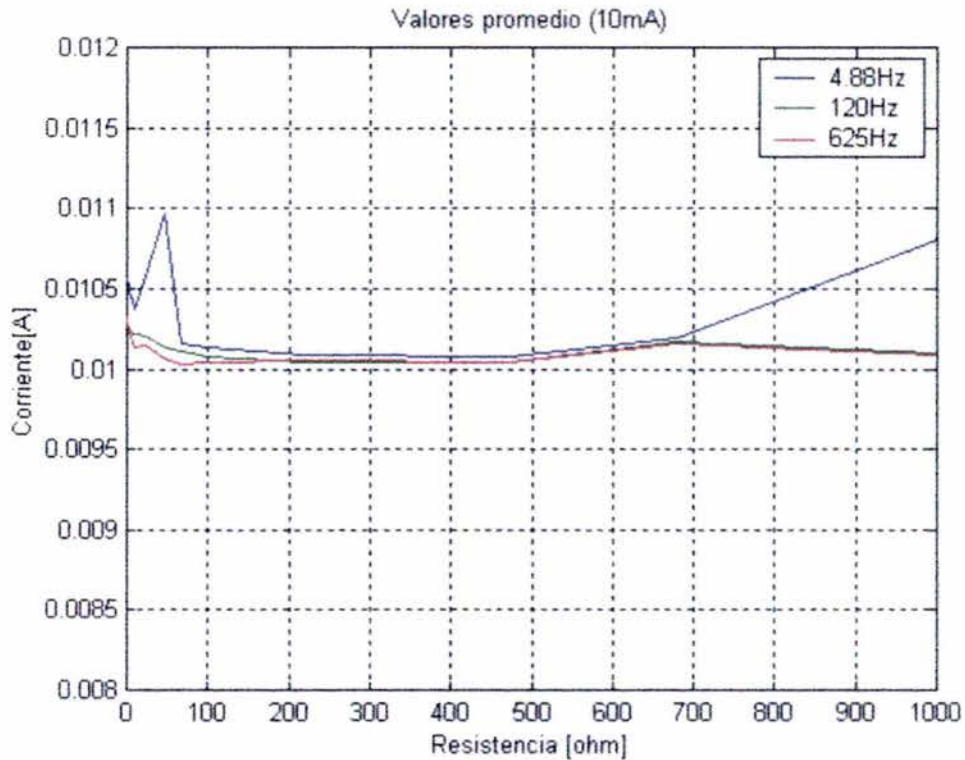


Figura 3-7. Regulación por carga para corriente 10mA.

Promedio final (10mA) = 0.0109A
 Desviación final (10mA) = 0.000026
 Error final (10mA) = 0.237%

Para la prueba anterior (regulación en 10mA), fue posible comparar las respuestas arrojadas por el prototipo contra un equipo comercial. Las pruebas fueron efectuadas con generadores ERA⁷. Los equipos estudiados corresponden a los generadores de señal de 625Hz y 4.88Hz operando ambos con corriente de 10mA.

El comportamiento obtenido es el siguiente

⁷ St. Petersburg, RUSSIA. P.O. Box 563, E-mail: era@mail.wplus.net

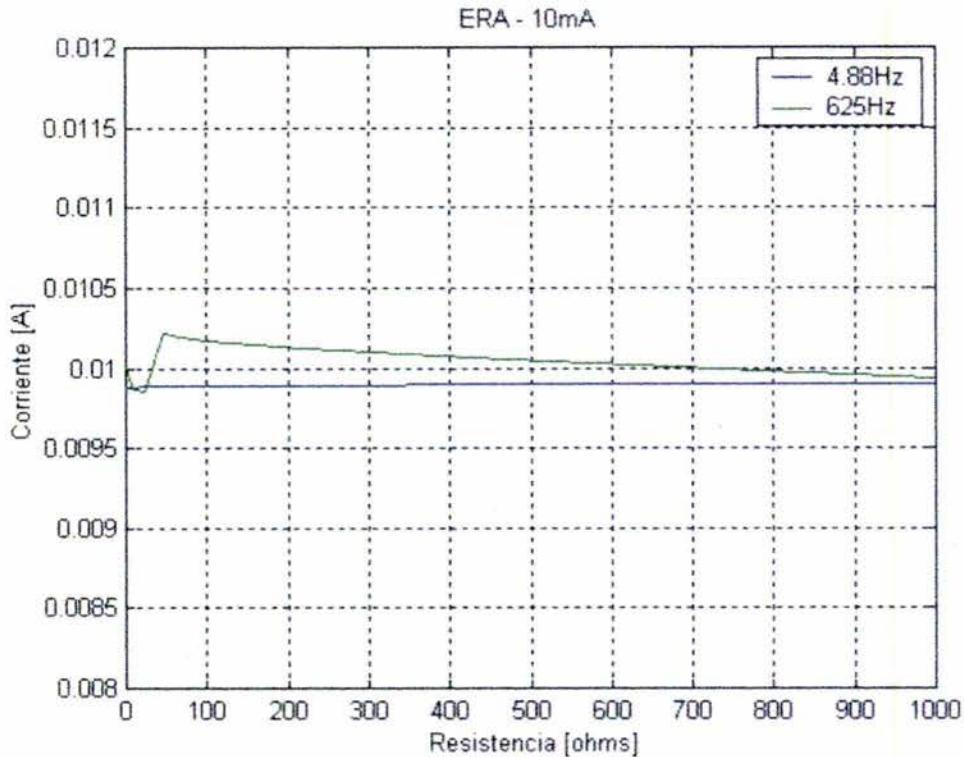


Figura 3-8. Regulación por carga para corriente 10mA equipos ERA.

Promedio final (10mA-ERA) = 0.009952A

Desviación final (10mA-ERA) = 0.000094

Error final (10mA-ERA) = 0.946511%

3.2.2 Estabilidad en tiempo

Deriva es la característica temporal de cambio en cualquier sistema que pretende ser constante en el tiempo. Dicho término es algunas veces identificado como estabilidad. [41].

Por tal motivo, para descartar la posibilidad de la presencia de deriva en el sistema y el inminente corrimiento de valores proporcionados en corriente, el prototipo generador trabajó en un lapso aproximado de treinta minutos a una frecuencia de 625Hz y una corriente de 50mA, obteniéndose el comportamiento mostrado a continuación

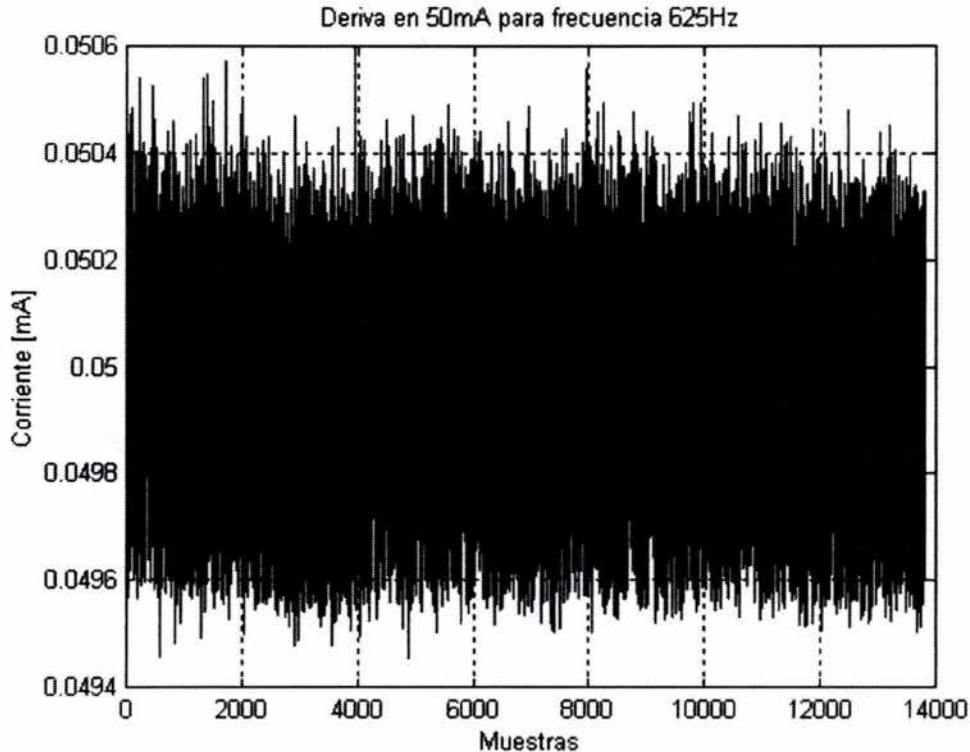


Figura 3-9. Deriva en corriente 50mA para 625Hz.

Promedio = 0.0500A
 Desviación = 2.4338e-004
 Error = 0.486%

Por lo tanto, se asume que las desviaciones son debidas a limitantes propias de los sistemas de conversión de energía. De las principales características que limitan un comportamiento exacto sobre toda una gama de resistencias se encuentra el comportamiento no lineal de la corriente debido a que el sistema de conversión emplea un transformador, el cual presenta una resistencia en su embobinado y la cual es afectada por la corriente que circule por ella; además también está presente la resistencia intrínseca, la cual es una característica de cualquier sistema real que provea energía, presentándose como una resistencia conectada en serie o en paralelo a la carga (para fuentes de voltaje idealmente debe ser cero y en el caso de fuentes de corriente idealmente debe ser infinita).

Para confirmar tal suposición se realiza la prueba de linealidad del sistema, en la cual se deben reflejar las perturbaciones debidas a la resistencia intrínseca.

3.2.3 Repetitividad y linealidad

El término precisión conjunta características implícitas de rendimiento de las cuales sobresalen la repetitividad, linealidad, conformidad y otras. Aunque la precisión suele ser usada como un descriptor de rendimiento del sistema, estas características deben ser consideradas como parte fundamental en el diseño y operación del sistema, [41].

La repetitividad se define como la habilidad de un instrumento de reproducir lecturas de salida cuando el mismo valor medido es aplicado consecutivamente en la misma dirección y bajo las mismas condiciones, [42].

La linealidad es la cercanía de un instrumento a su curva de calibración sobre una línea recta específica. La tolerancia aplicada a la linealidad refleja la máxima desviación de un punto calibrado a su correspondiente punto ubicado sobre la línea recta, [42].

La validación de las dos características previas aplicadas en el prototipo generador fue realizada mediante procesos repetidos bajo condiciones similares de ejecución.

Para la linealidad del sistema, se programó una frecuencia de operación fija, haciendo variar la corriente demandada en la carga, esto mediante el incremento constante en el valor de comparación del dato adquirido por el CAD (DAT_CAD, figura 3-10).

El incremento constante en el dato DAT_CAD deberá propiciar un incremento constante proporcional de la corriente en la carga. Este proceso es útil, ya que con él es posible predecir el valor de corriente a cierto valor programado de comparación (figura 3-10).

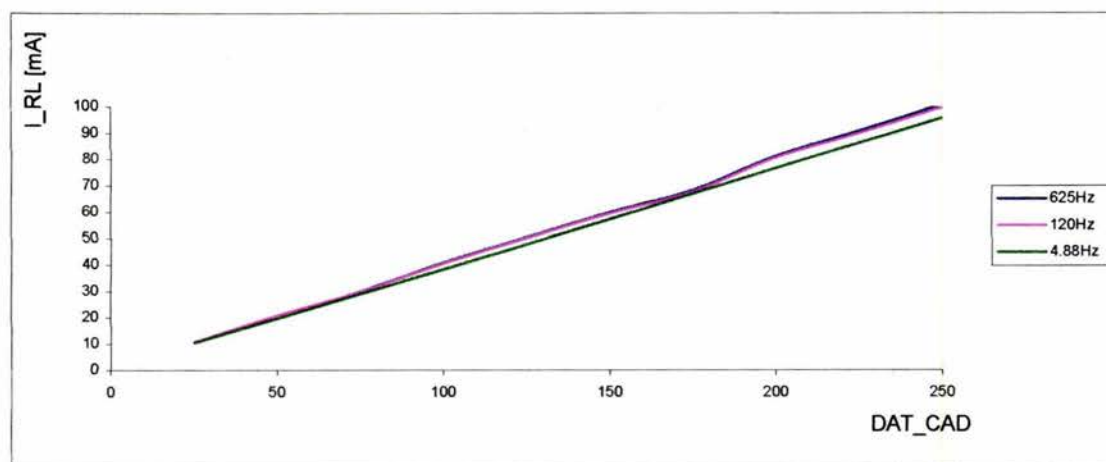


Figura 3-10. Linealidad en respuesta. Datos adquiridos mediante DAQCard y LabVIEW

La repetitividad del sistema fue validada al programar nuevamente los mismos valores de comparación en el CAD. Con ello, se deben obtener valores de corriente regulados preferentemente idénticos en el sistema.

Se programó el sistema con la frecuencia de operación 625Hz y se variaron los datos de comparación en el valor adquirido y convertido por el CAD. Dicha prueba se efectuó en dos días distintos bajo condiciones similares de operación.

Se presentan a continuación los resultados obtenidos de dichas pruebas.

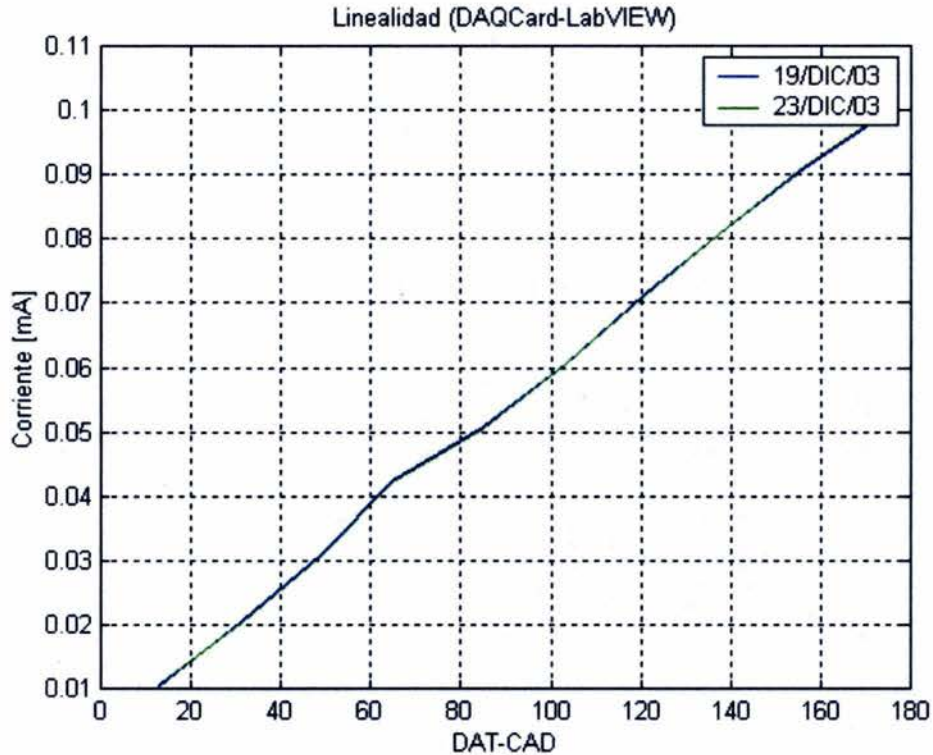


Figura 3-11. Repetitividad y linealidad presentes en generador multifuncional.

La desviación de los valores de corriente regulada para los dos eventos se muestra en la siguiente tabla

10mA	0.000269
20mA	0.000241
30mA	0.000215
40mA	0.000190
50mA	0.000155
60mA	0.000065
70mA	0.000033
80mA	0.000051
90mA	0.000175
100mA	0.000383

Tabla 3.2 Desviaciones del valor de corriente en prueba repetitividad.

3.2.4 Análisis espectral de frecuencias

La adición de diversas frecuencias a la señal de interés puede provocar una interpretación errónea al medir la intensidad energética de la señal generada. Frecuencias de línea, armónicos secundarios de la señal generada, así como señales en alta frecuencia afectan las mediciones de la señal emitida originalmente.

Las componentes armónicas en un dispositivo receptor provocan mediciones incorrectas debido a la contribución de energía de componentes en frecuencia cercanas a la

frecuencia fundamental de operación. Una de las ventajas en reducir esta aportación energética es que con ello se brinda de mayor selectividad al equipo receptor.

Por lo anterior se vislumbra que un estudio espectral de la señal generada otorgará resultados convincentes sobre la correcta formación de la señal, la eliminación precisa del componente armónico (parámetro opcional del usuario), así como la susceptibilidad del prototipo ante la adición de señales externas al sistema, hecho que puede ser comprobado mediante el análisis de la distorsión armónica total.

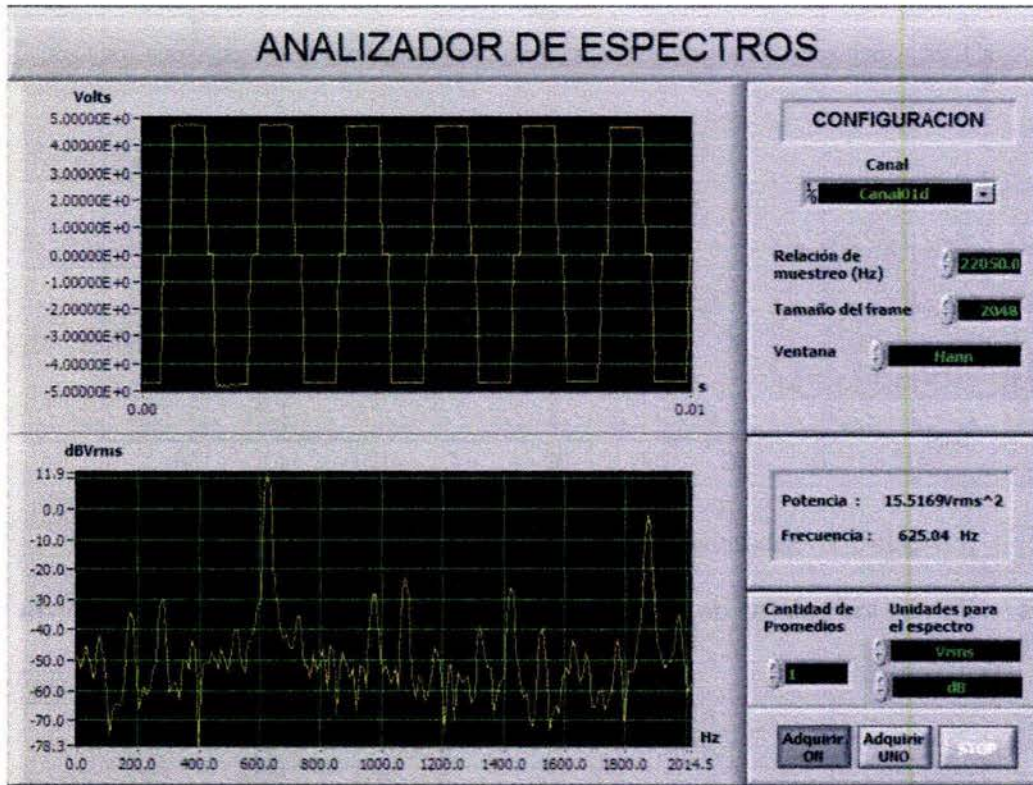


Figura 3-12. Respuesta del generador sin eliminación de tercer armónico (625Hz).

