

12
21



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS APLICADO AL
MONITOREO DE BANCOS DE BATERIAS QUE OPEREN
EN VEHICULOS ELECTRICOS AUTONOMOS

TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRICA Y ELECTRONICA)
P R E S E N T A N
GERARDO ARAMBULA COSIO
DAVID ERNESTO ARROYO AMARO

DIRECTOR DE TESIS

DR. ALEJANDRO F. ROMERO LOPEZ



CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO, D. F.

1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

AGRADECIMIENTOS

- Al Dr. Alejandro Romero López, por la confianza en nosotros, su paciencia y su disposición para la realización de este trabajo.
- Al M.I. Lauro Santiago Cruz por su valiosa cooperación e incondicional apoyo.
- Al instituto de Ingeniería por todas las facilidades otorgadas.
- Al Laboratorio de equipo eléctrico de la Facultad de Ingeniería, por el apoyo técnico brindado.
- A todos aquellos profesores y compañeros que contribuyeron con sus ideas y comentarios a el buen término de este trabajo de tesis.
- Al Programa Universitario del Medio Ambiente, por el apoyo brindado.
- A la Universidad Nacional Autónoma de México.

Con admiración para mi Madre, por su incondicional apoyo y su magnífico ejemplo de entrega en lo personal y en lo profesional.

A mis hermanos (Mónica y Jose Luis) por su grata compañía y su apoyo incondicional.

A mis Amigos, que por suerte son muchos por sus consejos, sus enseñanzas y por todos aquellos momentos que a lo largo de mi estancia en la Universidad compartimos.

A los profesores de la Universidad Nacional Autónoma de México, por su altruismo y su disposición que influyeron de manera determinante en mi formación como Ser.

Con cariño para todos ellos:

La naturaleza hace saber los dones y las debilidades que cada uno de los seres que la conforman posee. de esta manera, el cocodrilo es valiente para perseguir a su presa, pero muy cobarde cuando se ve acosado por el Delfin, pues sabe que basta que el Delfin pase por debajo de su abdomen para causarle la muerte.

Atte: David.

A mis papás, por su apoyo constante, y por que me enseñaron a confiar en mis capacidades y a valerme con mis propios recursos.

A mis hermanos (Fernando, Dolores, Esperanza y Guillermo), por que con sus ocurrencias hacen que vivir parezca siempre interesante.

A mi tío Roberto † , por los grandes ratos que pasé con el.

A todos los amigos y compañeros que me han regalado con su presencia, durante mi vida.

Gerardo Arámbula Cosío

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO I	7
ANTECEDENTES	7
HISTORIA DE LOS TRANSPORTES ELÉCTRICOS EN LA CD. DE MÉXICO	7
VEHÍCULOS ELÉCTRICOS AUTÓNOMOS	9
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y REQUERIMIENTOS	16
CAPÍTULO II	19
CONCEPTOS BÁSICOS	19
Ruido eléctrico en circuitos y formas de eliminarlo	19
Ruido eléctrico	20
Tipos y fuentes de ruido eléctrico	20
Formas en que se acopla el ruido eléctrico	26
Algunas formas de minimizar el ruido eléctrico	29
Circuitos electrónicos en vehículos	46
CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE SISTEMAS DIGITALES	48
Microcomputadoras	48
MEMORIAS	52
MICROCONTROLADORES	55
SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS	56
Generalidades	56
Sistemas de medición	60
MULTIPLEXORES ANALÓGICOS	63
AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO	64
Características de los amplificadores de aislamiento	65
Aplicaciones de los amplificadores de aislamiento	67
AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN	68
Especificaciones de los amplificadores de instrumentación	70
CAPÍTULO III	75
DEFINICIÓN DE TÉRMINOS PARA BATERÍAS Y SELECCIÓN DE ÉSTAS	75
BATERÍAS VS CELDAS	75
CAPACIDAD EN CELDAS Y BATERÍAS	75
CICLO DE VIDA	76
AUTODESCARGA	78
PROFUNDIDAD DE DESCARGA (DOD)	78
	1