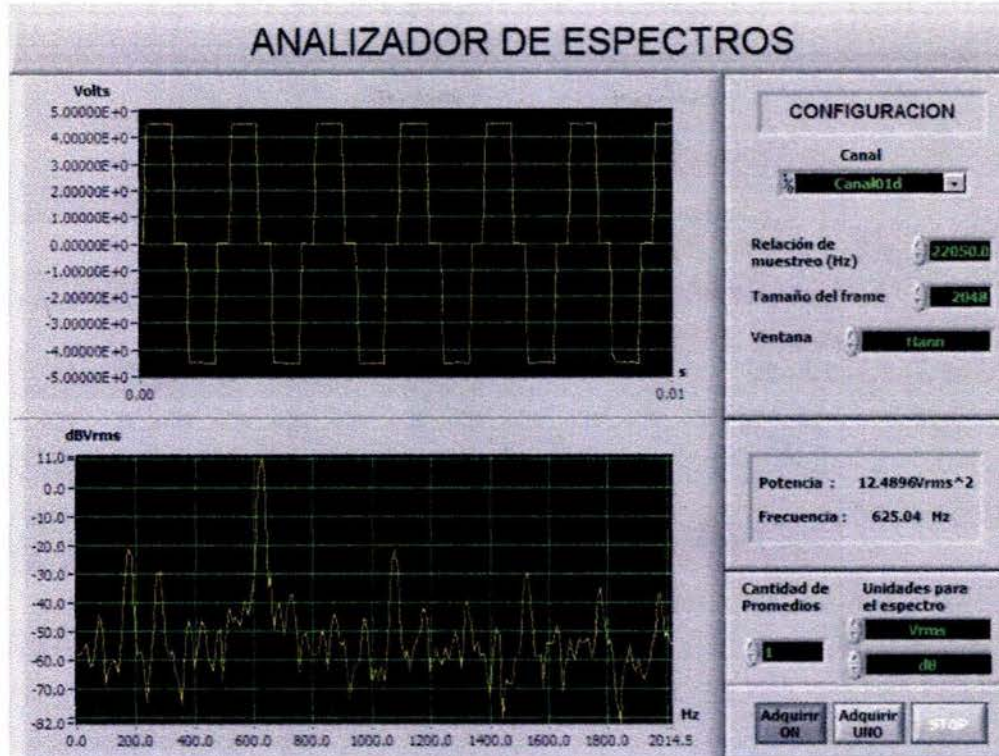


Figura 3-13. Respuesta del generador con eliminación de tercer armónico (625Hz).

Para observar la eliminación efectiva del tercer armónico, es conveniente representar el comportamiento en un rango de frecuencias extenso. Mediante el uso de la herramienta espectrograma es posible estudiar las aportaciones de energía en una señal en una gama amplia de frecuencias.

Un espectrograma es una gráfica del espectro de potencia de los componentes de frecuencia de una señal en distintos tiempos. Son útiles para señales que tienen una combinación compleja de frecuencia e intensidades, dentro de rangos amplios de frecuencia. Representa la evolución de la frecuencia en función del tiempo.

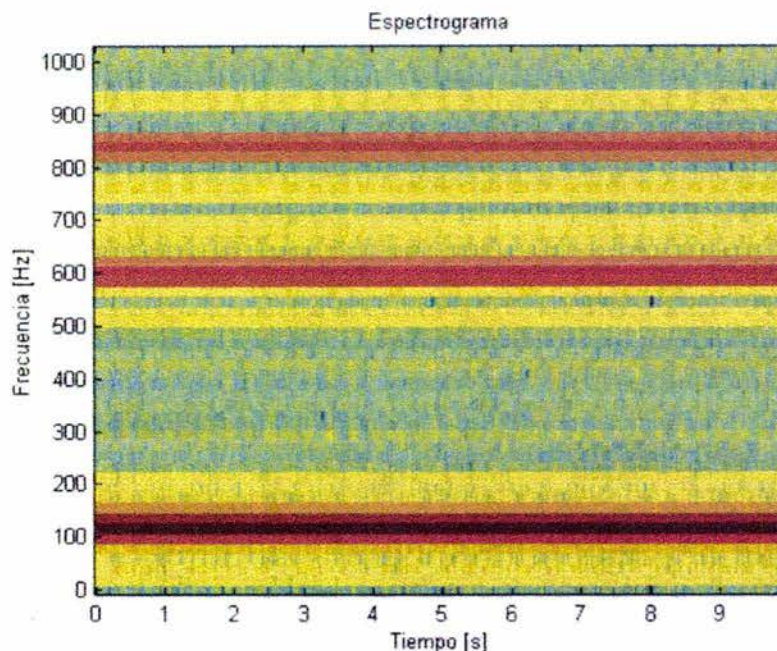


Figura 3-14. Espectrograma generado por el prototipo (120Hz).

Del gráfico anterior se observa como se elimina el tercer armónico (360 Hz) mientras que el quinto y séptimo armónicos se encuentran presentes. La aportación energética mayor se presenta en 120 Hz. donde el gráfico presenta colores más oscuros.

Asimismo, el análisis espectral realizado permitió estimar la distorsión armónica total de la señal emitida (deformación de la señal a causa de las perturbaciones de componentes armónicos) al obtener las contribuciones energéticas de los armónicos constitutivos de la señal, obteniendo lo siguiente

$$DAT\% = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_i A_i^2}}{A_1} \quad (3.4)$$

DAT	Señal Rectangular			
	50% ciclo útil	4.88Hz (sin 3er. armónico)	120Hz (sin 3er. armónico)	625Hz (sin 3er. armónico)
	0.7567	0.0366	0.0083	0.001

Tabla 3.3 Distorsión armónica total de la señal emitida.

3.2.5 Cambios debidos a la temperatura en la respuesta en frecuencia

Los efectos de la temperatura sobre un rango específico de operación en temperatura deben ser conocidos para los instrumentos que operen en ambientes muy calientes o muy fríos, así como aquellos instrumentos que interactúen con materiales cuya temperatura difiera de la temperatura del instrumento.

Este dato se asocia a tolerancias de operación con un parámetro conocido como error por temperatura, el cual es el máximo cambio en la salida cuando el equipo opera en condiciones térmicas que hagan diferir los valores de salida. [42]

Por tal motivo se realizaron pruebas en temperatura enfocadas a estimar el corrimiento espectral del dispositivo. Se realiza el análisis espectral debido a que dicho parámetro es de suma importancia ya que está directamente ligado a la susceptibilidad del equipo receptor.

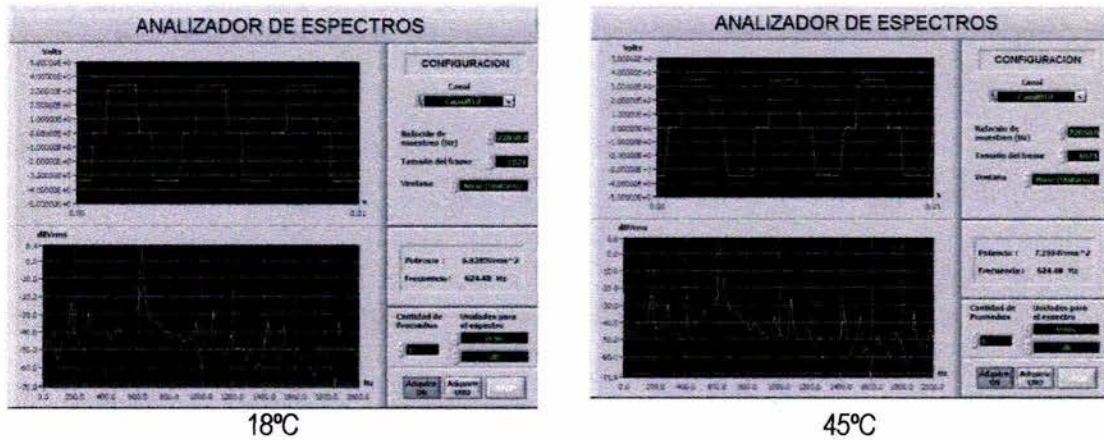


Figura 3-15. Distorsión de forma de señal respecto a temperatura

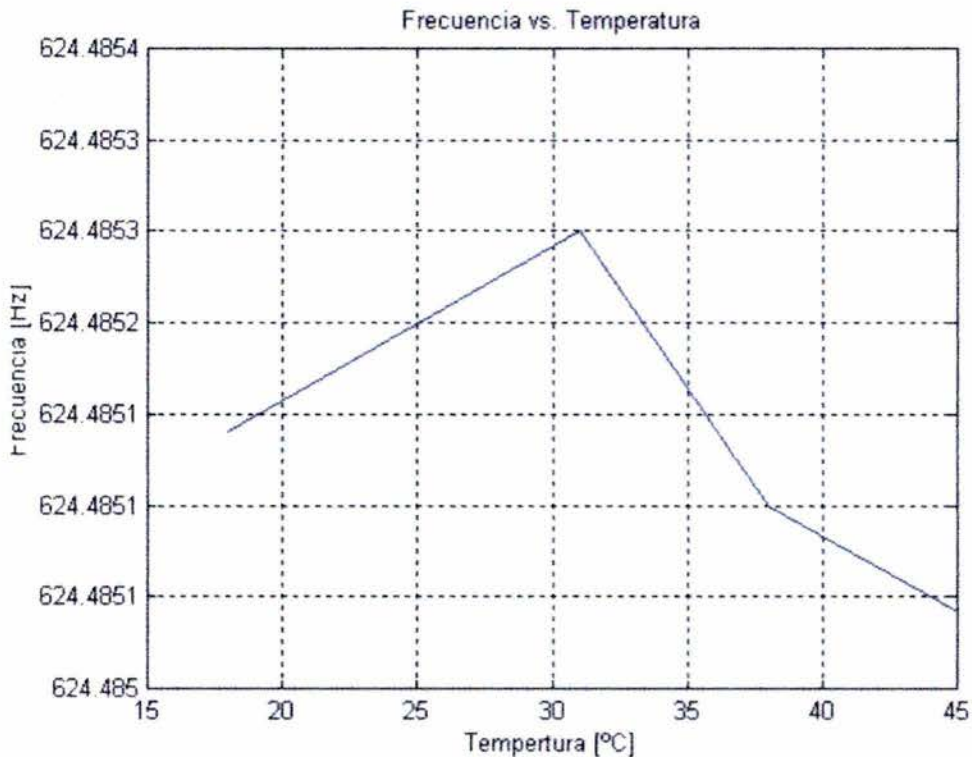


Figura 3-16. Promedios frecuenciales obtenidos a diferentes temperaturas de operación.

Los valores probabilísticos arrojados son:

Frecuencia final promedio = 624.485Hz
 Desviación final = 8.782e-005
 Error final = 1.406e-005%

3.2.6 Eficiencia

La eficiencia del sistema se entiende por la cantidad de potencia en corriente alterna entregada (o transferida) por una fuente en corriente directa. La ecuación que determina dicho comportamiento es

$$\% \eta = \frac{P_{\text{SALIDA (ac)}}}{P_{\text{ENTRADA (dc)}}} \times 100\% \quad \text{-----} \quad (3.5)$$

La importancia en los márgenes de eficiencia es que ésta a niveles mínimos presenta anomalías en el convertidor de CD/CD, lo cual se refleja como un sobrecalentamiento en los componentes (interruptores y transformador), lo cual provoca inestabilidad en el sistema. Si se evita el sobrecalentamiento de los componentes, se extiende la vida útil de los mismos.

La eficiencia es un parámetro de suma importancia en sistemas alimentados por baterías, ya que los consumos eficientes de las mismas provocan una operación confiable en los sistemas basados en las mismas.

Por tal motivo se realizan pruebas diversas en el prototipo generador enfocadas a determinar la eficiencia del sistema, las cuales se presentan a continuación

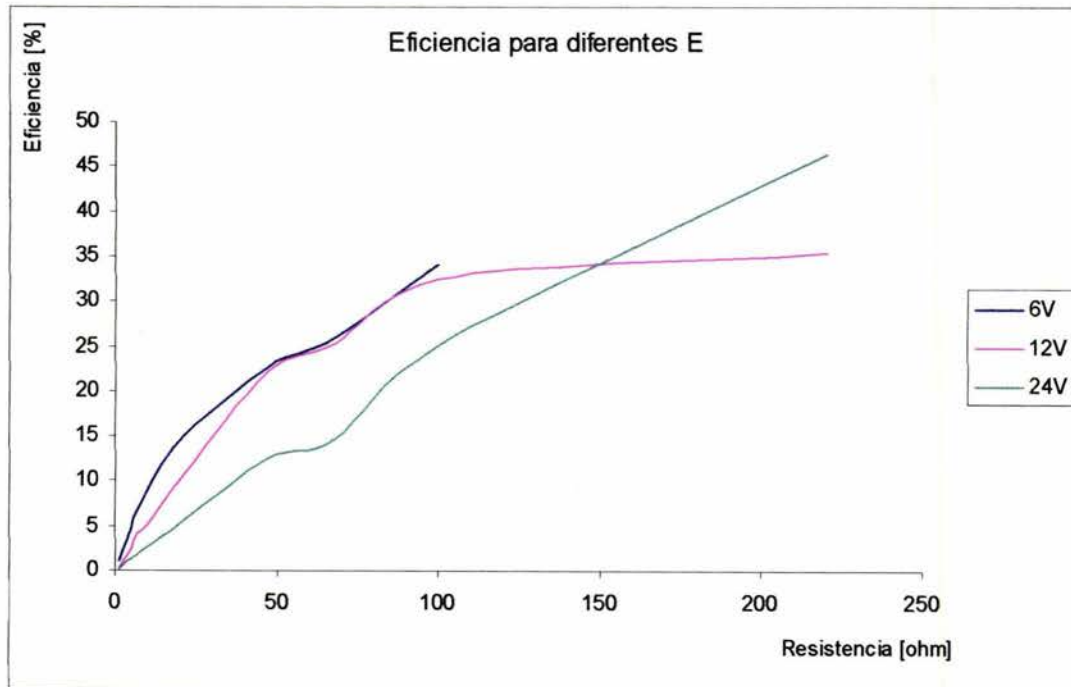


Figura 3-18. Eficiencia del sistema para distintos niveles de voltaje de alimentación. (Corriente de salida demandada 50mA – 625Hz).

Se concluye que para lograr altas eficiencias se deberá tener un eficiente manejo de relaciones proporcionales de entrada - salida en el transformador. Con ello se optimiza el consumo de corriente en el sistema propiciando un balance óptimo en consumo y generación de potencia. Se entiende entonces que las pérdidas en los convertidores son proporcionales a I o I^2 .

Por tal motivo es necesario contar con un sistema transformador óptimo enfocado a obtener eficiencias altas. Para lograr tal fin es necesario tener un diseño óptimo de transformador que tenga diversas tasas de ganancia.

La intención de este prototipo desarrollado no es tener un tener un amplio rango de operación u optimizar eficiencias, es tan solo demostrar la factibilidad de unificar un generador para diversos estudios electromagnéticos, lo cual implica un manejo eficiente de parámetros como la frecuencia de operación, la forma de la señal y la corriente generada.

3.3 DATOS TÉCNICOS DE OPERACIÓN DEL PROTOTIPO GENERADOR

Con las pruebas anteriormente realizadas, se determinaron los parámetros de operación reales del prototipo generador multifuncional programable para métodos electromagnéticos superficiales. Con dichos datos, será posible determinar el alcance de los estudios en que será aplicado.

Forma de señal	1. Cuadrada 50% ciclo útil. 2. Cuadrada con reducción 3 ^{er} armónico.
Rango de frecuencia	3 – 10000 [Hz]
Corriente	10 – 500 [mA]
Programable	Sí
Número de programas almacenados en memoria	3
Protocolo de comunicación	RS-232
Error máximo (presentado en pruebas)	0.059%

Tabla 3.4 Parámetros técnicos del equipo prototipo desarrollado.

3.4 PRUEBAS DE CAMPO

Mediante pruebas en campo es posible validar el prototipo en condiciones reales de operación en algunas técnicas o métodos geofísicos. Se realizaron dos tipos de pruebas en campo:

1. Perfilaje electromagnético enfocado a localización de ductos metálicos
2. Sondeo Eléctrico Vertical (SEV)

En ambos casos se utilizaron un medidor y un generador de la compañía ERA, así como el generador prototipo desarrollado y medidores desarrollados en el Instituto Mexicano del Petróleo por el grupo de trabajo. Esto, con el objetivo de comparar las respuestas o mediciones electromagnéticas adquiridas por ambas tecnologías.

3.4.1 Localización de ductos

Como se explicó en el Capítulo 1, para el método de localización de ductos, se mide la intensidad del campo magnético producido por la corriente que fluye en la tubería. Se utiliza el generador de corriente externa de frecuencia igual a 625 Hz, conectándose un primer polo al ducto metálico. El segundo polo del generador está aterrizado mediante un electrodo a la distancia de 2 a 5 metros del primero. Para validar esta prueba, se colocó una línea conductora (cable) simulando la localización de un ducto (figura 3-20).

El generador prototipo fue programado a una frecuencia de 625Hz y una corriente de 15mA. Se conectaron las terminales de salida del generador a los extremos de la línea conductora simulando los puntos reales de conexión: ducto y tierra.

Las mediciones de la componente horizontal del campo magnético se realizan con una antena magnética sobre perfiles perpendiculares al eje del ducto (figura 3-20).

Equipos de medición de corriente (multímetros, figura 3-19) se emplearon para corroborar el valor de corriente programado que fue aplicado en el estudio. La computadora portátil, la tarjeta DAQCard-AI-16XE-50 y los medidores de corriente (figura 3-19), no son necesarios en un registro convencional de este tipo, simplemente son utilizados como equipos adicionales para confirmar los resultados de estabilidad obtenidos en laboratorio para su posterior análisis probabilístico.

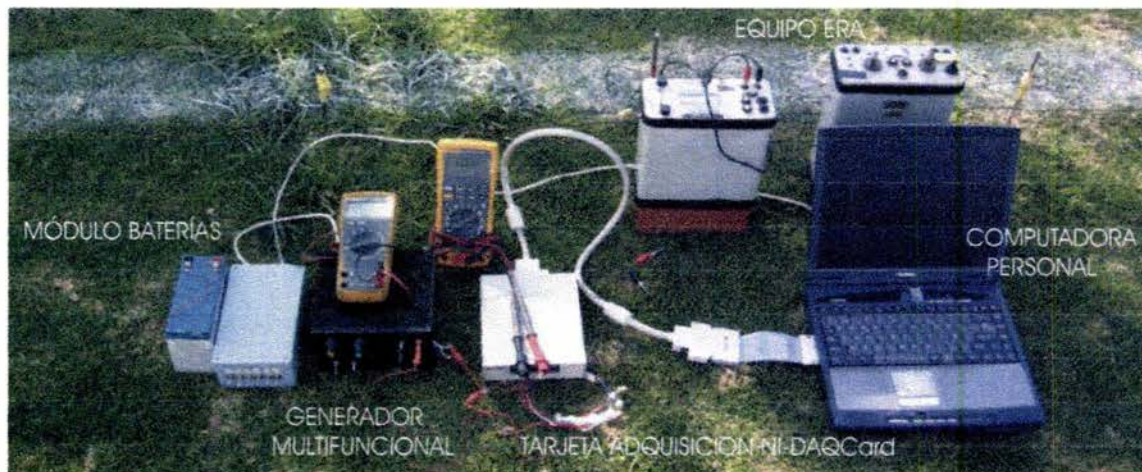


Figura 3-19. Equipo empleado en validación en campo.

El flujo de la corriente a través del cable (figura 3-20) produce un campo magnético perpendicular a la dirección de la corriente. La magnitud de dicho campo magnético se mide por medio de una antena magnética calibrada a 625Hz y el equipo medidor correspondiente. Se realizaron mediciones del campo magnético H_y cada 20 centímetros sobre varios perfiles perpendiculares al cable conductor.

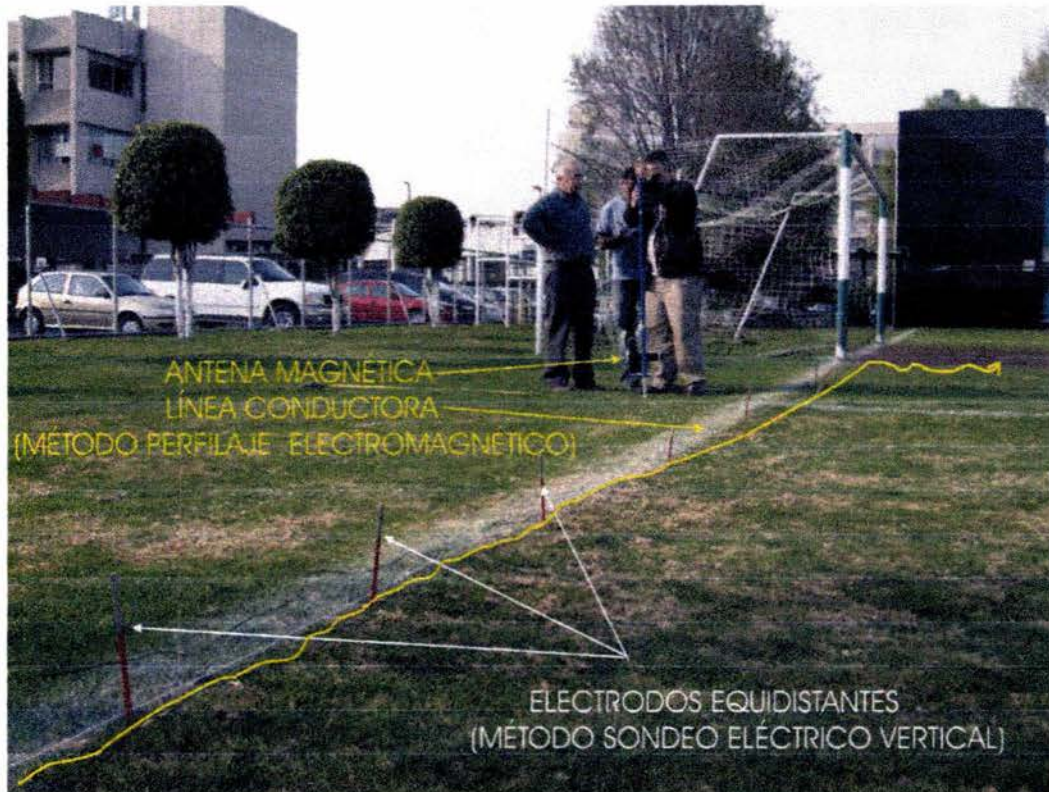


Figura 3-20. Arreglos empleados en los métodos electromagnéticos superficiales.

La gráfica comparativa resultante de las curvas teórica y experimental se muestra en la figura 3-21. Es posible observar la correspondencia teórico - práctica con un error de ajuste de 1.8%. Esta gráfica fue obtenida mediante el programa de interpretación *Pipes*⁸.

La interpretación de los datos determinó la ubicación, profundidad y otros parámetros de interés del ducto simulado. Ambas curvas sitúan al ducto a una profundidad de 10 centímetros. Esta profundidad es debida a la distancia existente entre la línea y la antena magnética (10 cm.)

⁸ Alexey Bobachev, V. Shevnin. Moscow State University

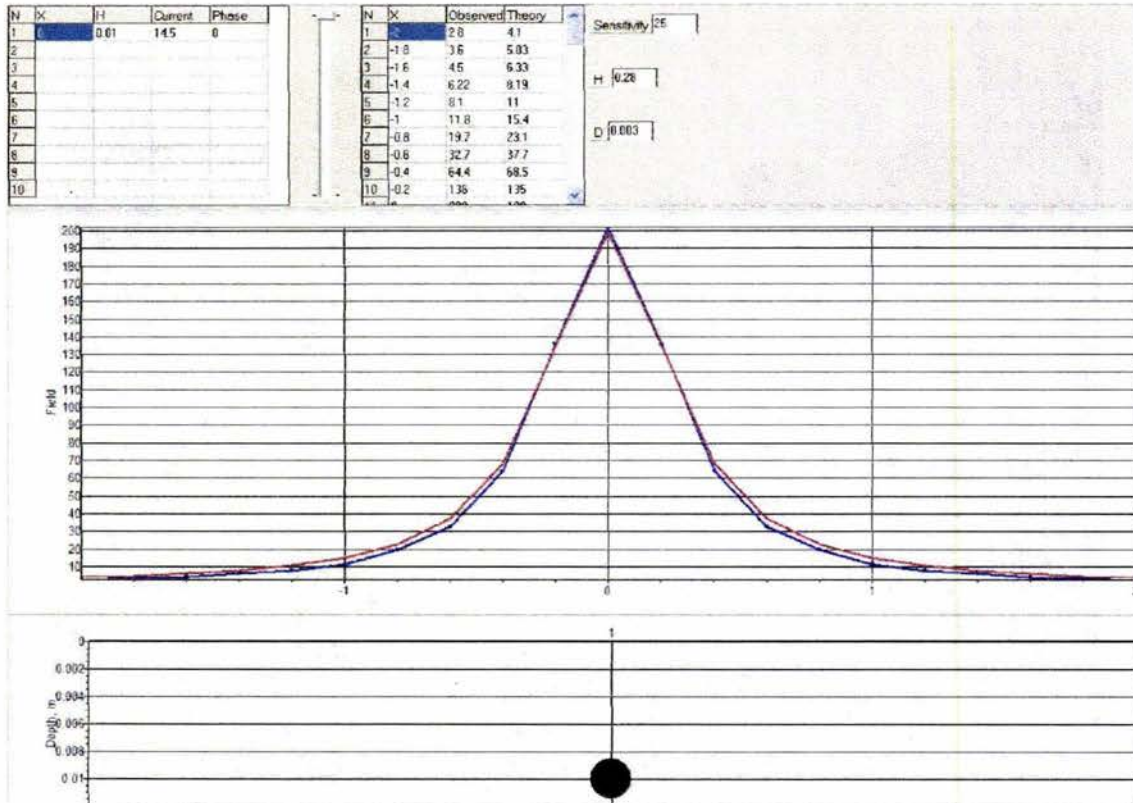


Figura 3-21. Mediciones obtenidas por generador multifuncional cotejado contra programa *Pipes* en localización de ductos con antena magnética. Línea roja – de campo, línea azul – teórica.

De lo anterior se concluye que los valores de campo magnético medidos utilizando el generador multifuncional se aproximan en un rango bastante confiable (1.8%) a los datos teóricos. De lo cual se concluye que para el método electromagnético de localización de ductos dicho generador cumple con las demandas solicitadas por el usuario. Resta emplear el generador en una campaña de inspección de ductos, con la finalidad de comprobar sus rangos máximos de corriente estabilizada, así como la conservación de sus parámetros de forma de señal requeridos por el usuario.

3.4.2 Método Sondeo Eléctrico Vertical (SEV)

Como segunda prueba de campo se utiliza el generador multifuncional prototipo en la obtención de mediciones geoelectricas mediante el uso del método de Sondeo Eléctrico Vertical (SEV). El método SEV es clásico en el área de exploración geofísica, y como método geoelectrico es utilizado en estudios geohidrológicos, geoambientales o simplemente para inferir el modelo geológico (número y espesores de los diferentes estratos o capas geológicas) perteneciente al área objeto de estudio.

Se realizaron en un mismo punto de estudio dos SEV's; uno utilizando el generador multifuncional prototipo y otro usando el generador ERA. En ambos casos se hizo fluir una corriente de 15mA a una frecuencia de 4.88Hz, utilizando una configuración electrónica de Schlumberger [20] y realizando mediciones de resistividad aparente para

10 distintas separaciones de los electrodos de corriente distribuidas logarítmicamente entre 1.5 metros y 26 metros.

Como se dijo en el Capítulo 1, al hacer fluir corriente eléctrica en el subsuelo con ayuda de electrodos (A, B; figura 1-8) mientras en los electrodos de medición (M, N; figura 1-8) registra una diferencia de potencial. Esta operación se repite cada vez que se aumenta la distancia entre los electrodos A y B, garantizando de esta forma el aumento de la profundidad de estudio. Por cada medición realizada se calcula un valor de resistividad eléctrica ρ (ecuación 1.8).

Si el medio fuese homogéneo el valor de ρ sería constante para cualquier distancia entre los electrodos A y B. En la práctica no es así, el valor registrado de ρ varía con la distancia $AB/2$ y se denomina resistividad eléctrica aparente (ρ_a), por no representar el valor real de la resistividad del medio sino una contribución de los diferentes materiales por donde fluye la corriente eléctrica inyectada por los electrodos A y B, [20].

Del cálculo de los valores de resistividad para los diferentes valores de $AB/2$ se genera una curva de valores de ρ_a (ohm-m) vs $AB/2$ (metros) que es sometida a procesos de modelación y/o inversión resultando finalmente el modelo geoelectrico unidimensional (número de capas y sus respectivos espesores) que corresponden al punto de estudio sobre el cual se realiza el sondeo, [20].

En la figura 3-22 se muestra una figura comparativa de las curvas ρ_a generadas por los dos equipos generadores demostrando una buena correspondencia entre ellos.

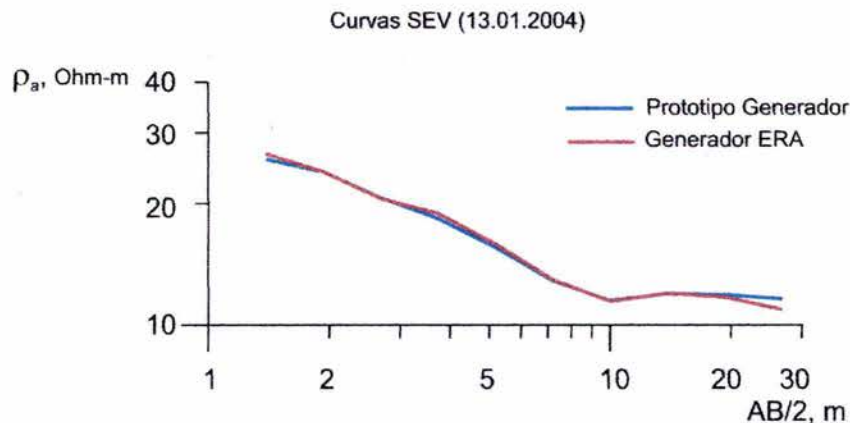


Figura 3-22. Comparación de curvas SEV adquiridas por dos equipos generadores

De igual manera el proceso de interpretación brinda una solución única en ambos casos, con un error de ajuste entre los valores medidos y los teóricos correspondientes al modelo calculado inferior al límite permisible del 5%.

De igual manera que para ductos, un programa de interpretación desarrollado para determinar el modelo geoelectrico (IP^{ρ}) determinó el número de capas (N, figura 3-24), el espesor de las mismas (h, figura 3-23) y el valor resistivo aproximado de las zonas identificadas (ρ , figura 3-23).

⁹ Alexey Bobachev, V. Shevnin. Resistivity Sounding Interpretation. Moscow State University

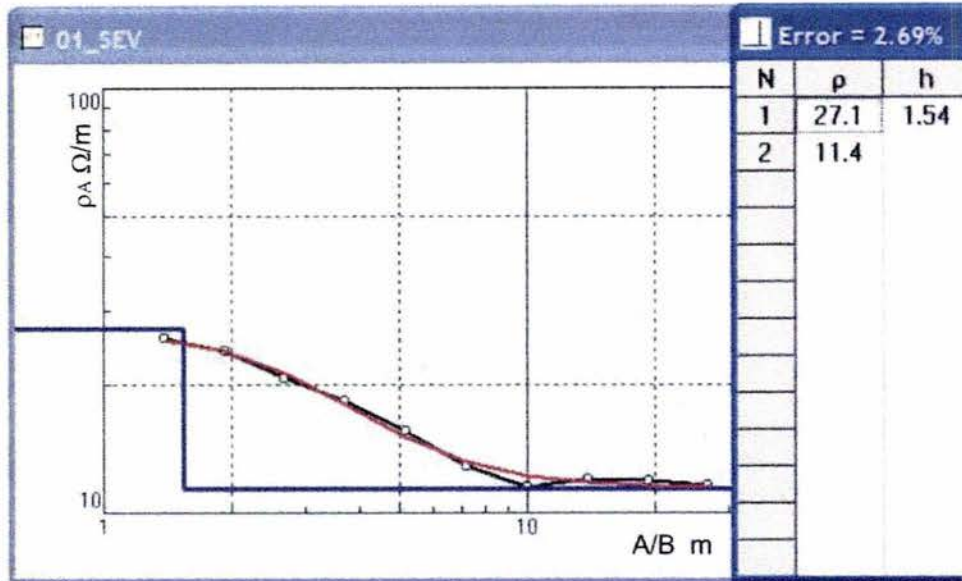


Fig. 3-23. Curva de SEV mediante IPI
 Línea roja – teórica, línea negra – de campo, línea azul – espesor de estratos (en metros)
 Ajuste – 2.69%

De lo anterior nuevamente se verifica que el generador prototipo brinda resultados confiables, en un margen de error permisible para los métodos geofísicos citados ya que se sitúa por debajo del 5% de error permisible.

Asimismo, de los datos obtenidos mediante la tarjeta de adquisición DAQCard, se realizó el análisis probabilístico de los comportamientos espectrales cuya finalidad es demostrar un corrimiento espectral mínimo afectado por temperaturas reales de campo

Frecuencia [Hz]	Promedio [Hz]	Desviación	Error [%]
4.88	4.879	0.007	0.150
120	120.083	0.001	0.001
625	625.036	0.009	0.001

Tabla 3.5 Análisis probabilístico de espectros en pruebas en campo

3.5 CONCLUSIONES CAPÍTULO 3

Fue probado y validado en forma convincente el generador multifuncional programable para métodos electromagnéticos superficiales. Los resultados experimentales obtenidos permiten concluir que el generador satisface las condiciones mínimas de operación para las cuales fue concebido.

Especial atención se deberá tener al momento de realizar las mediciones de los valores sobre todo para frecuencias infrabajos, debido a las limitantes de los equipos comerciales de adquisición, por lo que es de especial cuidado tener los dispositivos adecuados para tal fin.

CONCLUSIONES GENERALES

Fue desarrollado, probado y validado en campo, el generador multifuncional programable para métodos electromagnéticos superficiales. El generador tiene una estabilidad mínima en frecuencia del 99.85% operando en campo y una estabilidad mínima en corriente del 98.1% para un intervalo de cargas resistivas de 1Ω a 220Ω operando a 120Hz y con corriente de consumo en 50mA.

La construcción y validación del prototipo determinó la posibilidad real en el desarrollo de un equipo generador unificado para métodos electromagnéticos superficiales, así como su extensión a registros de pozos con poca profundidad.

Fue posible instaurar técnicas de modulación enfocadas a la reducción de componentes armónicos, con lo cual será posible incrementar el factor de calidad en el equipo receptor al reducir la aportación energética de armónicos contiguos, así como la posibilidad de instaurar la técnica de detección sincrónica con el objetivo de medir señales en el orden de nanoVolts.

Se demostró la factibilidad de realizar un equipo programable, con lo cual se extienden las posibilidades de uso y en consecuencia beneficio; pues permitieron producir un equipo reconfigurable, así como vislumbrar funciones complementarias tales como la emisión y recepción de datos en forma simultánea.

El desarrollo total del prototipo por parte del grupo de trabajo, permitió identificar los esquemas en los cuales se pueden desarrollar mejoras para obtener mayor rendimiento. De ellos sobresalen el sistema de conversión de energía, en el cual se pueden implementar distintas relaciones en su transformador, para así obtener mayores o menores voltajes de conversión y por tanto un uso eficiente de las baterías y equipo electrónico.

Por otro lado fue posible identificar funciones complementarias al sistema, con lo cual es posible mejorar al equipo. Sobresalen las técnicas de modulación enfocadas a obtener una señal muy cercana en espectro a una frecuencia de forma sinusoidal pura, con lo cual se minimizan los componentes espectrales latentes en una forma rectangular.

Se estudio superficialmente la posibilidad de construcción a mediana escala del prototipo. Esto, está condicionado por factores de carácter administrativo, ya que en dependencia del personal que fabrique el prototipo el costo unitario incluso puede superar a un equipo de importación, tal como se aprecia en el Anexo VI.

Bibliografía

-
- [1] J. A. Blackburn. *Modern instrumentation for scientists and engineers*. Ed. Espringer Verlag. 2001. Waveform generators. Pp 74-81
 - [2] P. Horowitz. *The arts of electronics*. Cambridge University Press; 2nd edition. July 1989.
 - [3] S. D. Prensky. *Electronic instrumentation*. Prentice Hall College Div; 3rd edition January 1982. Signal generators. Ch. 11.
 - [4] S. A. Yokohama, H. Toshiaki. Apparatus for detecting surface flaw of pipeline by electromagnetic induction. Related U.S. Application data. Patent number U.S. Patent database 4,742,298. May 3, 1988
 - [5] W. Banning. Determining resistivity of a formation adjacent to a borehole having casing by generating constant current flow in portion of casing and using at least two voltage measurement electrodes. Related U.S Application data. Patent number U.S. Patent database: 6,025,721
 - [6] V. Shevnin, O. Delgado-Rodríguez, A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida and A. Mejía-Aguilar. 2003. Oil Pollution Detection with Resistivity Sounding. *Geofísica Internacional*. Vol. 42, N 4, pp. 613-622.
 - [7] A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida. Transmission line approximation of pipelines with cathodic protection. *Proceedings of Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems (SAGEEP 2001)*. Denver, Colorado EUA, Pp.11, 2001.
 - [8] A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida, V. Shevnin, O. Delgado-Rodríguez; A. Mejía-Aguilar. "Tecnología de estimación del estado de aislamiento de ductos utilizando mediciones superficiales del campo electromagnético". Derecho de autor (Certificado). Num. Reg. 03-2002-071812212000-01
 - [9] A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida, V. Shevnin, I. Modin. Inspección y control periódico de ductos aplicando mediciones del campo electromagnético producido por sistemas de protección catódica. Memorias técnicas del 6º Congreso Internacional de Ductos. Mérida, México. 2001.
 - [10] V. Shevnin, O. Delgado-Rodríguez, A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida, A. Mejía-Aguilar. "Informe sobre los trabajos electromagnéticos realizados en el área del canal Río de Los Remedios, Col. Progreso Nacional, D.F.". *Reporte Técnico PEMEX* Abril 2002.
 - [11] E. Nakamura-Labastida. *Desarrollo de la teoría, sistema de medición y procesamiento para la inspección electromagnética de ductos*. Reporte de Investigación Doctoral. UNAM 2003.
 - [12] Vail, III. Determining resistivity of a formation adjacent to a borehole having casing by generating constant current flow in portion of casing and using at least two voltage measurement electrodes. Related U.S Application data. Patent number U.S. Patent database: 6,025,721