MÉTODO DE ESPECIFICACIÓN DE ÍNDICES PARA CARGA Y DESCARGA	79
SELECCIÓN DE LAS BATERÍAS	80
EFFECTOS DE LA TEMPERATURA EN EL FUNCIONAMIENTO DE LA BATERÍA	83
CAPÍTULO IV	89
DISEÑO ELECTRÓNICO	89
INTRODUCCIÓN	89
SELECCIÓN DE TRANSDUCTORES	89
DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DESARROLLADO	93
DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO	97
CAPÍTULO V	106
DESARROLLO DE LA PROGRAMACIÓN	106
INTRODUCCIÓN	106
PROGRAMA PRINCIPAL	108
DESCRIPCIÓN DE SUBROUTINAS	113
RUTINA DE AJUSTE AUTOMÁTICO DE REFERENCIA (AUTO-CERO)	115
CAPÍTULO VI	116
INTEGRACIÓN DEL SISTEMA	116
CONCLUSIONES Y ALCANCES	123
BIBLIOGRAFÍA	127
APÉNDICES	128

INTRODUCCIÓN

La gente que habita áreas densamente pobladas en todo el mundo está cada vez más expuesta a los efectos adversos inherentes al excesivo tráfico vehicular.

En un entorno sometido a los efectos causados por el tráfico vehicular existe un incremento en la contaminación ambiental causado por los motores de combustión interna. En una escala global las emisiones contribuyen a la formación del efecto invernadero, mientras que en una escala regional éstas juegan un papel significativo en la formación del smog. En una escala local las emisiones del tráfico vehicular envenenan el aire del entorno urbano. Sin olvidar las molestias ocasionadas por el ruido de los motores de explosión.

Además de los efectos ambientales ya mencionados, el tráfico vehicular intenso acarrea otros problemas. Debido al constante crecimiento de las ciudades el interior de éstas llega a ser inaccesible. En cada día de tráfico se consume cada vez más tiempo en embotellamientos o buscando un lugar para estacionarse. Evidentemente, estos problemas de espacio y congestión no serán resueltos por el hecho de introducir vehículos eléctricos ó vehículos más eficientes en el consumo de energía.

Los problemas asociados con el tráfico vehicular en general, tendrán que ser afrontados de manera estructurada y coherente, es decir, planeando la señalización en las grandes avenidas acorde a su flujo vehicular, llevando a cabo programas emergentes en horas pico y, sobre todo,

difundiendo programas de educación vial que concienticen a los conductores tanto del servicio de transporte público como de los particulares.

El uso de vehículos eléctricos es muy ventajoso en áreas urbanas, por la emisión nula de contaminantes durante su operación. Sin embargo, la escasez de espacio y los congestionamientos se consideran generalmente como problemas de mayor peso, en comparación al de las emisiones. Con respecto a este problema un vehículo eléctrico no tiene ventajas sobre un vehículo de combustión interna. Por consiguiente, la introducción de los vehículos eléctricos no debe ser vista como una alternativa para reducir problemas de vialidad, espacio y congestionamiento.

En el caso de la Ciudad de México, donde la atmósfera sobrecargada hace imprescindible la búsqueda de soluciones alternativas al problema del transporte urbano, y considerando que un 80% de la contaminación en el área metropolitana de la Cd. de México se debe a vehículos automotores y que de ésta un 35% se asocia a los medios públicos de transporte (autobuses, microbuses, taxis, etc.) cuyo servicio activo por día rebasa, en amplio margen, al uso de los vehículos particulares. Es deseable la sustitución de vehículos de servicio público impulsados por motores de combustión interna, por vehículos que no generen emisiones contaminantes al producir energía, que sean altamente eficientes y que requieran poco mantenimiento, tales como los vehículos eléctricos.

Debido a este interés y a los cambios en las leyes a nivel mundial, referentes al uso de vehículos con emisión nula de contaminantes, se propuso en el Instituto de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, el diseño de un *VEHÍCULO ELÉCTRICO AUTÓNOMO* impulsado por baterías, diseñado específicamente para suplir las funciones que

actualmente realizan los vehículos de transporte con ruta fija denominados microbuses ó peseros y para las condiciones de trabajo que exige la Ciudad de México.

Cabe señalar que la generación de energía eléctrica produce emisiones de contaminantes en muchos casos (tomando en cuenta que la eficiencia de una planta generadora de energía eléctrica que utiliza combustibles fósiles es del orden de 40% aproximadamente); sin embargo, un estudio realizado en los Países Bajos, cuya generación de energía eléctrica es principalmente a base de carbón y gas natural, reveló que las emisiones (por kilómetro) de CO₂, como consecuencia del uso de los vehículos eléctricos, son menores en un 30% aproximadamente, en comparación a las producidas por vehículos convencionales con motor de combustión interna, equiparables en tamaño y rendimiento. Por supuesto, es evidente que un vehículo eléctrico sólo podrá ser verdaderamente de emisión nula de contaminantes, cuando la energía que lo abastece provenga de fuentes renovables, como la que se obtiene en plantas hidroeléctricas, paneles solares y molinos de viento (energía eólica).

Por otra parte, es posible adaptar la infraestructura existente para la distribución de energía eléctrica en casi todo el mundo (incluyendo México), estableciendo un horario de recarga adecuado y tomando en cuenta factores tales como medidas de seguridad y la capacidad de la red. Satisfaciéndose con esto las necesidades de recarga de una cantidad considerable de usuarios.

El presente trabajo de tesis consta de 6 capítulos. En el capítulo 1 se presenta una breve reseña histórica, donde se hace una semblanza de la historia del transporte eléctrico en México y en el mundo, además de plantearse el problema y los requerimientos necesarios para la solución del problema. En el capítulo 2 se exponen los conceptos básicos en los que este trabajo de tesis

está basado, entre los cuales se describen formas de ruido eléctrico y formas de eliminarlo, conceptos sobre la electrónica digital a implementar, sistemas de adquisición de datos y los dispositivos electrónicos con particularidades que se utilizaron. En el capítulo 3 se menciona la terminología empleada en el ámbito de las baterías, necesaria para la concepción y entendimiento del problema. En el capítulo 4 se describe el diseño electrónico desarrollado en el presente trabajo de tesis, incluyendo diagramas de bloques, las características de los transductores empleados, así como las topologías que se implementaron para el funcionamiento de los circuitos con funciones especiales. En el capítulo 5 se explica como fue desarrollada la programación del *Software* del sistema, incluyendo diagramas de bloques de las rutinas de programación y del programa principal. En el capítulo 6 se describe la integración del sistema, ya que el diseño fue modular y al final se integraron cada uno de los módulos que lo componen, así como la evaluación del sistema completo. Posteriormente, se dan las conclusiones y alcances que puede tener, a futuro, el proyecto desarrollado en este trabajo de tesis.

Finalmente se presentan la bibliografía y los apéndices. Los apéndices incluyen la memoria de cálculo del sistema, es decir, todos los cálculos matemáticos que se realizaron a lo largo del desarrollo de la tesis. Se incluye además, los listados de las rutinas de *Software* que se implementaron, así como las especificaciones técnicas de algunos componentes electrónicos que no son muy convencionales.