- [13] E. Nakamura-Labastida. *Estudios teóricos y experimentales de sistemas electrónicos para la medición de resistividad de formación en perforaciones con tubería metálica*. Tesis de maestría, UNAM, 2001.
- [14] Vail, III. Electrical voltages and resistances measured to inspect metallic cased wells and pipelines. Related U.S Application data. Patent number *U.S. Patent database*: 6,031,381
- [15] L. A. Tabarovsky, G. B. Itskovich. Method for automatically calibrating resistivity well logs for effects of change in wellbore diameter and circuit drift. Related U.S Application data. Patent number *U.S. Patent database*: 6,353,322
- [16] A. Mousatov, E. Nakamura. "Sistema de medición de nanoseñales en frecuencias infrabajas utilizando la técnica de detección sincrónica". Derecho de autor (Certificado). Num. de reg. 03-2002-042912142700-01.
- [17] A. Mousatov, E. Nakamura. Sistema de Medición de Nanoseñales en Frecuencias Infrabajas utilizando la Técnica de Detección Sincrónica. XVI Congreso de Instrumentación, Juriquilla Querétaro México, p.10, 2001.
- [18] V.V. Kalinin, A. Mousatov. Posibilidades del método de detección sincrónica para aumentar la razón señal - ruido y para unificar equipos de prospección eléctrica. *Geofisicheskaya Apparatura*, N.79, Moscú, Pp 43-51, 1989. (En ruso)
- [19] V. Shevnin, V. Korolev, A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida, A. Sánchez. Study of mature oil pollution at oil refining factory in Mexico with electrical resistivity sounding. Congreso Internacional de Ductos. Mérida, Yucatán. Noviembre 2001.
- [20] E. Orellana-Silva. *Prospección geoelectrica en corriente continua*. 2ª Edición. Editorial Paraninfo, Madrid 1982.
- [21] V. Shevnin, I.N. Modin. *Geoecological inspection of oil industrial enterprises*, Moscow, 511 Pp. 1999 (En ruso).
- [22] V. Shevnin, A. Mousatov, O. Delgado-Rodríguez, E. Nakamura-Labastida, A. Mejía-Aguilar. Estudio geoelectrico del subsuelo contaminado por hidrocarburos en campo 10, Poza Rica, Veracruz. *Reporte Técnico PEMEX*, Noviembre 2001.
- [23] V. Shevnin, O. Delgado-Rodríguez. Application of resistivity sounding method for oil pollution study in urban and rural areas. *Proceedings of Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems (SAGEEP 2002)*, Las Vegas, 10 pp.
- [24] V. Shevnin, A. Mousatov, O. Delgado-Rodríguez, E. Nakamura-Labastida, A. Mejía-Aguilar, J.L Sanchez-Osio, H. Sanchez-Osio. Study of oil pollution in airports with resistivity sounding. *Proceedings of Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems*

- (SAGEEP-2003), San Antonio, Texas, USA. 10 pp. 2003.
- [25] A. Mousatov, E. Nakamura-Labastida, V. Shevnin, O. Delgado-Rodríguez. Application of electromagnetic methods for estimation of technical conditions of oil and gas pipelines in Mexico. Proceedings of Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems (SAGEEP-2002), Las Vegas, Nevada, USA. p.9, 2002.
- [26] V. Shevnin, A. Mousatov, O. Delgado-Rodríguez, E. Nakamura-Labastida, A. Mejía-Aguilar. Informe sobre resultados de estudios electromagnéticos realizados en el derecho de vía Tula – México, Hidalgo. *Reporte Técnico PEMEX*, Julio 2002.
- [27] M. H. Rashid. *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*. Prentice Hall; 2nd. edition. March 1999.
- [28] G. J. Lipovski. *Single and Multi-Chip Microcontroller Interfacing : For the Motorola 6812*. Academic Press; April 16, 1999.
- [29] R. Lenk. *Practical design of power supplies*. IEEE press. McGraw-Hill. 1998.
- [30] A. I. Pressman. *Switching Power Supply Design*, McGraw-Hill Professional; 2nd edition. November 1997
- [31] U. Tietze, Ch. Schenk. *Electronic Circuits. Design and Applications*. Springer Verlag. Ch. 18 Power Supplies
- [32] R. Ridley. Six common reasons for power supply instability. *Switching Power Magazine*. Volume 3, Issue 3. 2001 Pp 6-13
- [33] R. Ridley. Current – Mode Control Modeling. *Switching Power Magazine*. Designers Series. 2001.
- [34] J. J. Pollack. "Advanced Pulsewidth Modulated Inverter Techniques". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-8, No. 2, March/April 1972
- [35] H. Watanabe, Y. Kobayashi, Y. Sekine, M. Morikawa, T. Ishii. "The suppressing harmonic currents, MS (Magnetic Switch) power Supply". *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1995
- [36] H. S. Patel. "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor Inverters". *Part II. IEEE transactions on Industry applications*. Vol IA. No. 5. September/October 1974
- [37] J. G. Kaassakian, M. Schlecht, G. Verguese. *Principles of power electronics*. Addison Wesley Pub Co; 1st edition. July 1991. Chapter 2, Ch. 6, Ch. 8.
- [38] G. Doughman. *Using and Extending D-Bug12 routines*. Motorola Inc, 1996
- [39] G. Doughman. *Using the callable routines in D-Bug12*. Motorola Inc 1997.

- [40] S. Khalid. *LabWindows/CVI Programming for Beginners*. Prentice Hall PTR. May 15, 2000
- [41] P. H. Sydenham. *Handbook of Measurement Science*. John Wiley and Sons Ltd. 1983
- [42] H. Norton. *Electronic Analysis Instruments*. Prentice Hall. 1992. Performance characteristics. Pp 35.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

Anexo I
MC68HC912B32
Información Relevante

ANEXO I INFORMACIÓN RELEVANTE DEL MICROCONTROLADOR MC68HC912B32

Unidad de procesamiento central

La unidad de procesamiento central del MC68HC912B32 es el CPU12. Es un procesador de 16 bits de alta velocidad. Direccionamiento de datos de 16 bits. Registros internos extensos (mas de 20 bits) para instrucciones matemáticas extendidas. El conjunto de instrucciones es un conjunto mejorado del microprocesador MC68HC11. Las instrucciones son ejecutadas por medio de conteos impares lo que provee un aprovechamiento del espacio de memoria ROM. La alta velocidad de ejecución de los programas es debida a un almacenamiento en fila del programa, lo cual genera un acceso inmediato a los tres códigos de maquina inmediatos.

Puertos

Incorpora ocho puertos los cuales son usados para controlar y acceder a los diversos subsistemas del dispositivo. Cuando no son usados para los propósitos específicos, las terminales de los puertos pueden ser de propósito general de entrada - salida.

Puerto	Dirección registro	Descripción
Puerto A PA7 – PA0	Entrada Salida DDRA (\$0002)	Puerto A y B son para direccionar y almacenar datos en modo expandido. DDRA y DDRB no están en el mapa de direcciones en modo expandido.
Puerto B PB7 – PB0	Entrada Salida DDRB(\$0003)	
Puerto AD PAD7 – PAD0	Entrada	Convertidor analógico digital, así como propósito general de entrada salida.
Puerto DLC PDLC6 – PDLC0	Entrada Salida DDRDL (\$00FF)	Subsistema de enlace de comunicación de datos (BDLC), así como propósito general de entrada salida.
Puerto E PE7 – PE0	PE1, PE0 Entrada PE7-PE2 Entrada Salida DDRE(\$0009)	Selección de modo, bus de control de señales, servicios de señales de interrupción, o de propósito general de entrada salida.
Puerto P PP7 – PP0	Entrada Salida DDRP(\$00D7)	Propósito general de entrada salida. PP3-PP0 son usados como moduladores de ancho de pulso.
Puerto S PS7 – PS0	Entrada Salida DDRS(\$00D7)	Subsistemas de interfaz de comunicación serial e interfaz periférica serial; así como propósito general entrada salida.
Puerto T PT7 - PT0	Entrada salida DDRT(\$00AF)	Propósito general entrada salida. Cuando no son utilizados de propósito general pueden ser empleados para comparar datos en los subsistemas del timer y acumulador de pulsos.

Convertidor analógico digital

El convertidor analógico digital está conformado por un módulo de ocho canales, 10 bits, entrada multiplexada, precisión de $\pm 1/2$ bit menos significativo. No requiere de circuitería externa para realizar los procesos de muestreo y retención debido a la técnica de

redistribución empleada. El tiempo de conversión del convertidor analógico digital está sincronizado al reloj P del sistema.

Descripción funcional

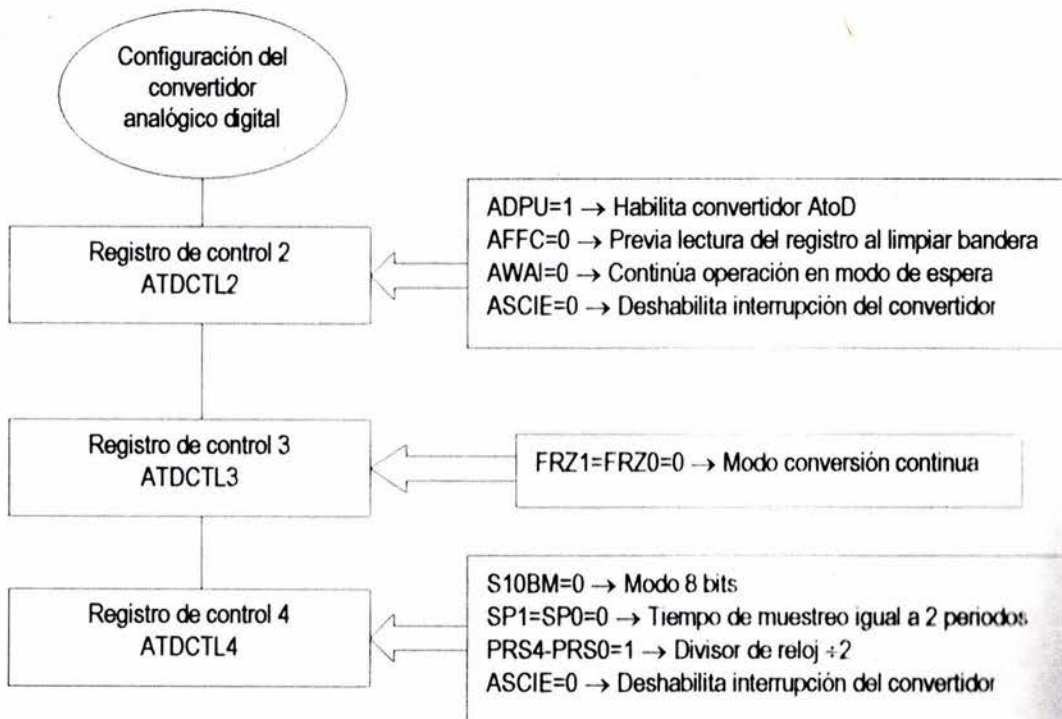
Una secuencia de una conversión sencilla consiste de cuatro u ocho conversiones, dependiendo del estado del bit de modo de ocho canales (SC8M) cuando el registro ATDCTL5 es escrito. Hay ocho modos de conversión básicos. El bit asociado a la bandera del código de condición (CCF) para cada registro es habilitado cuando el registro es cargado con el resultado de conversión apropiado. Esta bandera es limpiada automáticamente cuando ese registro de resultados es leído. Las conversiones son iniciadas al escribir en los registros de control.

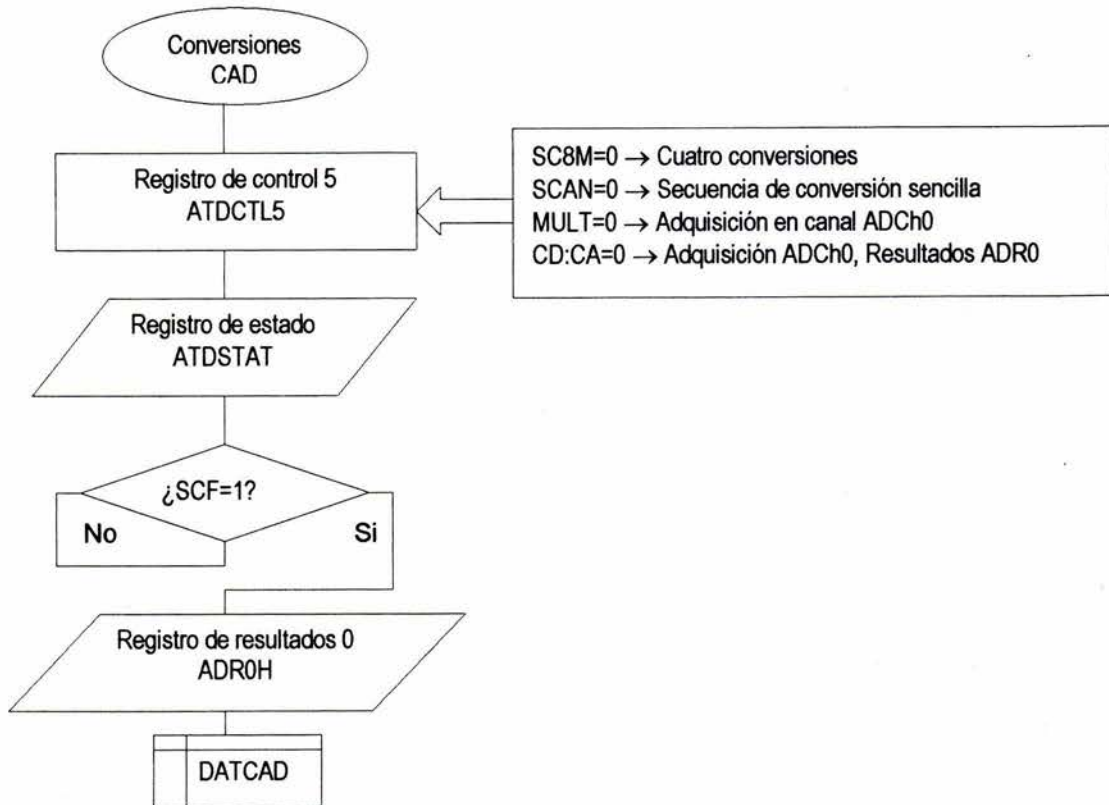
Modos de adquisición – conversión

Una serie de ocho lecturas secuenciales desde un canal único. El resultado de esas ocho muestras se almacena en los registros de resultados ATD0 – ATD7. Esto se conoce como modo de canal individual o único.

El segundo modo es llamado modo multicanal. En el modo multicanal, cada canal de entrada es seleccionado y cada muestra es almacenada en el resultado de registro. Esto es, el resultado del canal 0 es almacenado en ATD0, el resultado del canal 1 es almacenado en ATD1, y así sucesivamente hasta ATD7. Esto permite tener las muestras de todos los canales en forma rápida en un solo tiempo.

Diagrama de configuración del CAD





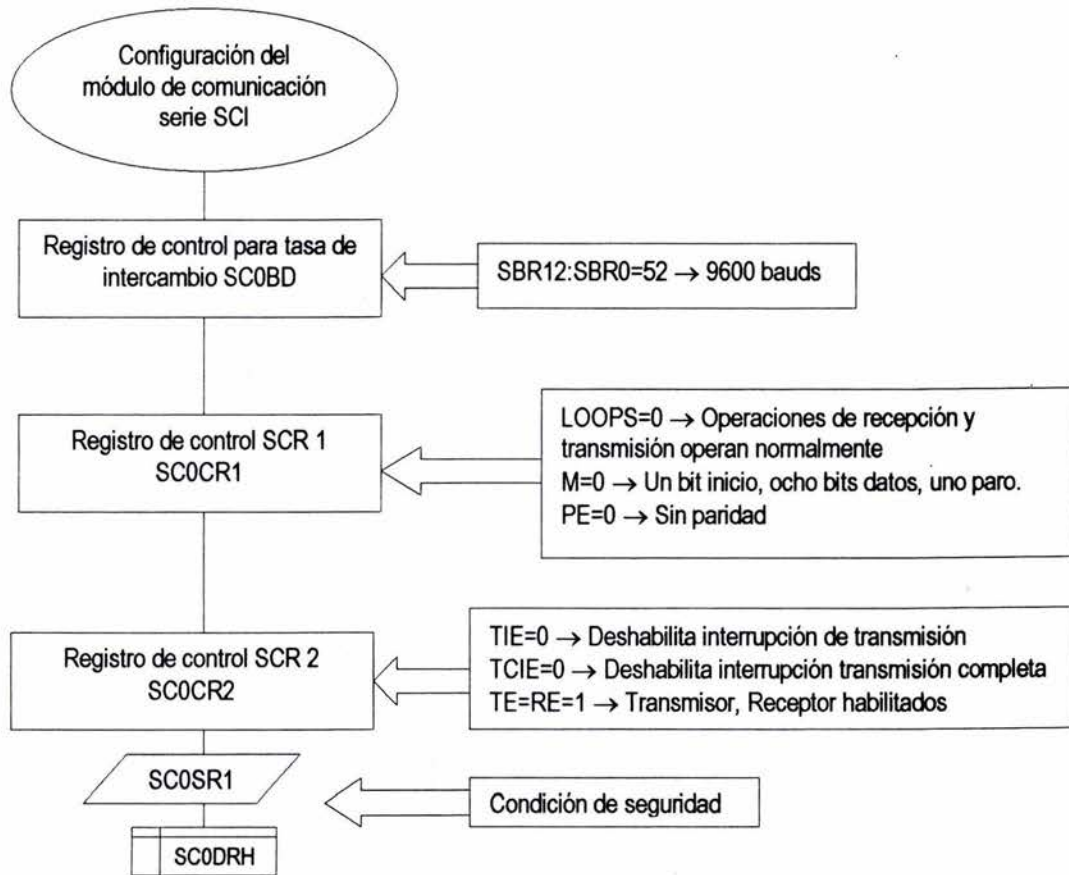
Interfaz de Comunicación Serial

Tiene un formato NRZ (un bit de inicio, ocho o nueve bits de datos, y un bit de paro) mediante un sistema de comunicación asíncrona con circuitería interna de generación de tasa de transmisión BAUD. Asimismo pueden habilitarse la opción de paridad, tanto en transmisión o recepción.

Formato de datos

Las condiciones de envío o recepción requieren una línea en tercer estado antes de cada transmisión o recepción. Un bit de inicio en estado cero lógico. La transmisión (o recepción) se hace enviando primero el bit menos significativo de la estructura. Un bit de paro en estado uno lógico.

Diagrama de configuración del SCI



Modulo estándar del Timer

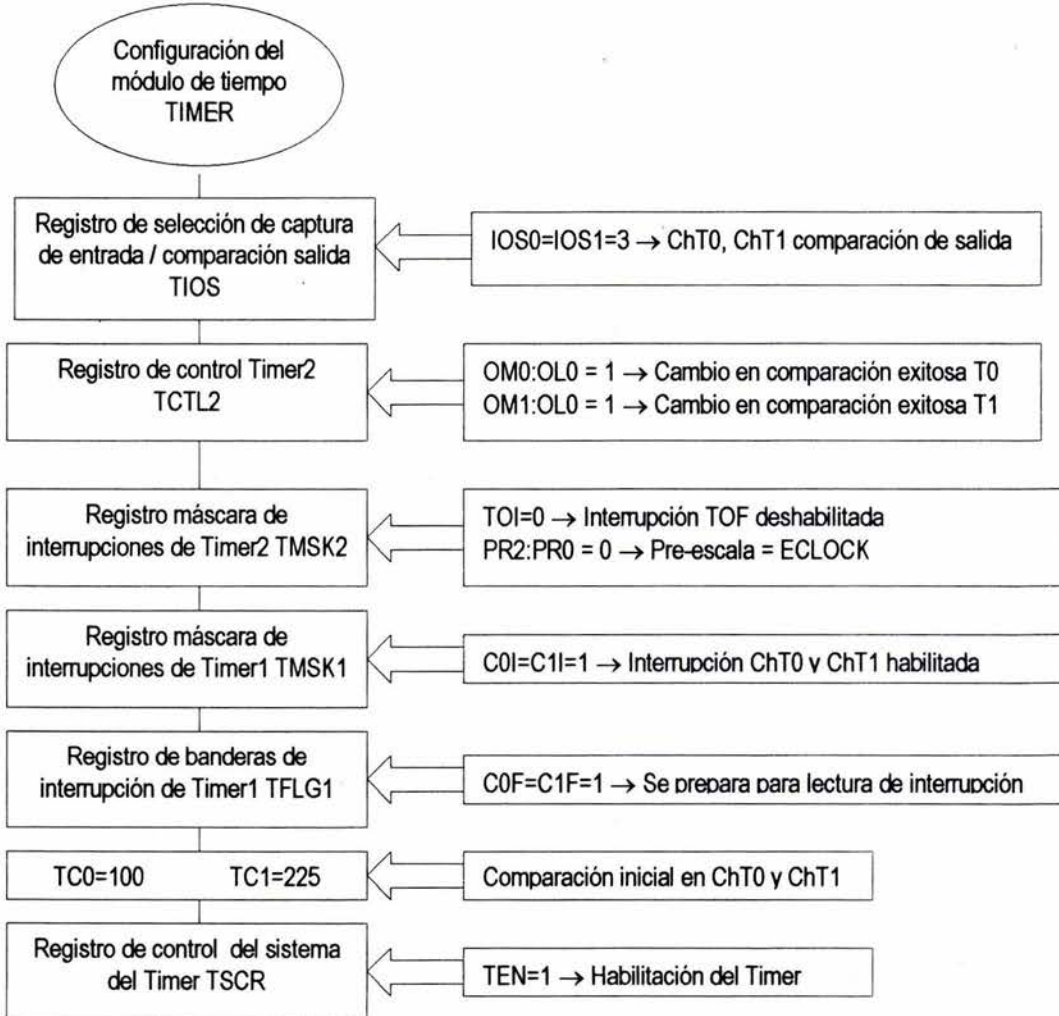
El módulo estándar del temporizador para el microcontrolador MC68HC912B32 consiste de un contador de 16 bits programable por software dirigido por una pre – escala. Contiene ocho canales que pueden ser configurados como captura de entrada o comparación a la salida y un acumulador de pulsos de 16 bits.

Este temporizador puede ser usado para diversos propósitos, incluyendo la medición de formas de onda mientras simultáneamente se genera una señal de salida. El ancho de los pulsos puede ser variado desde tiempos menores a un microsegundo hasta muchos segundos, lo cual provee la posibilidad de generar modulación por ancho de pulso sin necesidad de la intervención de una computadora.

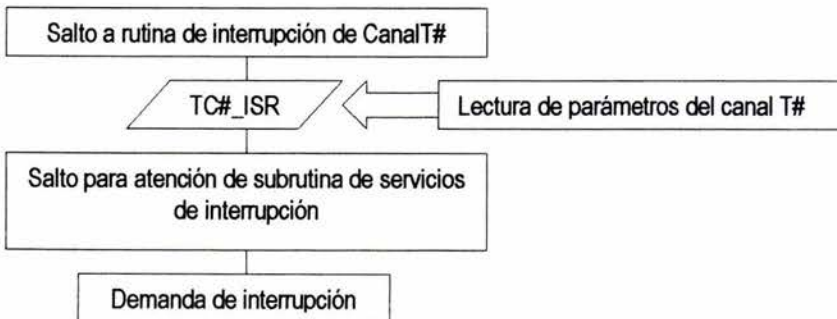
Registros del temporizador

Las terminales de entrada / salida pueden ser configuradas como líneas de propósito general hasta que sean configuradas dichas líneas con un fin específico. El módulo del temporizador anula el estado del registro de dirección de datos para forzar la entrada o salida de cada línea del puerto deseada.

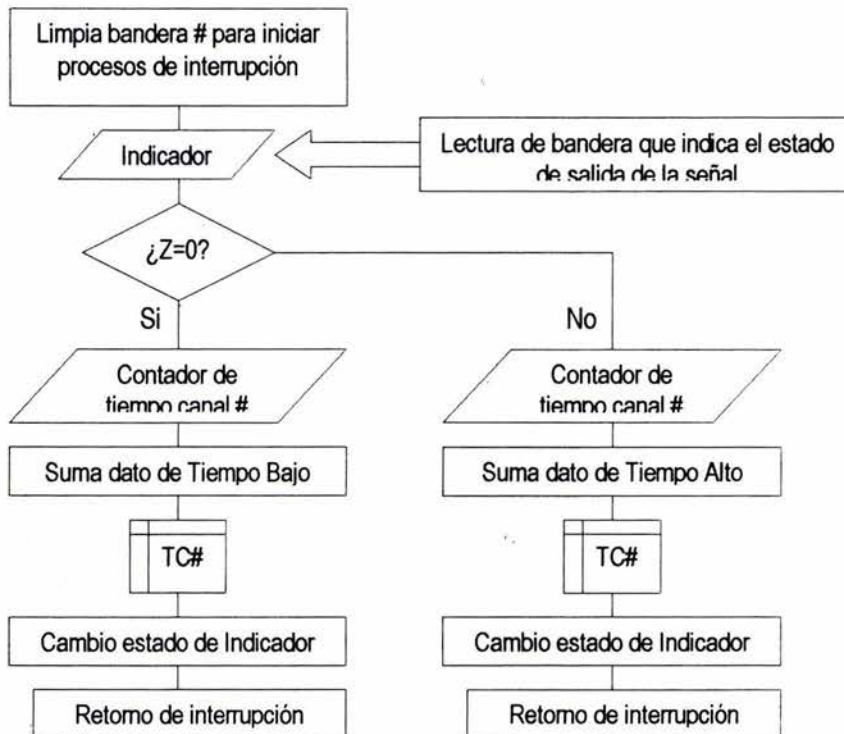
Diagrama de configuración del TIMER



Rutina de habilitación Timer por PseudoVectores



Rutina de demanda de interrupción del Timer por PseudoVectores



Modulador de ancho de pulso

El subsistema modulador de ancho de pulso provee de cuatro canales independientes para generar formas de onda de ocho bits o dos canales de 16 bits. Cada canal tiene el periodo así como el ciclo útil programables en correspondencia con un contador. Un esquema flexible de configuración de reloj permite cuatro diferentes fuentes de reloj que serán empleadas por los contadores. Cada uno de los moduladores es capaz de crear formas continuas independientes con ciclos programables que van desde el cero hasta el cien por ciento de ciclo útil. Las salidas del módulo PWM pueden ser programadas como alineadas a la izquierda, o alineadas al centro.

Los registros del periodo y el ciclo útil son doblemente almacenados así que ellos pueden cambiar mientras el canal está habilitado, el cambio no toma efecto hasta que los contadores alcanzan la cuenta establecida o el canal se deshabilita.

Ecuaciones

Periodo

$$\text{Periodo} = \text{Channel Clock Period} \times (\text{PWPER} + 1)$$

CENTR=0

$$\text{Periodo} = \text{Channel Clock Period} \times \text{PWPER} \times 2$$

Ciclo útil

Modo Alineación izquierda $CENTR=0$

$$\text{Ciclo útil} = \frac{(PWDTY+1)}{(PWPER+1)} \times 100 \quad PPOL= 1$$

$$\text{Ciclo útil} = \frac{(PWPER-PWDTY)}{(PWPER+1)} \times 100 \quad PPOL= 0$$

Modo Alineación centrada $CENTR=1$

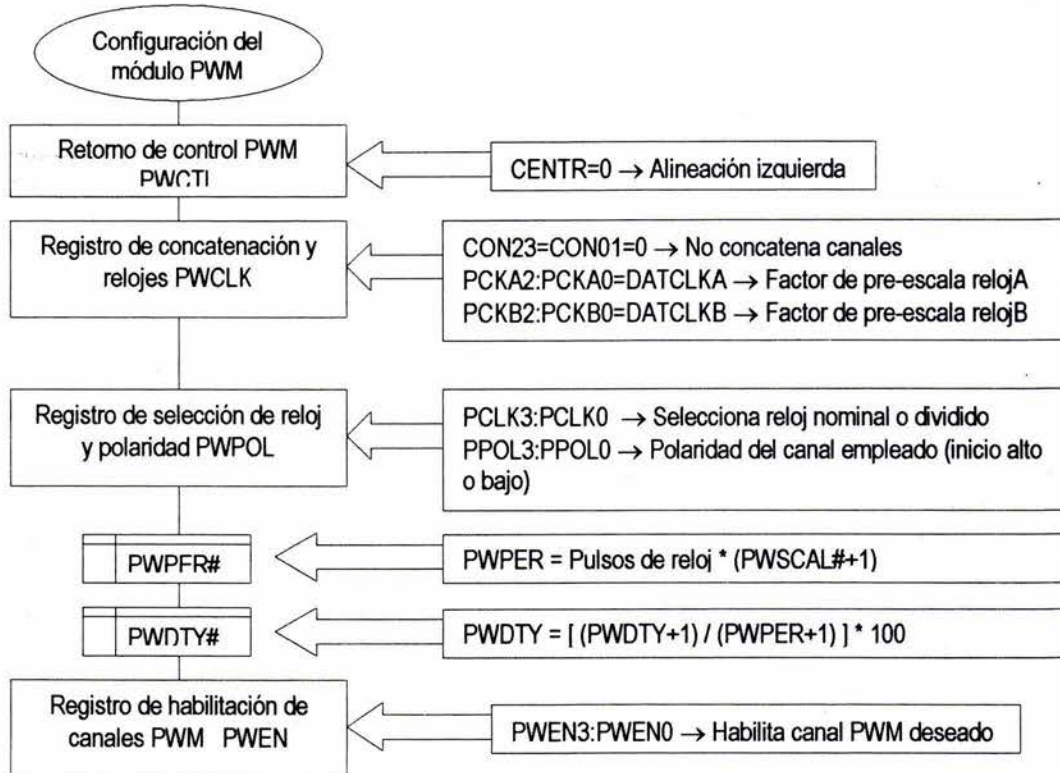
$$\text{Ciclo útil} = \frac{(PWPER-PWDTY)}{(PWPER)} \times 100 \quad PPOL= 0$$

$$\text{Ciclo útil} = \frac{PWDTY}{PWPER} \times 100 \quad PPOL= 1$$

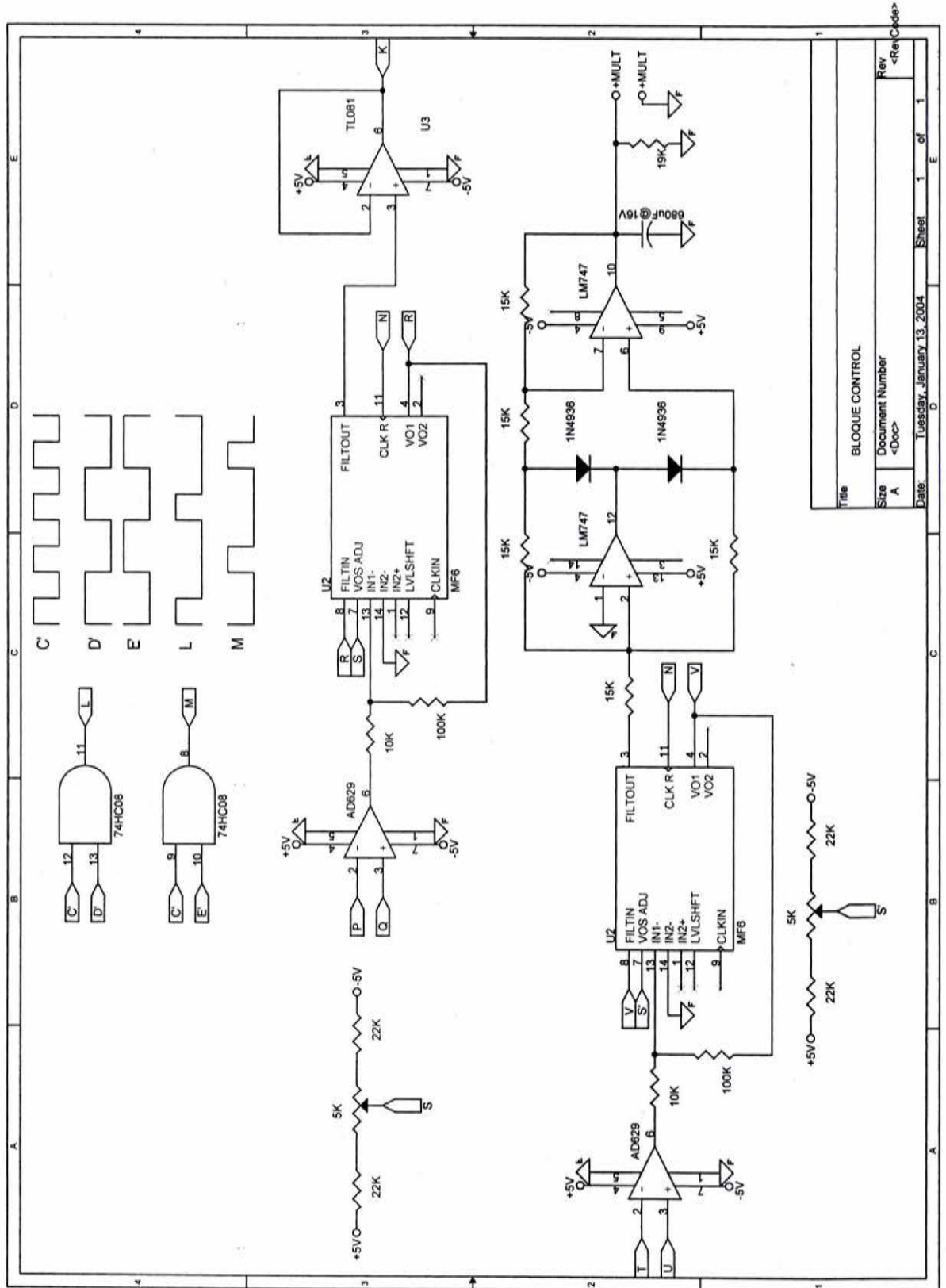
Frecuencia S_0

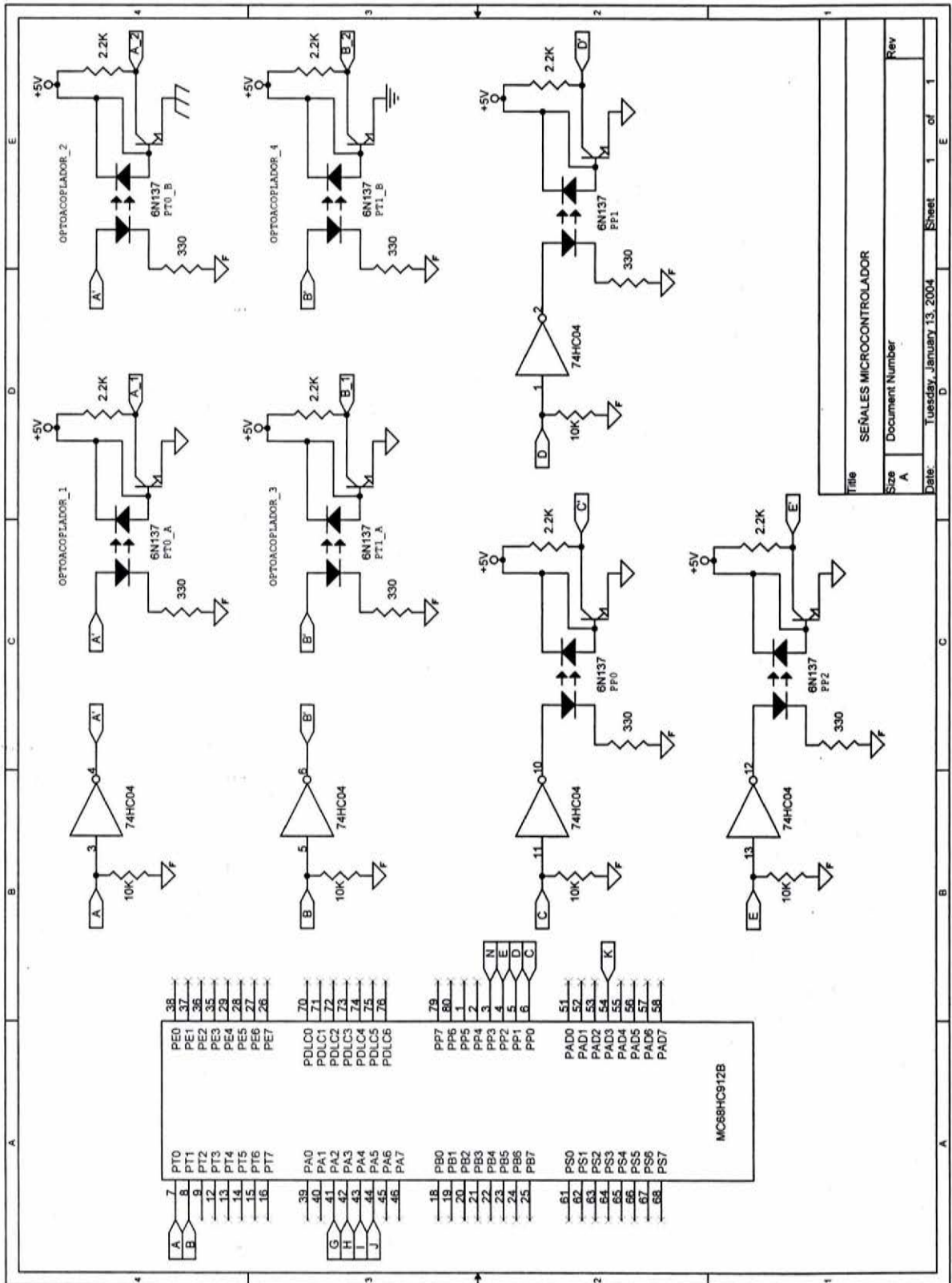
$$S_0 = \frac{\text{RelojA}}{(PWSCAL+1) \times 2}$$

Diagrama de configuración del módulo PWM

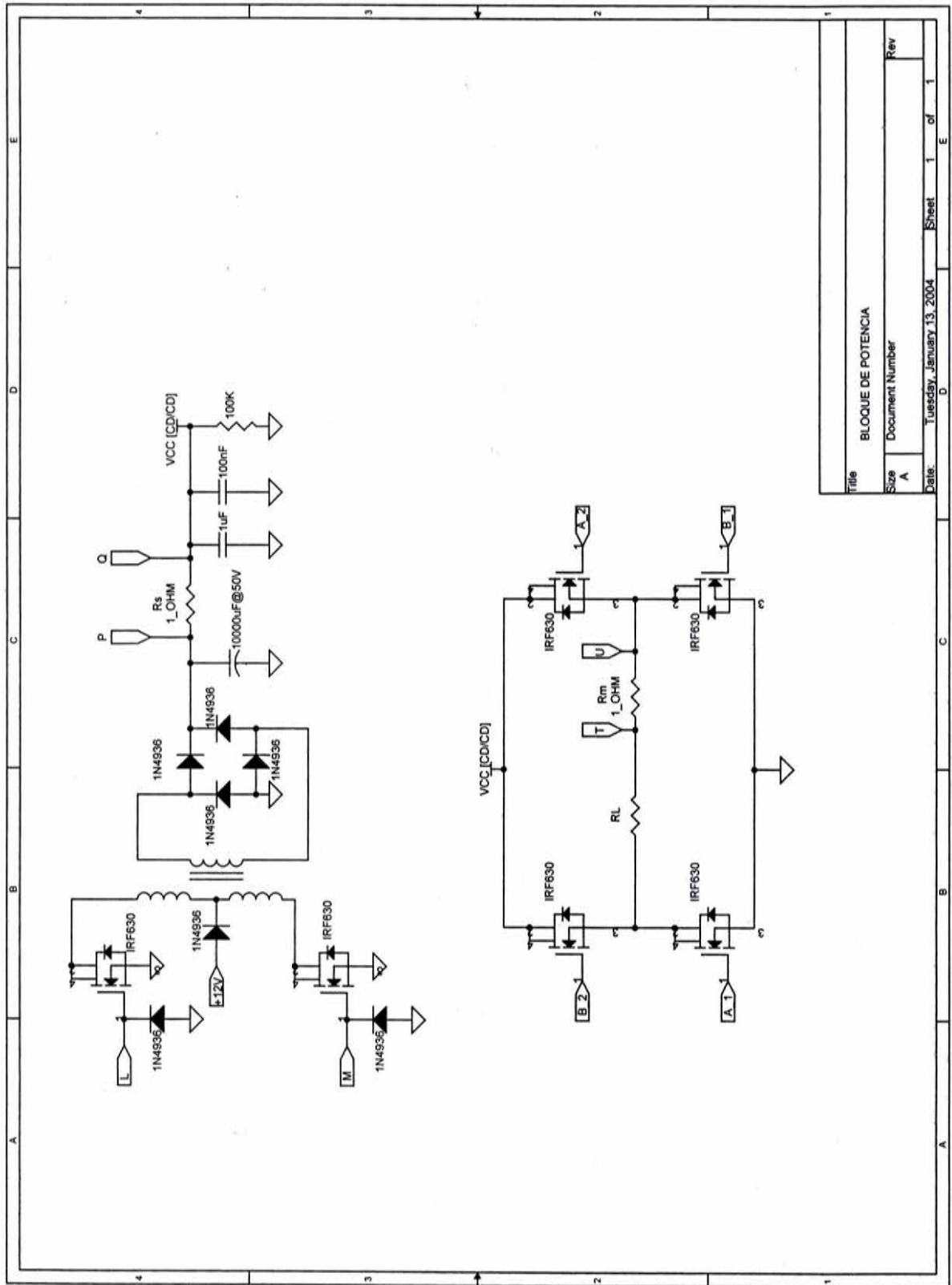


Anexo II
Diagramas eléctricos y mecánico
del prototipo generador





Title	SEÑALES MICROCONTROLADOR
Size	A
Document Number	
Date	Tuesday, January 13, 2004
Sheet	1 of 1
Rev	