Capítulo I

ANTECEDENTES

HISTORIA DE LOS TRANSPORTES ELÉCTRICOS EN LA CD. DE MÉXICO

La movilización del capitalino a lo largo y ancho de la ciudad, arranca con el despiadado procedimiento de conducción a hombros del *tameme* de la época precolonial y desemboca hoy día en el Sistema de Transporte Colectivo "Metro". Del *tameme* al Metro, el habitante de la ciudad de México ve nacer, utiliza y contempla la sucesiva desaparición de la litera, la trajinera, la canoa y la chalupa; el landó, la carroza y la "calandria", que dejan paso a fines de siglo pasado, al ferrocarril de vapor, sustituido después, por razones económicas, por el de tracción animal. Aparece, entonces el tranvía primitivo jalado por mulas, el "tranvía de las mulitas". Vino luego, en 1900, lo que se denominó el tranvía del progreso de la época técnica, esto es, el impulsado por energía eléctrica. En abril de 1896 la compañía de Ferrocarriles del Distrito pidió permiso al ayuntamiento para cambiar, en algunas de sus líneas, la tracción animal por la eléctrica, este sistema era conocido como "*Trolley System*"; la solicitud primaria aspiraba a realizar el cambio en sus líneas foráneas, por esa razón incluía casi todas las calles de la ciudad, por lo que las autoridades tuvieron que proceder a un análisis previo de la situación. De dicho análisis se desprendió que además de la mejor conservación de pavimentos y mayor limpieza en las calles, los viajes

requerían de menos tiempo y se podía administrar a los trenes de modo que pudieran salir con mayor frecuencia, lo que era de gran utilidad para el público, el sistema eléctrico presentaba la ventaja de pasar los vagones con mayor rapidez y suavidad; entre las desventajas se advirtió el inconveniente de ocupar las calles con construcciones consideradas paisajes dentro de la ciudad; sin embargo, las ventajas observadas fueron superiores a los inconvenientes, por lo que la Comisión encargada determinó la autorización del cambio de tracción. La Comisión consideró la evaluación de otros sistemas preexistentes en ese entonces en todo el mundo, que eran: el de acumuladores, de hilo subterráneo y de hilo aéreo.

El primer sistema de los citados no necesitaba grandes cambios en la vía pero era muy costoso, debido a la construcción de los acumuladores y porque aumentaba demasiado el peso muerto que se tenía que arrastrar; el sistema obligaba además, en líneas largas, a multiplicar las instalaciones para cargar los acumuladores, lo que aumentaba el costo de instalación, y de todas maneras se tenían que utilizar hilos cuando la energía eléctrica debía de transportarse a distancia.

En el segundo sistema se empleaban conductores subterráneos, pero no se había llegado todavía a obtener un resultado práctico, pues si bien había algunas líneas de corta extensión que los usaban, no se podía decir en ese entonces que hubiese salido del campo de la experimentación, era también muy costoso y el suelo húmedo de la ciudad lo hacía de difícil aplicación.

El sistema de hilo aéreo sólo tenía como inconveniente la vista que presentaban los cables en las calles y las molestias que ocasionaban los postes; pero fue el que se encontró aplicable para la ciudad de México y el que estaba más generalizado en todas partes donde se había planteado por sus buenos resultados; por otra lado, para evitar peligros al público, la tensión se fijó en 500

volts; así mismo se estableció la condición de que los hilos conductores estuviesen a 6.50 mts. sobre el pavimento de las calles; otros lineamientos generales recomendados para el servicio del tranvía eléctrico fueron que la velocidad máxima a que podían transitar sería a razón de 10 Km/h y que el conductor del tranvía debía llevar una trompeta, que tocaría en el paso de las bocacalles, o cuando tuviera que llamar la atención de algún vehículo o transeúnte. La aprobación definitiva de los puntos anteriores se produjo el 8 de agosto de 1896. Finalmente, el día 15 de enero de 1900 se hizo la solemne inauguración por parte del presidente Porfirio Díaz Mori y el día 16 se inició el servicio para el público en la ruta México-Tacubaya. Al funcionar plenamente y en evolución los sistemas de la Compañía de Tranvías, otros concesionarios vieron sujetas sus peticiones a la tracción eléctrica bajo el área del llamado "*Trolley System*", es decir, se suscitó un cambio irreversible en el transporte, se estableció una nueva modalidad, se desarrolló y los años futuros fueron de perfeccionamiento para este nuevo sistema de transporte.

Paso posterior es la aparición del trolebús, a mediados de la década de los 40's, mezcla técnico-mecánica de tranvía y camión, al que se recurrió para mejorar los medios de transporte disponibles. Al principio de la década de los 70's, surge en la Cd. de México un nuevo concepto en transportación urbana; el Metro, sin lugar a dudas, el medio de transporte más rápido, eficiente y que hace uso de una sofisticada tecnología de control.

VEHÍCULOS ELÉCTRICOS AUTÓNOMOS

A fines del siglo anterior y al comienzo de éste, un gran número de inventores en los Estados Unidos de América y Europa fueron motivados a desarrollar tecnología más eficiente

para impulsar vehículos, con la premisa de revolucionar la transportación a nivel mundial. Se consideraron tres opciones en la conversión de energía almacenada a energía cinética (movimiento), utilizando para dicha tarea las tecnologías desarrolladas hasta entonces: máquinas de vapor, motores eléctricos y motores de combustión interna.

De las tecnologías en competencia, el vehículo impulsado por medio de un motor eléctrico parecía tener grandes ventajas, respecto a sus adversarios. El desarrollo y comportamiento de una batería, así como la conversión de energía eléctrica almacenada en energía mecánica eran procesos ya conocidos. Además de que la comodidad durante el viaje en un vehículo eléctrico era muy superior a la de sus contendientes. Al respecto, la organización *Scientific American* publicó en el año de 1899: "Desde un punto de vista general, el transporte de pasajeros más adecuado para desplazarse dentro y en los alrededores de nuestras ciudades es el vehículo eléctrico. Tiene la gran ventaja de ser silencioso, no produce olores, es simple en su construcción, mantenimiento, y posee un considerable rango de velocidad"¹.

Thomas Alva Edison fue pionero en el estudio acerca de baterías para vehículos eléctricos, y fue uno de los principales promotores de su uso. Irónicamente, Henry Ford, quién perfeccionó la tecnología del motor de combustión interna, que propició el declive en el desarrollo de los vehículos eléctricos, fue un empleado de la *Detroit Edison Company*.

¹ The Electric Vehicle and the American Community: A National Planning And Design Competition.

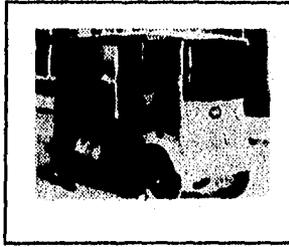


Figura 1.1. Vehículo repartidor de leche impulsado por baterías.

El motor de combustión interna tomaría ventaja de su vasta superioridad en la relación peso-energía en comparación a las baterías eléctricas. Algunos esfuerzos se realizaron en favor de los vehículos eléctricos; no obstante, en el año de 1920 la carrera tecnológica fue ganada rotundamente por los vehículos de combustión interna. Los principales obstáculos del vehículo eléctrico fueron la escasa tecnología referente a la recarga en baterías, su corta autonomía y el inconveniente de una infraestructura incompleta para su desarrollo. A pesar de esto, tanto inventores como fabricantes de automóviles persiguieron la esperanza de superar los obstáculos con nuevos desarrollos tecnológicos en baterías y vehículos. Se realizaron serios esfuerzos en las décadas de los 60's, 70's, y en los 80's. Sin embargo, el costo de la tecnología no permitió llevar el desarrollo de los vehículos eléctricos a niveles competitivos.

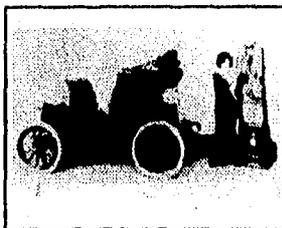


Figura 1.2. Antigua tecnología de recarga.