Title		BLOQUE DE POTENCIA	
Size		Document Number	
A			
Date:		Tuesday, January 13, 2004	
Sheet		1 of 1	

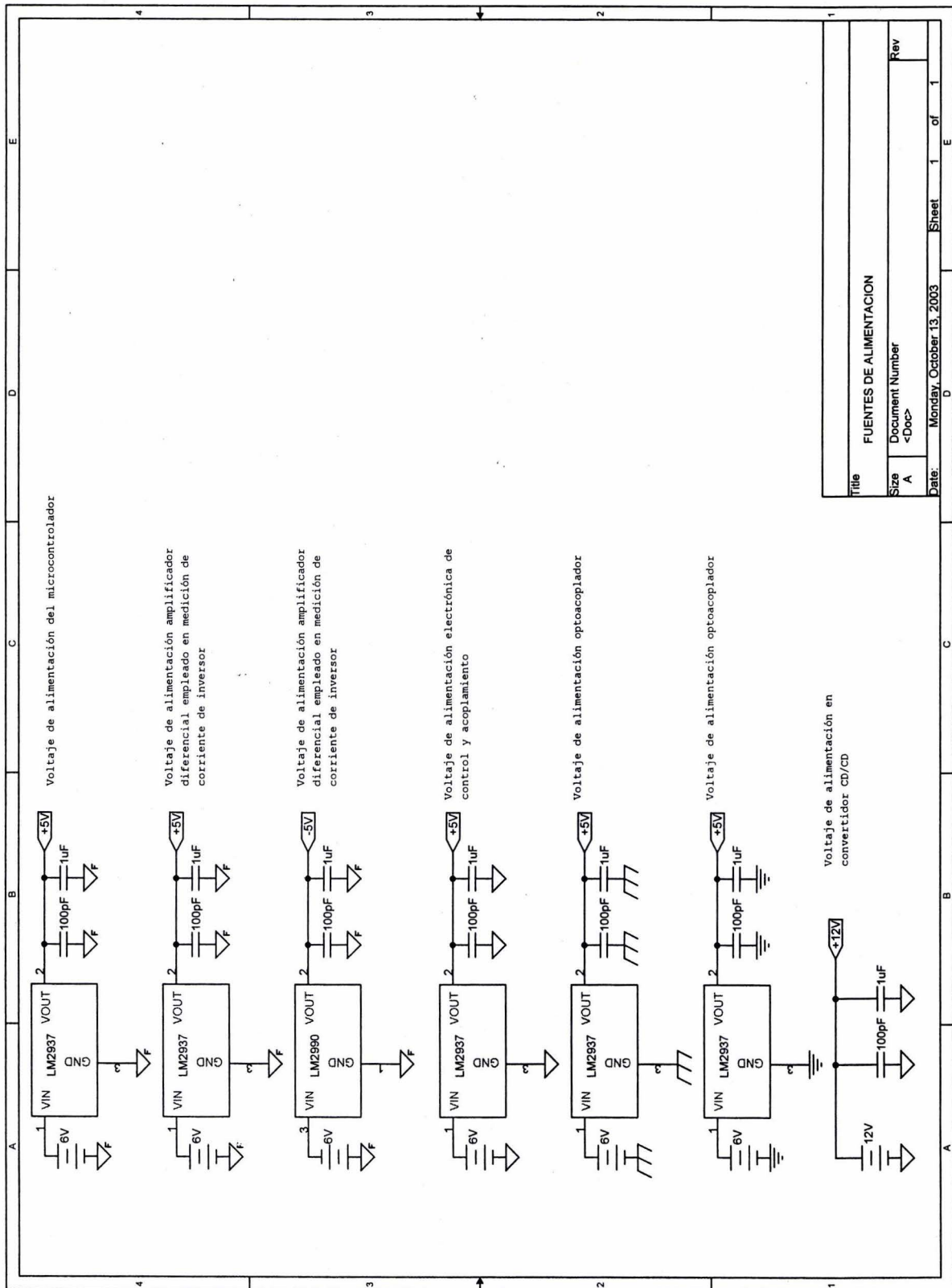
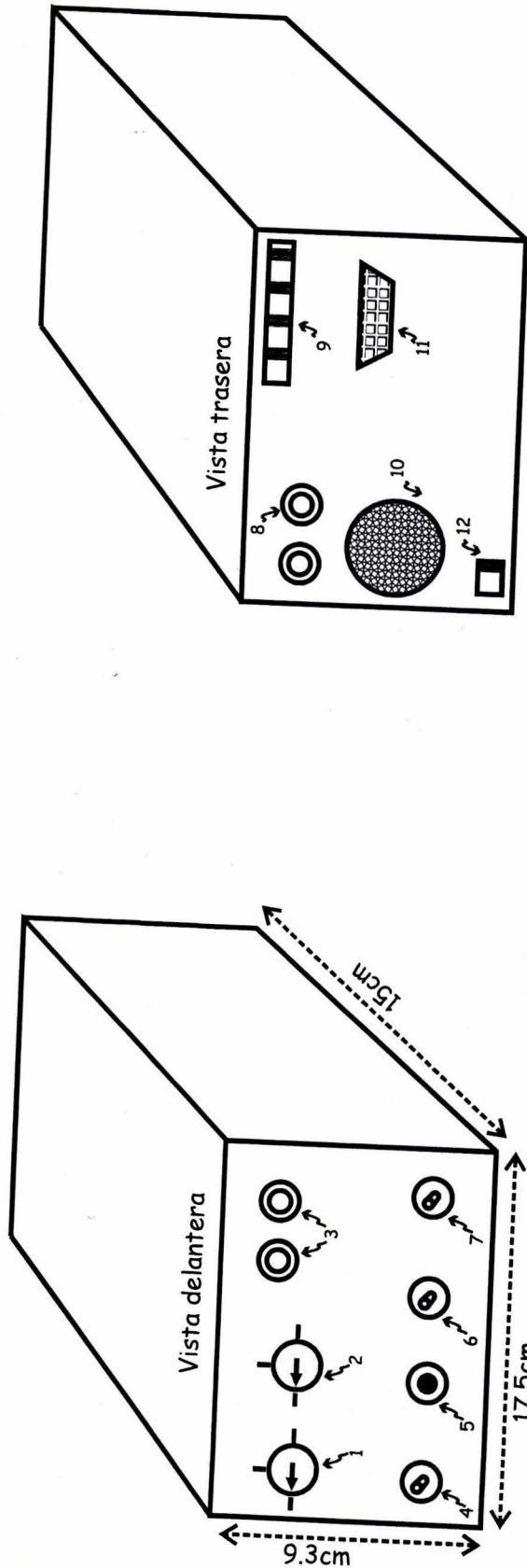
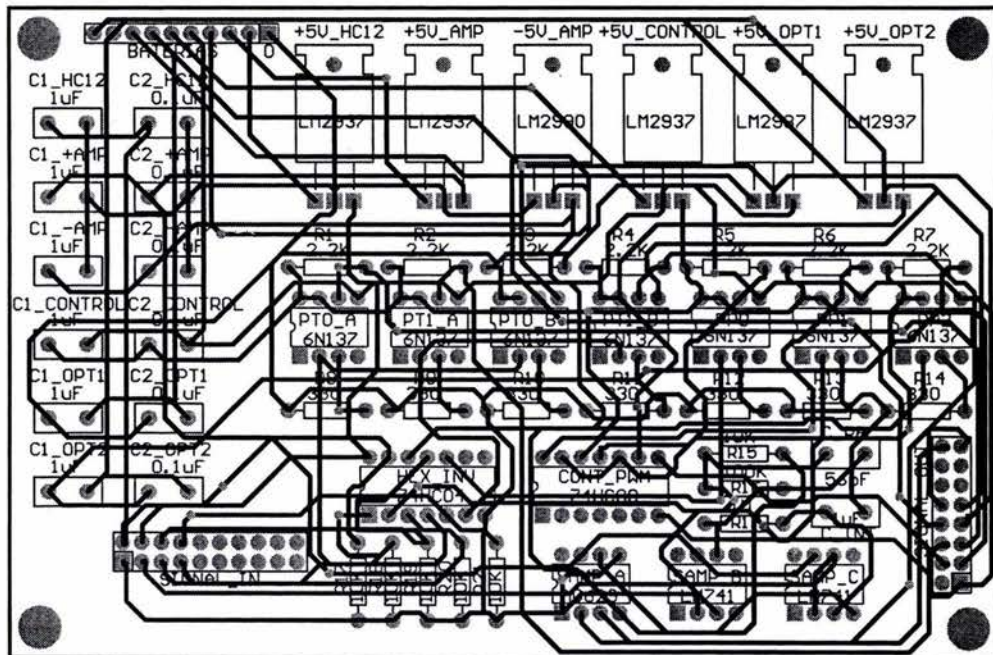
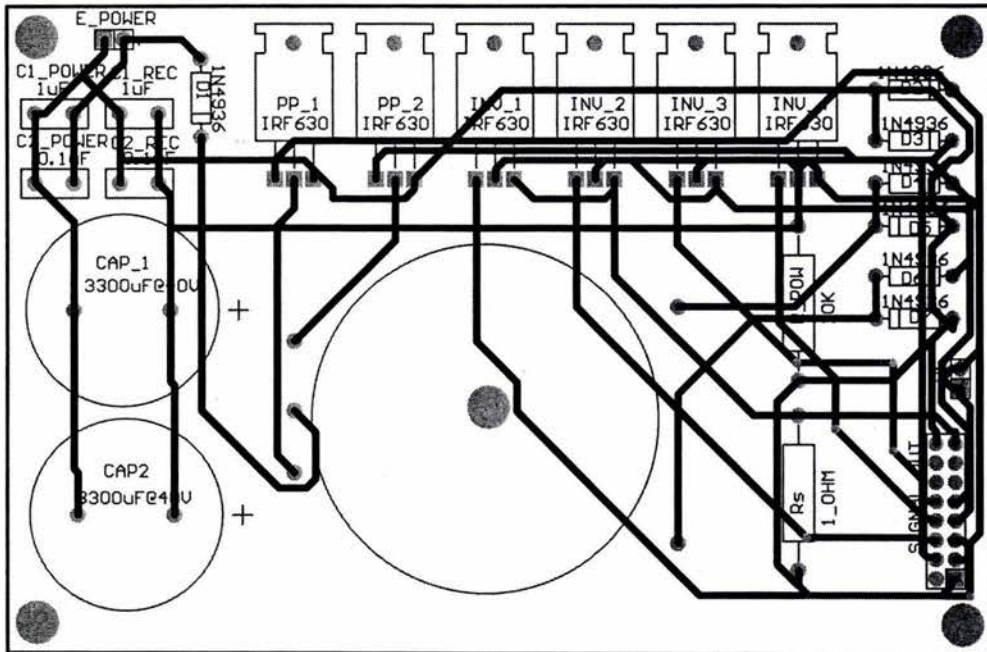


Diagrama Mecánico del prototipo



- 1 Perilla forma de señal
- 2 Perilla Corriente de señal
- 3 Bornes de salida
- 4 Selector de comunicación RS232
- 5 RESET
- 6 Selector de batería interna/externa
- 7 Interruptor General
- 8 Bornes de medición
- 9 Conector de módulo de baterías
- 10 Altavoz
- 11 Conector RS232
- 12 Conector de batería externa





Anexo III
Formación de señal
Detección Sincrónica

Modulación por ancho de pulso

Las señales moduladas se generan comparando una señal rectangular de referencia con amplitud variable (A_R , figura III-1) contra una señal portadora triangular de amplitud fija (A_C , figura III-1). La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida.

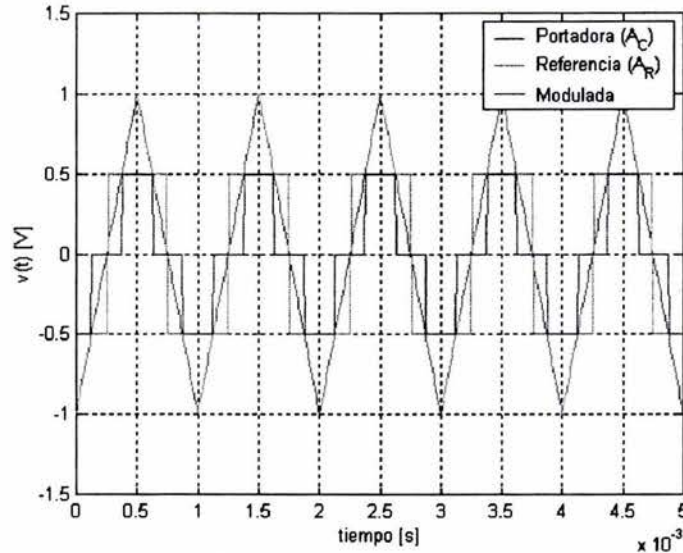


Figura III-1. Modulación por ancho de pulso.

La relación de A_R con A_C es la variable de control y se define como índice de modulación de la amplitud.

$$M = \frac{A_R}{A_C} \dots\dots\dots (III.1)$$

La ventaja en el uso de este tipo de señales en sistemas de potencia radica en la conservación de los componentes electrónicos, ya que es posible obtener señales estables en amplitud y frecuencia en potencia media, evitando la conducción en tiempos excesivos por parte de los componentes. Tal es el caso en sistemas de amplificación convencionales donde la mayor parte del tiempo el transistor conduce corriente.

Reducción de armónicos

Aplicando el método de control por desplazamiento de fase, se pueden reducir las componentes armónicas deseadas, ya que al tener una elección adecuada del ángulo (β) de desplazamiento [$V_B(t-\beta)$, figura III-2] se puede eliminar la armónica de orden n. [27]

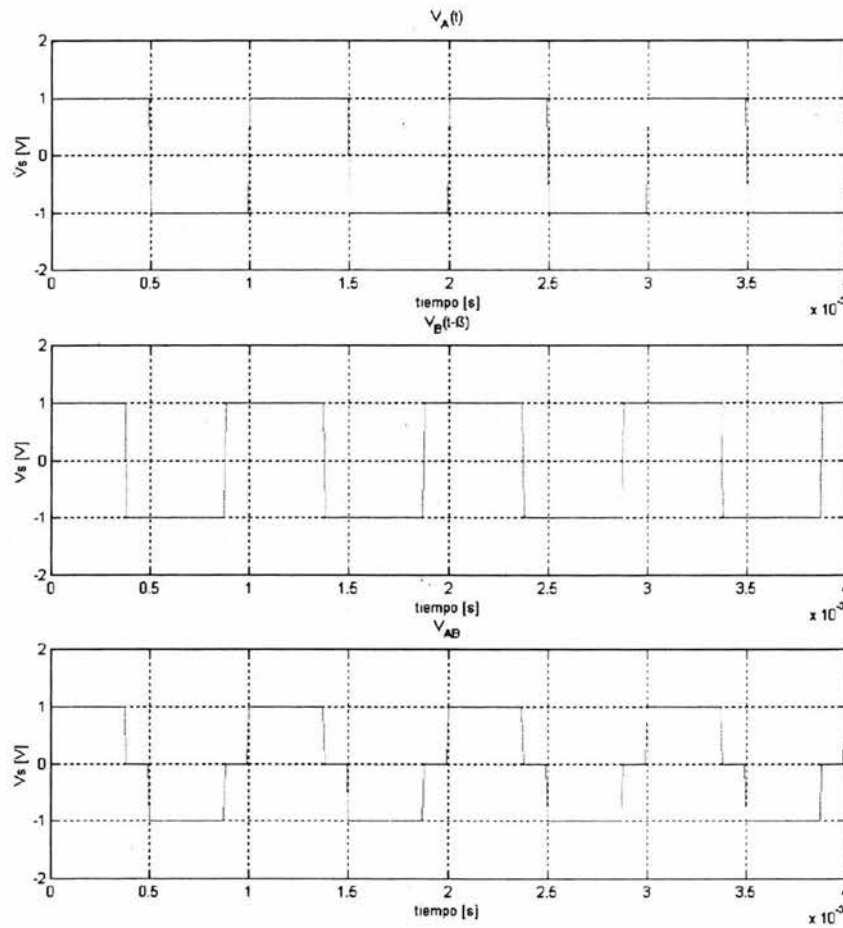


Figura III-2. Método de reducción de armónicos por desplazamiento de fase.

Situándonos en la figura III-2 y mediante un desplazamiento apropiado β de las señales producidas, es posible eliminar las n armónicas deseadas al sustituir de la ecuación que define el voltaje instantáneo de salida el parámetro

$$\text{sen} \frac{n\beta}{2} = 0 \quad \text{ó} \quad \beta = \frac{360^\circ}{n} \dots\dots\dots (III.2)$$

$$v_A = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen} n\omega t \quad v_B = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen} n(\omega t - \beta) \dots (III.3)$$

$$v_{AB} = v_A - v_B = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\text{sen} n\omega t - \text{sen} n(\omega t - \beta)]$$

$$v_{AB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\beta}{2} \cos n\left(\omega t - \frac{\beta}{2}\right) \dots (III.4)$$

La tercera armónica quedará eliminada si

$$\beta = \frac{360}{3} = 120^\circ$$

Se aprecia que de los dos métodos necesarios para la formación de señales útiles en el generador multifuncional es necesario obtener una señal en corriente alterna, la cual sea de condiciones simétricas estables. Por tanto, es posible seleccionar un método único de generación de señales, ya sea modulación por ancho de pulso o desplazamiento de fase.

El método seleccionado corresponde a la modulación por ancho de pulso. Dicho módulo, es posible implementarlo en un microcontrolador con ayuda de módulos temporizadores. Asimismo, existen multitud de microcontroladores que poseen un módulo interno de generación de señales por medio de la técnica de modulación por ancho de pulso.

Detección Sincrónica

A groso modo, la técnica de la detección sincrónica DS consiste en la determinación de la siguiente integral

$$G = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} f(t) g(t) dt \dots\dots\dots (III.5)$$

donde: $f(t)$ - señal de medición,
 $g(t)$ - función de modulación,
 Δt - tiempo de medición.

La DS es un caso específico del método de correlación [18]. Esta técnica es efectiva al cumplirse las siguientes condiciones

- Conocimiento de la forma de la señal de excitación.
- Determinación de la amplitud de las señales recibidas sin importar el restablecimiento de su forma.

De la figura III-3, se observa que valores diversos de medición $f(t)$ son adquiridos mediante los equipos receptores. La función de modulación $g(t)$ corresponde a una señal de idénticas características temporales respecto a la señal emitida en el medio de estudio por parte del generador.

En este punto radica la importancia de emitir señales de sincronía entre el equipo receptor y el generador, ya que con ello se determinan los tiempos exactos en los cambios de signo de la función de modulación $g(t)$.

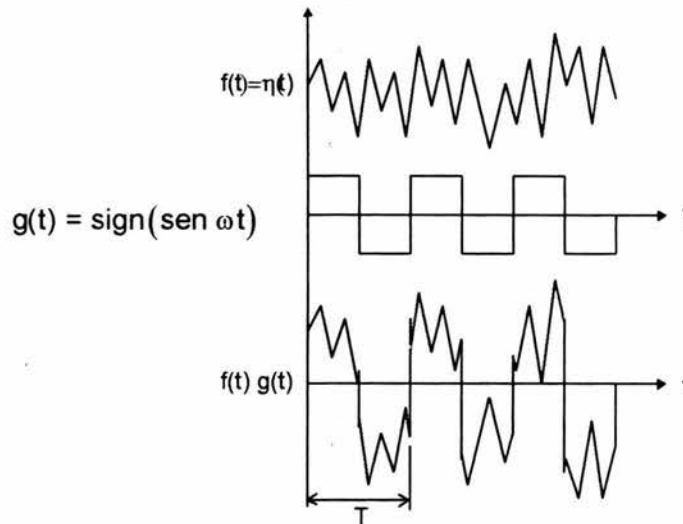


Figura III-3. Señales contempladas para la técnica Detección Sincrónica.

La función de modulación $g(t)$ corresponde a una señal signo debido a su relativa facilidad de generación por parte de un sistema digital, además, al implantar la técnica de reducción de componentes espectrales, se añade una ventaja más al incrementar el factor de calidad final del proceso ya que crea una señal modulada de espectro estrecho. [18]

Esta técnica permite satisfacer los requerimientos de alta selectividad, además la relación señal-ruido y el factor de calidad (Q) al aplicar la DS es proporcional al número de periodos fundamentales N empleados en una relación aproximada de

$$Q \approx 2.2N \dots (III.6)$$

Tomando en cuenta que una secuencia de pulsos rectangulares, tiene en su espectro todos los armónicos impares, es necesario reducir sus influencias con respecto del primer armónico. La eliminación del tercer armónico y múltiplos se logró al hacer $\alpha = \pi/6$.

Para reducir adicionalmente los componentes armónicos de alta frecuencia y minimizar la influencia de las frecuencias industriales sobre las mediciones, fue introducida la utilización de una etapa de prefiltrado aplicada antes de realizar el procesamiento de detección sincrónica.

Con base en la teoría de procesamiento de nanoseñales, fueron simuladas y seleccionadas diversas secuencias como funciones de modulación, por presentar un alto factor de calidad y reducción en la magnitud de los armónicos diferentes al primero:

- un tren continuo de pulsos rectangulares.
- un tren continuo de pulsos rectangulares con eliminación de armónicos.
- un tren continuo de pulsos senoidales.

El tren continuo de pulsos senoidales a pesar de tener menor energía en armónicos secundarios, no puede ser utilizado por requerir operaciones de punto flotante basados en elementos de alta tecnología que por ahora no cumplen con las especificaciones de temperatura. El tren continuo de pulsos con eliminación de armónicos fue elegido para ser implantado técnicamente por su robustez de operación y por cumplir con la selectividad requerida.

Anexo IV
Diseño de transformadores y
Materiales magnéticos

Diseño de transformador empleando toroide tipo *tape wound core* mediante la aproximación por producto de área A_p con devanado primario en configuración *push - pull*.

Paso 1. Se definen los parámetros del transformador deseado

V_p	Voltaje en devanado primario
V_o	Voltaje en devanado secundario
I_o	Corriente en devanado secundario
F	Frecuencia de operación
η	Eficiencia
B_m	Densidad de flujo

Paso 2. Cálculo de potencia de salida P_o considerando el uso de un puente de diodos.

$$V = V_o + V_d$$

$$P_o = VA$$

Paso 3. Cálculo de potencia aparente P_t

$$P_t = P_o \left(\frac{\sqrt{2}}{\eta} + \sqrt{2} \right)$$

Paso 4. Cálculo del producto de área A_p

$$A_p = \left(\frac{P_t \times 10^4}{K_f \cdot B_m \cdot f \cdot K_u \cdot K_j} \right)^x$$

Donde

X	Constante de configuración del núcleo	Tabla IV-1
K_f	Coeficiente para la forma de onda cuadrada	
K_u	Factor de utilización de la ventana	
K_j	Constante de configuración del núcleo relacionada a variaciones en temperatura	Tabla IV-2

Paso 5. Selección de un producto de área a partir de hojas de datos y se definen los parámetros

A_p	Producto de área
MLT	Longitud media
A_c	Área del núcleo
W_a	Área de ventana
A_t	Área superficial
MPL	Longitud media devanado primario
W_{tfe}	Área del volumen

Paso 6. En base a lo anterior se realiza el cálculo del número de vueltas en el primario N_p para cada lado del devanado central.

$$N_p = \frac{V_p \times 10^4}{K_f \cdot B_m \cdot f \cdot A_c}$$

Paso 7. Cálculo de la corriente de consumo en el devanado primario I_p .

$$I_p = \frac{P_o}{V_p \eta}$$

Paso 8. Cálculo de la densidad de corriente J usando el valor K_j , así como el valor y (tabla 3.1) dado para el núcleo seleccionado

$$J = K_j \cdot A_p^{(y)}$$

Paso 9. Cálculo del calibre del devanado primario. Nótese que para la configuración de devanado central, I_p debe ser multiplicado por 0.707.

$$A_{w(B)} = \frac{I_p \times 0.707}{J}$$

Paso 10. Con el resultado obtenido se selecciona un calibre. Si el área del alambre no se encuentra dentro del 10% de variación respecto a las tablas, tome el calibre inmediato inferior. Al seleccionar el cable obtenga el valor de su resistencia $\mu\Omega/cm$.

Paso 11. Cálculo de la resistencia del devanado primario.

$$R_p = MLT \cdot N_p \times 10^{-6}$$

Paso 12. Cálculo de pérdidas debidas al cobre en el devanado primario

$$P_p = I_p^2 \cdot R_p$$

Paso 13. Cálculo del número de vueltas del devanado secundario

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p}$$

Paso 14. Cálculo del calibre del devanado secundario $A_{w(B)}$.

$$A_{w(B)} = \frac{I_o \cdot 0.707}{J}$$

Paso 15. Con el resultado obtenido se selecciona un calibre. Si el área del alambre no se encuentra dentro del 10% de variación respecto a las tablas, tome el calibre inmediato inferior. Al seleccionar el cable obtenga el valor de su resistencia $\mu\Omega/cm$.

Paso 16. Cálculo de la resistencia del devanado primario.

$$R_s = MLT \cdot N_s \times 10^{-6}$$

Paso 17. Cálculo de pérdidas debidas al cobre en el devanado secundario.

$$P_s = I_s^2 \cdot R_s$$

Paso 18. Cálculo de las pérdidas totales en el transformador debidas al cobre

$$P_{cu} = P_p + P_s$$

Núcleo	Pérdidas	K_j (25°C)	K_j (50°C)	x	Y
Pot Core	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	1.2	-0.17
Powder Core	$P_{cu} \gg P_{fe}$	403	590	1.14	-0.12
Lamination	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	1.14	-0.12
C Cores	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	1.16	-0.14
Single-coil	$P_{cu} = P_{fe}$	395	569	1.16	-0.14
Tape-wound Core	$P_{cu} \gg P_{fe}$	250	365	1.15	-0.13

TABLA IV-1

Núcleo	K_j (25°C)	K_j (50°C)
Pot Core	433	632
Powder Core	403	590
Lamination	366	534
C Cores	323	468
Single-coil	395	569
Tape-wound Core	250	365

TABLA IV-2

MATERIALES MAGNÉTICOS

Ferritas

Las ferritas son estructuras cerámicas densas y homogéneas hechas de óxido de hierro (Fe_2O_3) con óxidos o carbonatos de uno o más metales como el manganeso, zinc, níquel o magnesio.

Las ferritas tienen una ventaja principal sobre otros materiales magnéticos: poseen una resistividad eléctrica elevada lo que provoca bajas pérdidas de corriente de fuga en un amplio margen de frecuencias. Características adicionales como alta permeabilidad, así como una gran estabilidad tiempo / temperatura añaden el margen de aplicación de dichos materiales en circuitos de filtrado, transformadores de alta frecuencia, transformadores de banda ancha, inductores ajustables, líneas de retardo, etc.

La ferrita es el material por excelencia en el uso de transformadores, inversores e inductores en el rango de frecuencias de 20KHz a 3MHz. Las ferritas pueden ser usadas en el modo de saturación para baja potencia y operación a baja frecuencia (<50W y 10KHz). Para diseños de alta potencia puede ser empleada la técnica del doble transformador. El doble transformador ofrece alta eficiencia, alta estabilidad en frecuencia y bajas pérdidas en la conmutación.

Selección del material

Materiales del núcleo

Los materiales F, P, K y R ofrecen las más bajas pérdidas en el núcleo y la más alta saturación en la densidad de flujo, por lo tanto son los materiales óptimos para

aplicaciones de alta potencia. El material P tiene pérdidas en el núcleo cuando la temperatura alcanza los 70°C. El material R tiene pérdidas hasta los 100°C. El material K es recomendado para frecuencias por encima de los 700KHz. Los materiales J y W ofrecen alta impedancia para transformadores de banda ancha y son óptimos para aplicaciones de baja potencia.

Selección del tamaño del núcleo del transformador.

La capacidad de manejo de potencia del núcleo del transformador puede ser determinada por el producto $W_a A_c$, donde W_a es el área efectiva del núcleo y A_c es el área transversal de corte del núcleo.

La relación de salida en potencia $W_a A_c$ es obtenida al desarrollar la ley de Faraday con

$$\begin{aligned} E &= 4 \cdot B \cdot A_c \cdot N \cdot f \times 10^{-8} && \text{(onda cuadrada)} \\ E &= 4.44 \cdot B \cdot A_c \cdot N \cdot f \times 10^{-8} && \text{(onda sinusoidal)} \end{aligned} \quad \dots [II-1]$$

Donde

E: Voltaje aplicado (rms)	K: Factor de ventana	B: Densidad de flujo (gauss)
A_c : Área del núcleo (cm ²)	P_i : Potencia entrada (W)	P_o : Potencia salida (W)
N: Número de vueltas	I: Corriente (rms)	F: Frecuencia (Hz)
e: Eficiencia transformador	A_w : Área cable (cm ²)	W_a : Área ventana núcleo
C: capacidad corriente cm ² /A		

Resolviendo [II-1] para N·Ac

$$N \cdot A_c = \frac{E \times 10^8}{4 \cdot B \cdot f} \quad \dots [II-2]$$

El factor de ventana

$$K = \frac{N \cdot A_w}{W_a} \quad \therefore N = \frac{K \cdot W_a}{A_w} \quad \text{entonces } N \cdot A_c = \frac{k \cdot W_a \cdot A_c}{A_w} \quad \dots [II-3]$$

Combinando [II-2] y [II-3] y resolviendo para $W_a A_c$

$$W_a \cdot A_c = \frac{E \cdot A_w \times 10^8}{4 \cdot B \cdot f \cdot K} \quad \dots [II-4]$$

En suma

$$\begin{aligned} C &= \frac{A_w}{I} \Rightarrow A_w = I \cdot C \\ e &= \frac{P_o}{P_i} \quad \dots [II-5] \\ P_i &= E \cdot I \end{aligned}$$

Entonces

$$E \cdot A_w = E \cdot I \cdot C = P_i \cdot C = \frac{P_o \cdot C}{e} \quad \dots [II-6]$$

Sustituyendo para E·A_{wen} [II-4] se obtiene

$$W_a \cdot A_c = \frac{P_o \cdot C \times 10^8}{4 \cdot e \cdot B \cdot f \cdot K} \dots [II-7]$$

Asumiendo las siguientes condiciones de operación

$C = 4.05 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (onda cuadrada)

$2.53 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (onda seno)

para toroides

$C = 5.07 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (onda cuadrada)

$3.55 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (onda seno)

para pot-cores y E-U-I cores

$e = 90\%$ para transformadores

$e = 80\%$ para inversores (incluyendo pérdidas)

$K = 0.3$ para pot-cores y E-U-I cores

$K = 0.2$ para toroides

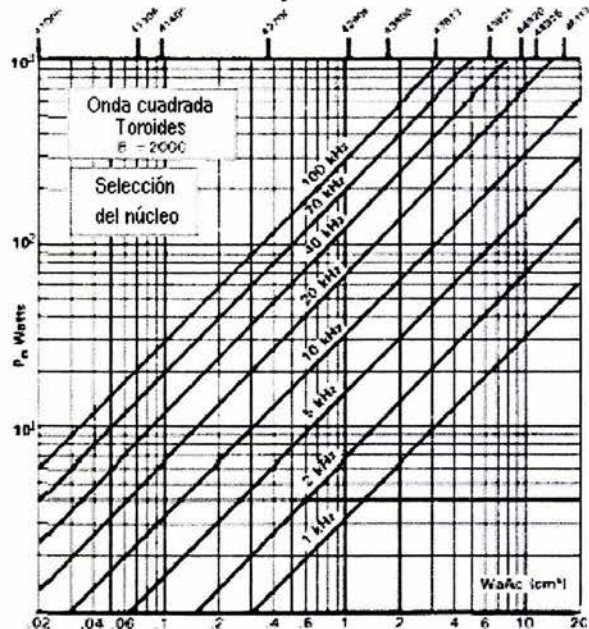
Con tamaños mayores de cable, y/o voltajes mayores, estos valores de K pueden no ser obtenidos. Para minimizar pérdidas en el tamaño del cable y del núcleo, el área de ventana deberá estar llena.

Para obtener la relación básica entre la potencia de salida y el producto $W_a A_c$

$$W_a A_c = \frac{k' \cdot P_o \times 10^8}{B \cdot f} \dots [II-8]$$

$$\text{donde } k' = \frac{C}{4 \cdot e \cdot K}$$

Si se asume que B sea 2000 gauss, se obtienen la siguiente gráfica, que muestra la potencia de salida como función de $W_a A_c$ y la frecuencia.



El núcleo seleccionado usando éstas gráficas generará el siguiente incremento en temperatura para una operación a 20KHz con onda cuadrada a 2000 gauss.

Rango WaAc	ΔT
< 0.1	<30°C
1.01 a 4.5	30°C a 60°C
4.5 a 15.2	60°C a 90°C

Este incremento en temperaturas puede ser reducidos, según sea necesario, al disminuir la densidad de flujo o frecuencia, incrementando el calibre del alambre, o usando técnicas especiales de devanado.

Es esencial que el diseño sea previamente evaluado considerando los incrementos en temperatura antes de que se elija un núcleo.

Limitantes debidas a los materiales empleados en los núcleos.

Los materiales empleados en la producción de los núcleos tienen una permeabilidad finita, pérdidas, saturación y muchos de ellos son dependientes de los cambios en la temperatura.

Saturación

La saturación ocurre en el núcleo cuando este tiene más que un cierto flujo de densidad: su permeabilidad es reducida desde un valor muy elevado hasta valores cercanos a uno, lo cual propicia un cambio radical en la inductancia.

La saturación es un aspecto que debe tener especial atención en las ferritas y las laminaciones de acero debido a que se saturan abruptamente: bastan dos flujos de densidad arriba de un diseño estable los cuales provocan una repentina caída del valor de la permeabilidad.

Desde un punto de vista práctico, si el flujo de corriente ha sido reducido, la permeabilidad del núcleo decrece, un 20% aproximadamente de la permeabilidad con una corriente cero, entonces se dice que el núcleo está saturado.

Temperatura de Curie.

Esta es la temperatura por encima de la cual el núcleo empieza a desmagnetizarse e irreparablemente pierde su permeabilidad. Las temperaturas de Curie promedio son por encima de los 200°C.

Pérdidas del núcleo

Siempre que exista un cambio de flujo en un núcleo, existen pérdidas en el núcleo, lo cual provoca un calentamiento del mismo. La cantidad de disipación de potencia es una función compleja de muchas variables, como la densidad de flujo pico – pico, la temperatura, frecuencia y por supuesto el material del núcleo. Sin embargo, la densidad de flujo en corriente directa no causa una pérdida en el núcleo, un inductor sin rizo en corriente alterna no debe poseer pérdidas.