A fines de la década de los 80's, la necesidad de controlar los niveles de contaminación en el aire, en muchas ciudades del mundo, ha sido la llave para la reconsideración de la tecnología de los vehículos eléctricos. Mucho del interés en el desarrollo de dichos vehículos es consecuencia de los nuevos requerimientos de las leyes en California (EE.UU.) y en algunos países de Europa, las cuáles demandan a los fabricantes de automóviles la introducción de vehículos con emisión nula de contaminantes en un futuro próximo. "El programa piloto del estado de California requiere a los fabricantes de automóviles la venta de 150,000 vehículos por año, con fuentes alternativas de combustible (esto contempla vehículos eléctricos principalmente) a partir de 1996, y de 300,000 vehículos para el año de 1999"².

En respuesta a las nuevas leyes, un número considerable de compañías en los Estados Unidos están incursionando en la manufactura de vehículos eléctricos, haciendo conversiones, es decir, utilizando la carrocería de un automóvil existente, generalmente modelos *Van* y *Vagonetas*, para insertarles una gran variedad de tipos de baterías y circuitos de potencia. Estos vehículos se

² 1990 Clean Air Act Amendments (EPA).

utilizan generalmente como vehículos particulares, vehículos de carga ligera o en experimentos y demostraciones. Entre algunos de los fabricantes y productos que actualmente se encuentran en desarrollo están los siguientes:

Electric Shuttle Vehicle (Bus Manufacturing U.S.A. Inc.), se trata de un minibus eléctrico para transportación urbana con capacidad de 18 pasajeros sentados, tiene una autonomía de 96 km a una velocidad de 40 km/h, cuenta con sistema de frenado regenerativo el cual recupera el 33% de la energía, utiliza baterías tipo plomo-ácido y el sistema de propulsión está basado en un controlador *chopper* (convertidor DC-DC) que excita al motor eléctrico de corriente directa.

G-Vans (EPRI, Conceptor Industries), éste es el primer programa en alcanzar una producción comercial, y es una unidad estándar *CARGO Van* General Motors, con capacidad para 5 pasajeros, utiliza baterías tipo Plomo-Ácido y un motor eléctrico. Tiene una autonomía de aproximadamente 80 km operando en un entorno urbano, desarrolla una velocidad máxima de 85 km/h aproximadamente. El Instituto de Investigaciones Eléctricas de México tiene bajo su custodia uno de estos automóviles, cuyo comportamiento y características de funcionamiento están siendo evaluadas actualmente por dicho instituto.

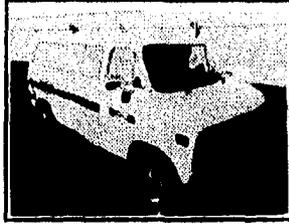


Figura I.3. G-Van GM.

GM Impact (General Motors y Hughes), este vehículo fue diseñado desde cero y utiliza partes y configuraciones totalmente innovadoras para optimar su funcionamiento. El Impact es un vehículo biplaza con una velocidad máxima regulada de 125 km/h, aproximadamente. Un banco de baterías Plomo-Ácido energiza al vehículo alcanzándose una autonomía aproximada de 200 km a una velocidad de 90 km/h, con características de aceleración similares a las de un vehículo con motor de combustión interna.

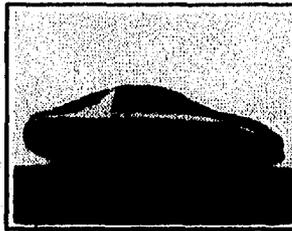


Figura I.4. Impact GM.

Un gran número de programas está en fase de desarrollo en todo el mundo, patrocinados por las principales firmas de la industria automotriz. Entre las compañías con programas registrados se encuentran BMW, Nissan, Fiat, Honda, Chrysler, Mercedes-Benz, Renault, Toyota y Volkswagen.

Finalmente, el desarrollo de la infraestructura que soporte la recarga de los vehículos eléctricos, tanto de uso particular como público, ha sido uno de los principales objetivos en el desarrollo tecnológico de éstos.

Los últimos adelantos entorno a la recarga rápida son muy alentadores, ya que en estos momentos la compañía Minicharger cuenta con uno de los sistemas de recarga rápida más eficientes en el mundo. Dicho sistema está basado en el monitoreo constante durante la recarga (incluso en frenado regenerativo) en cada una de las baterías, con el fin de mantenerlas en condición de capacidad máxima de aceptación de energía de recarga, dosificando la corriente de recarga, para dar a la batería tanta energía como sea ésta capaz de almacenar sin dañarse. Este sistema puede recargar, bajo un régimen de 7.5 C (40Ah, 300A), el 50% de la energía total disponible en el banco de baterías, e. g. pasar de un 25% del estado de carga al 75%, en sólo 4 minutos.

En lo que a sistemas de recarga convencional (lenta) se refiere, la batería requiere para recargarse algunas horas. En este caso se incrementa la eficiencia de la batería prolongándose su vida útil. Al mismo tiempo se requiere de un cargador relativamente sencillo y barato. Actualmente el tiempo de recarga (220 V - 30 A) requiere de 3 a 4 horas. Uno de los problemas a considerar con este tipo de recarga es el espacio necesario para las estaciones de recarga en

estacionamientos públicos de uso nocturno, si bien la mayoría de los propietarios de vehículos cuenta con estacionamiento propio, es considerable la cantidad de personas que por las noches dejan sus vehículos en la calle ó en estacionamientos públicos, tomando en cuenta que la recarga lenta se efectúa en un horario nocturno sería insuficiente el espacio para recargar a los vehículos de las personas que no cuentan con un espacio propio.

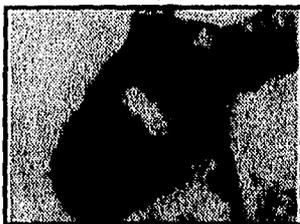


Figura 1.5. Conector Hughes para recarga en casa.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y REQUERIMIENTOS

Las baterías significan uno de los elementos más importantes en un vehículo eléctrico, ya que los parámetros que permiten establecer la eficiencia, rentabilidad y disponibilidad de dicho vehículo (autonomía permisible a velocidad máxima y carga máxima) están dados en relación directa a las características de funcionamiento de las baterías empleadas. Es por ello que para el **VEHÍCULO ELÉCTRICO DEL INSTITUTO DE INGENIERÍA** se requiere de un sistema de monitoreo, que vigile los procesos de carga y descarga en el banco de baterías, sean éstos rápidos ó lentos, evitando la posibilidad de que se rebase la capacidad de descarga ó recarga de la batería.

Con estas medidas de seguridad se logra prolongar la vida útil de las baterías, es importante señalar que el proceso de carga-descarga de una batería es simétrico, es decir que la duración en la descarga depende de la duración en la carga, en otras palabras, la batería se descarga tan rápido como haya sido cargada. La capacidad máxima de carga y descarga está dada en función de los parámetros de diseño, voltaje en celdas, estado de la batería, temperatura, etc., sin embargo, por medio de un monitoreo en tiempo real es posible prescindir de dichos parámetros, estableciendo a través de una microcomputadora una rutina que permita un rendimiento máximo en el banco de baterías sin someterlo a condiciones extremas de operación, que puedan disminuir la eficiencia de dicho banco y dañar a alguna(s) de las baterías que lo componen, además de proporcionar un sistema gráfico que despliegue toda la información ligada al comportamiento de dicho banco, en una forma sencilla de interpretar por el usuario. Otras funciones necesarias en el sistema a implementar son las siguientes: detectar errores en conexión de las baterías; baterías en mal estado; niveles de voltaje bajos tanto en el banco como en cada una de las baterías.