Transformer and Inductor Design Handbook
Second Edition. Colonel Wm. T. McLyman
Marcel Dekker, Inc.
1988

Anexo V
Listado del programa de
operación básico

Lenguaje Ensamblador

```

include "C:\ABRAHAM\ASM\REGS.asm"

RELOJ EQU $0800 ; Reloj timer

T_INB_P1 EQU $0801 ; Registro de tiempo inicial lazo B - inversor programa1
T_INB_P2 EQU $0803 ; Registro de tiempo inicial lazo B - inversor programa2
T_INB_P3 EQU $0805 ; Registro de tiempo inicial lazo B - inversor programa3

T_UP_P1 EQU $0807 ; Registro de tiempo alto para frecuencia de inversor programa1
T_UP_P2 EQU $0809 ; Registro de tiempo alto para frecuencia de inversor programa2
T_UP_P3 EQU $080B ; Registro de tiempo alto para frecuencia de inversor programa3

T_LOW_P1 EQU $080D ; Registro de tiempo bajo para frecuencia de inversor programa1
T_LOW_P2 EQU $080F ; Registro de tiempo bajo para frecuencia de inversor programa2
T_LOW_P3 EQU $0811 ; Registro de tiempo bajo para frecuencia de inversor programa3

I_P1 EQU $0813 ; Registro de corriente programa1
I_P2 EQU $0815 ; Registro de corriente programa2
I_P3 EQU $0817 ; Registro de corriente programa3

ORG $0819
T_INICIO RMB 2 ; Tiempo inicial lazo B (inversor)
T_ALTO RMB 2 ; Tiempo en estado alto por lazo en inversor
T_BAJO RMB 2 ; Tiempo en estado bajo por lazo en inversor
FLAG RMB 1 ; Bandera empleada en tiempos activos inversor
DAT_PWM RMB 1 ; Ciclo util empleado en convertidor CD/CD
CORRIE RMB 2

ORG $0D00 ; Inicio de memoria EEPROM
CLR COPCTL ; Asegura que no haya sobreflujos en timer counter
LDS # $0A00 ; Apuntador de pila en inicio de DBUG12

;*****
MAIN LDAA # $80
STAA ATDCTL2 ; Habilita el CAD y habilita interrupcion
; Rutina de consumo de tiempo para estabilizar el CAD
LDAA # $C8
DELAY1 DECA
BNE DELAY1
;----- Configuracion CAD
CLR ATDCTL3 ; Modo de conversion continua
LDAA # $80
STAA ATDCTL4 ; Operacion 10 bits, Tiempo de muestreo final = 2 ciclos ATD

;----- Configuracion puerto A
LDAA # $08
STAA DDRA ; Configura puerto A3 como salida, resto entradas
CLR PORTA ; Limpia registro Puerto A

;----- Configuracion de parametros del SCI (espera comunicacion con PC)
LDAA PORTA
ANDA # $01 ; Verifica opcion de comunicacion en interruptor xxxx xxx1
BNE PRED ; Programa predeterminado de valores

;----- Configuracion SCI
INIT_SCI LDAA # $34
STAA SC0BDL ; 9600 BAUDS, BR = 52 ($34). FORMULA P.291
CLR SC0CR1 ; 8 BITS,
LDAA # $0C
STAA SC0CR2 ; TE=1, RE=1, DESHABILITA INTERRUPCIONES
LDAA SC0SR1 ; Borra la bandera de recepcion al leer el registro
LDAA SC0DRL ; de estado y al leer el registro de datos

RECI: BRCLR SC0SR1, # $20, RECI ; Verifica bandera de recepcion RDRF=1
LDAB SC0DRL

```

```

    CMPB  #55
    BNE   REC1           ; mediante comparacion de byte clave

; RECIBE PALABRA
    LDX   #50800         ; Inicio de RAM de almacenamiento
REC:  BRCLR SC05R1,#520,REC ; Verifica bandera de recepcion RDRF=1
    LDAB  SC0DRL
    STAB  0,X           ; Almacena byte leído en RAM
    INX
    CPX   #50819
    BNE   REC

; Proceso de verificacion de datos recibidos con CPU
    LDAA  SC05R1         ; Se borran las banderas de recepcion de datos para poder transmitir
    LDAA  SC0DRL
    LDAB  #501
TR_1  BRCLR SC05R1,#580,TR_1
    STAB  SC0DRL
    BRA   TX_FIN         ; Fin de Transmision. CPU verifica. ¿error?. CPU avisa

;-----
; Valores predeterminados
PRED  MOVB #505,$0800   ; Reloj timer
      ; Reloj inicial lazo B (inversor)
    MOVW #300,$0801     ; Tiempo inicio lazo B para frecuencia 625Hz
    MOVW #1141,$0803    ; Tiempo inicio lazo B para frecuencia 120Hz
    MOVW #25714,$0805   ; Tiempo inicio lazo B para frecuencia 4.88Hz
      ; Tiempo alto para diversos programas
    MOVW #134,$0807     ; Tiempo estado alto en inversor frecuencia 625Hz. Sin 3er. armonico
    MOVW #694,$0809     ; Tiempo estado alto en inversor frecuencia 120Hz. Sin 3er. armonico
    MOVW #17076,$080B   ; Tiempo estado alto en inversor frecuencia 4.88Hz. Sin 3er. armonico
      ; Tiempo bajo para diversos programas
    MOVW #266,$080D     ; Tiempo estado bajo en inversor frecuencia 625Hz. Sin 3er. armonico
    MOVW #1388,$080F    ; Tiempo estado bajo en inversor frecuencia 120Hz. Sin 3er. armonico
    MOVW #34152,$0811   ; Tiempo estado bajo en inversor frecuencia 4.88Hz. Sin 3er. armonico
      ; Corriente para diversos programas
    MOVW #13,$0813; Corriente programa 1.
    MOVW #85,$0815; Corriente programa 2.
    MOVW #175,$0817    ; Corriente programa 3.

;-----
TX_FIN LDAA PORTA       ; Seleccion de valores de programa frecuencia desde selector
      ANDA #5E0
      CMPA #580         ; Programa #1 1xxx xxxx
      BEQ  PROG1
      CMPA #540         ; Programa #2 x1xx xxxx
      BEQ  PROG2
      LDX  #50805       ; Programa #3 xx1x xxxx
      BRA  CON_FREQ
PROG1  LDX  #50801
      BRA  CON_FREQ
PROG2  LDX  #50803
CON_FREQ LDD  0,X
      STD  T_INICIO     ; Tiempo inicio lazo B.
      LDD  6,X
      STD  T_ALTO       ; Tiempo alto inversor.
      LDD  12,X
      STD  T_BAJO       ; Tiempo bajo inversor.
      LDAA PORTA       ; Seleccion de valores de programa de corriente desde selector
      ANDA #51E
      CMPA #510         ; Programa #1 xxx1 xxxx
      BEQ  PROG_I1
      CMPA #504         ; Programa #2 xxxx x1xx
      BEQ  PROG_I2
      MOVW $0817,CORRIE ; I_P3,CORRIE xxxx xx1x
      BRA  CONF_OK
PROG_I1 MOVW $0813,CORRIE ; I_P1,CORRIE

```

```

        BRA     CONF_OK
PROG_I2 MOVW   $0815,CORRIE ;I_P2,CORRIE
;----- Rutina inicio TIMER
CONF_OK LDAA   $0800
        STAA  TMSK2 ; Pre-escala = ECLOCK
        LDAA  #$03
        STAA  TIOS ; Habilita Timer CH0,CH1,CH2 como comparacion de salida
        STAA  TMSK1 ; Habilita bits de interrupcion para TimerCH0,TimerCH1
        STAA  TFLG1 ; Se limpian los bits de interrupcion CH0,CH1,CH2
        LDAA  #$05
        STAA  TCTL2 ; Cambio en comparacion exitosa para OC0, OC1, OC2
        LDD   #100
        STD   TC0 ; Registro de comparacion inicial para el canal TimerCH0
        LDD   T_INICIO
        STD   TC1 ; Registro de comparacion inicial para el canal TimerCH1
        LDAA  #$80
        STAA  TSCR ; HABILITA TIMER, EL TIMER CORRE DURANTE UN ESTADO DE ESPERA
        MOVB  #1,DAT_PWM ; Valor minimo del ancho de pulso en CD/CD
        CLR   FLAG
        LDD   #TC0_ISR ;D-Bug12 Jump Table
        PSHD
        LDD   #UserTC0
        JSR   [SETUSER,pcr] ; LDX->SETUSER, jsr x.... pcr=PC relative syntax
        PULD
        LDD   #TC1_ISR ;D-Bug12 Jump Table
        PSHD
        LDD   #UserTC1
        JSR   [SETUSER,pcr]
        CLI
        BSET  DDRP,#$0F ; Configura puerto P como salidas
        JSR   CONFPWM ; Subrutina de configuracion del PWM
CICLO:
;--- Adquisicion de valores de resistencia de muestreo
        LDAA  #$03
        STAA  ATDCTL5 ; Selecciona el canal de adquisicon CH_AD2
ACQUIREA BRCLR  ATDSTATH,#$80,ACQUIREA
        LDD   ADR3H
        LSRD ; Lee el registro util y corre 6 bits para ajuste
        LSRD
        LSRD
        LSRD
        LSRD
        LSRD
        CPD   CORRIE ;#175 ;#13 ;#85
        BPL  DEC_PWM ; Si. Salta a incrementa.
        LDAA  DAT_PWM
        CMPA  #1
        BMI  AUM_PWM
        CMPA  #41
        BMI  AUM_PWM
DEC_PWM LDAA  DAT_PWM
        CMPA  #1
        BMI  AUM_PWM
        DEC  DAT_PWM
        BRA  FIJA_PWM
AUM_PWM INC   DAT_PWM
FIJA_PWM MOVB  DAT_PWM,PWDTY0
FIN_PWM  BRA   CICLO
;-----
TC0_ISR MOVB  #$01,TFLG1 ;
        LDAA  FLAG
        BNE  LOW
HIGH LDD   TC0 ; Carga valor del Timer Compare 0
        ADDD  T_ALTO ; Suma

```

```

        STD     TC0           ; Almacena en TC0
        BSET   FLAG,#$01
        MOVB  #$80,TFLG2
        RTI
LOW     LDD     TC0
        ADDD  T_BAJO
        STD   TC0
        BCLR  FLAG,#$01
        MOVB  #$80,TFLG2
        RTI
TC1_ISR MOVB  #$02,TFLG1
        LDAA  FLAG
        BNE   LOW2
HIGH2  LDD     TC1           ; Carga valor del Timer Compare 0
        ADDD  T_ALTO        ; Suma
        STD   TC1           ; Almacena en TC0
        BSET  FLAG,#$02
        MOVB  #$80,TFLG2
        RTI
LOW2   LDD     TC1
        ADDD  T_BAJO
        STD   TC1
        BCLR  FLAG,#$02
        MOVB  #$80,TFLG2
        RTI

; ***** Subrutinas *****
CONFPWM CLR    PWCTL      ; CENTR=0-> Alineacion izquierda
        CLR   PWCLK      ; RelojA=RelojB=CLK/64
        MOVB  #$0B,PWPOL  ; PCLK3=1(canal3 regido por S1),PCLK0=1(canal3 regido por S0)
;
        MOVB  #51,PWPER0  ; Periodo que modulara el ancho del pulso efectivo
        MOVB  #103,PWPER1 ; Periodo base, frecuencia oscilacion del convertidor DC-DC
        MOVB  #103,PWPER2 ; Periodo base, frecuencia oscilacion del convertidor DC-DC

        MOVB  DAT_PWM,PWDTY0 ; Ciclo util que modulara el pulso efectivo

        MOVB  #51,PWDTY1  ; Ciclo 50% util de frecuencia de oscilacion del convertidor
        MOVB  #51,PWDTY2  ; Ciclo 50% util de frecuencia de oscilacion del convertidor

        MOVB  #31,PWPER3  ; Frecuencia empleada en filtro pasabajas 50% ciclo util
        MOVB  #15,PWDTY3  ; 250KHz -> frec_filtro = frec/50

        MOVB  #$0F,PWEN   ; Activa canales 0,1 y 2 en modo PWM
        RTS

```

Anexo VI
Listado del programa de
operación extendido

Lenguaje C (LabWindows/CVI)


```

#include <utility.h>
#include <formatio.h>
#include <ansi_c.h>
#include <rs232.h>
#include <cvirte.h>
#include <userint.h>
#include "com_sci_cad_e2prom.h"

unsigned short byte_env, byte_rec, CadenaEnviada[40], CadenaRecibida[40];
int Ts, Tp;
int par(double numero), Conf_RS232(unsigned short byte_dat, int indice), Fsampling(double DatFrec, double DatReloj);
static int panelHandle;

int main (int argc, char *argv[])
{
    if (InitCVIRTE (0, argv, 0) == 0)        return -1; /* out of memory */
    if ((panelHandle = LoadPanel (0, "com_sci_cad_e2prom.uir", PANEL)) < 0)
        return -1;
    DisplayPanel (panelHandle);
    RunUserInterface ();
    DiscardPanel (panelHandle);
    return 0;
}

int CVICALLBACK CalculoCB (int panel, int control, int event, void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    double Periodo[3], MedioPer[3];
    double Reloj[8], dato, ajuste;
    double Frecuencia[3], tempT_ALTO[3];
    int i, j, estado[3], RelojEmplear;
    int T_ALTO[3], T_BAJO[3], T_PERIODO[3], T_INICIAL_B[3], Corriente[3];
    char aux[10];
    int status;
    char *ErrorMessage[260];
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            RelojEmplear=0;
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_FREQ1, &Frecuencia[0]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_REDARM_1, &estado[0]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_FREQ2, &Frecuencia[1]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_REDARM_2, &estado[1]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_FREQ3, &Frecuencia[2]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_REDARM_3, &estado[2]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_CORR1, &Corriente [0]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_CORR2, &Corriente [1]);
            GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_CORR3, &Corriente [2]);
            for (i=0; i<3; i++) {
                Periodo[i] = 1/Frecuencia[i];
                MedioPer[i] = Periodo[i]/2;
            }
            for (i=5; i>=0; i--) Reloj[i]=8.0E+6/pow (2, i);
            for (i=5; i>=0; i--) {
                for (j=0; j<3; j++)
                {
                    dato = Reloj[i]/Frecuencia[j];
                    if(dato<24 || dato>65535) goto aqui;
                }
                RelojEmplear = i;
            }
            goto mismo;

aqui:        if(RelojEmplear==0)
            {

```

```

        if(Frecuencia[0]==Frecuencia[1]&&Frecuencia[0]==Frecuencia[2])
            goto mismo;
        else
            {
                MessagePopup ("A VISO", "Verifique rango de frecuencias");
                break;
            }
mismo:    for (i=0;i<3;i++)
            {
                ajuste = Reloj[RelojEmplear]/Frecuencia[i];
                ajuste = par(ajuste);
                if (estado[i]==1)
                    tempT_ALTO[i] = ajuste/2 - (int)(ajuste/6);
                else
                    {
                        // minimo tiempo 4useg por ser 250KHz minimo reloj en timer
                        if(Reloj[RelojEmplear]==250e3)
                            tempT_ALTO[i] = ajuste/2 - 1;
                        else
                            tempT_ALTO[i] = ajuste/2 - 4e-6*Reloj[RelojEmplear];
                    }
                T_ALTO[i] = (int) tempT_ALTO[i];
                T_BAJO[i] = ajuste - T_ALTO[i];
                T_PERIODO[i] = (int) ajuste;
            }
////////// CODIGO DE TRANSMISION
// Configura el puerto serie COM2
status = OpenComConfig (1, "COM1", 9600, 0, 8, 1, 512, 512);
if (status<0) {
    *ErrorMessage = GetRS232ErrorString(ReturnRS232Err());
    MessagePopup("A VISO",*ErrorMessage);
}
// Adquiere configuracion usuario
FlushOutQ (1);
FlushInQ (1);
// Inicio de adquisiciones
byte_env = 85;
status = ComWrtByte (1, byte_env);
// Descarga las variables necesarias
// Reloj a emplear
byte_env = RelojEmplear;
status = ComWrtByte (1, byte_env);
//printf("\nReloj = %x",byte_env);
for (i=0;i<3;i++)
    {
        T_INICIAL_B[i] = T_PERIODO[i]/2 + 100;
        Conf_RS232(T_INICIAL_B[i], i*2);
        Conf_RS232(T_ALTO[i], i*2+6);
        Conf_RS232(T_BAJO[i], i*2+12);
        Conf_RS232(Corriente[i], i*2+18);
    }
for (i=0;i<24;i++)
    ComWrtByte(1,CadenaEnviada[i]);
CadenaRecibida[0] = ComRdByte (1);
if (CadenaRecibida[0] == 1)
    MessagePopup ("A VISO","Datos enviados correctamente.");
else
    MessagePopup ("A VISO","Error en transimision de datos.");
// Cierra puerto de comunicaciones
CloseCom (1);
rompe:    break;
        }
        return 0;
    }

```

```

int Conf_RS232(unsigned short byte_dat, int indice)
{
int i,index, nbytes, num_par, lim_string;
char aux[10], aux2[10], aux3[10], cero;
Fmt(aux,"%s<%x",byte_dat);
index = strlen(aux);
lim_string = 4-index;
cero = '0';
if (lim_string == 0)
    Fmt(aux2,"%s<%s",aux);
if (lim_string == 1)
    Fmt(aux2,"%s<%c%s",cero,aux);
if (lim_string == 2)
    Fmt(aux2,"%s<%c%c%s",cero,cero,aux);
if (lim_string == 3)
    Fmt(aux2,"%s<%c%c%c%s",cero,cero,cero,aux);
for (i=0;i<4;i+=2)
    {
    Fmt(aux3,"%s<%c%c",aux2[i],aux2[i+1]);
    Scan(aux3,"%s>%x[b2",&CadenaEnviada[indice]);
    //ComWrtByte (2, byte_rec);
    indice = indice+1;
    }
return(0);
}

```

```

int par(double numero)
{
double temp1,temp2;
temp1 = TruncateRealNumber(numero);
temp2 = temp1/2;
if (temp2 != TruncateRealNumber(temp2))
    {
    temp2 = TruncateRealNumber(temp2);
    temp1 = temp2*2;
    }
return(temp1);
}

```

```

int Fsampling(double DatFrec, double DatReloj)
{
int i;
int CuentaTC2[10], Time_Pro[10];
for (i=0;i<=8;i++)
    {
    CuentaTC2[i] = DatReloj*pow(2,i)/ 25E3;
    Time_Pro[i] = CuentaTC2[i]*8;
    if(Time_Pro[i] > 65535)
        {
        CuentaTC2[i] = CuentaTC2[i-1];
        Time_Pro[i] = Time_Pro[i-1];
        }
    }
if (5E3<=DatFrec&&DatFrec<10E3)
    {
    Ts = CuentaTC2[0];
    Tp = Time_Pro[0];
    }
if (1600<=DatFrec&&DatFrec<5E3)
    {
    Ts = CuentaTC2[1];
    Tp = Time_Pro[1];
    }
if (800<=DatFrec&&DatFrec<1600)

```

```

        {
            Ts = CuentaTC2[2];
            Tp = Time_Pro[2];
        }
    if (400<=DatFrec&&DatFrec<800)
        {
            Ts = CuentaTC2[3];
            Tp = Time_Pro[3];
        }
    if (200<=DatFrec&&DatFrec<400)
        {
            Ts = CuentaTC2[4];
            Tp = Time_Pro[4];
        }
    if (100<=DatFrec&&DatFrec<200)
        {
            Ts = CuentaTC2[5];
            Tp = Time_Pro[5];
        }
    if (50<=DatFrec&&DatFrec<100)
        {
            Ts = CuentaTC2[6];
            Tp = Time_Pro[6];
        }
    if (25<=DatFrec&&DatFrec<50)
        {
            Ts = CuentaTC2[7];
            Tp = Time_Pro[7];
        }
    if (DatFrec&&DatFrec<25)
        {
            Ts = CuentaTC2[8];
            Tp = Time_Pro[8];
        }
    return (0);
}

int CVICALLBACK Panel_CB (int panel, int event, void *callbackData,int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_GOT_FOCUS:
            break;
        case EVENT_LOST_FOCUS:
            break;
        case EVENT_CLOSE:
            QuitUserInterface (0);
            break;
    }
    return 0;
}

int CVICALLBACK SalirCB (int panel, int control, int event,void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            QuitUserInterface (0);
            break;
    }
    return 0;
}

```

Anexo VI

Cuadro de costos comparativos de fabricación del prototipo

Material necesario

Cantidad	Artículo	Precio unitario	Precio total
1	Tarjeta de desarrollo 68HC912B32	3000	3000
1	74HC08	5	5
2	AD629	90	180
2	LMF60CIN-50	85	170
2	TI081	4	8
7	6N137	10	70
6	IRF630	7	42
8	1N4936	0.5	4
2	Condensadores 3300 μ F @ 60V	30	60
10	Condensadores 1 μ F cerámico	1	10
10	Condensadores 0.1 μ F cerámico	1	10
1	Transformador ferrita 40KHz devanado central 10W	200	200
10	Resistencias precisión (varias)	3	30
6	Baterías 6V @ 1.2AH	100	600
1	Baterías 12V @ 3AH	200	200
5	LM2937	10	50
1	LM2990	35	35
1	Gabinete	70	70
4	Bornes	5	20
2	Llave tres cambios	5	10
3	Interruptores 2P/2T	5	15
3	Tablillas	5	15

Total	4604
--------------	-------------

Tiempo estimado de construcción por prototipo: 2 semanas (8hrs. diarias)

Posición	Denominación ¹	Valor neto (x hr) [pesos]	Valor neto (80 hrs) [pesos]	Total construcción por prototipo
EPS-S	Especialista Señor	671.22	53697.6	58301.6
EPJ-S	Especialista Junior	401.94	32155.2	36759.2
TEC-S	Técnico Especializado	279.18	22334.4	26938.4
AUX-S	Auxiliar Técnico	261.36	20908.8	25512.8
AYT-S	Ayudante Técnico	174.24	13939.2	18543.2
AYU-S	Ayudante	104.94	8395.2	12999.2

Costo total equipo generador comercial (ERA) = 25000 pesos

¹ Posiciones reales, Proyecto Institucional (IMP-PEMEX).

'Modelado y Diseño de Herramientas Instrumentadas de Adquisición e Información de Pozo'