Con base en los requerimientos mencionados y a una investigación acerca del funcionamiento y caracterización de distintos tipos de baterías, se propuso un sistema de adquisición de datos aplicado al monitoreo de bancos de baterías que operen en vehículos eléctricos, con las siguientes características:

- Sistema programable, el sistema se diseñará para baterías tipo ácido-plomo, pero podrá modificarse, cambiando algunas constantes en el programa que ejecuta el modelo matemático que determina el comportamiento de las baterías, el sistema puede aceptar cualquier tipo de batería (Níquel-Cadmio, con un voltaje máximo de 15volts por batería) sin ser necesario un cambio de

mayores consecuencias a nivel *Hardware*. Visto el avance continuo que se tiene en el mundo de la tecnología el sistema aceptará hasta 64 baterías conectadas en serie en 4 módulos de 16 baterías cada uno, siendo capaz de detectar automáticamente el número de módulos instalados y por consiguiente el número total de baterías que componen al banco. El sistema requerirá mínima intervención por parte del usuario.

- Sistema capaz de determinar el estado real de carga inicial en el banco de baterías al entrar en operación el vehículo.

- El sistema deberá detectar errores de conexión en el banco de baterías, así como voltajes críticos en cada una de las baterías que lo conforman, desplegando en caso de error el número de batería donde se localizó la falla y el tipo de falla encontrado.

- Se deberá contar con un sistema confiable de conteo de carga y descarga en el banco de baterías, es decir, contabilizar la energía consumida o recuperada, mostrando al operador del vehículo el estado de carga actual por medio de una pantalla gráfica de fácil interpretación.

- El sistema deberá ser escalable, es decir, que puede utilizarse para funciones de carga inteligente en baterías, control u otras posibles modificaciones que puedan darse en un futuro próximo.

Capítulo II

CONCEPTOS BÁSICOS

RUÍDO ELÉCTRICO EN CIRCUITOS Y FORMAS DE ELIMINARLO

La creciente utilización de circuitos electrónicos en áreas diversas, tales como la computación, comunicaciones, automatización y control, medicina, etc., ha provocado que una gran cantidad de sistemas electrónicos deban trabajar en estrecha proximidad unos con otros; este hecho ha aumentado significativamente los problemas de interferencia no deseada, o ruido eléctrico, entre circuitos. En nuestros días, la interferencia electromagnética (EMI, por sus siglas en inglés) es la que causa más problemas a los diseñadores de equipo electrónico, y es probable que esto se acentúe en el futuro, debido a que el número de dispositivos crece rápidamente.

Además de la proliferación de sistemas electrónicos, el uso de circuitos con alta escala de integración ha reducido también el tamaño de los equipos. Así, conforme disminuye el tamaño y aumenta la complejidad, un gran número de circuitos se agrupan en espacios cada vez menores, incrementándose así la posibilidad de que se interfieran mutuamente.

Es por ello que los diseñadores actuales deben tener cuidado en que sus equipos electrónicos funcionen bien, tanto en el ambiente ideal del laboratorio, como en el ambiente real en el que trabajarán dichos equipos. Esto significa que los sistemas no deberán afectarse por fuentes externas de ruido eléctrico, ni comportarse ellos mismos como fuentes de ruido hacia el ambiente. El objetivo final, es lograr la mayor compatibilidad electromagnética posible (EMC, por sus siglas en inglés.)

RUIDO ELÉCTRICO

Es cualquier señal eléctrica no deseada que se encuentre en un circuito. Dicha definición no se aplica a productos debidos a la distorsión por no linealidades que, aunque pueden llegar a ser indeseables, no se consideran como ruido a menos que exista acoplamiento con otras partes del circuito. Del mismo modo, cualquier tipo de señal deseable en alguna parte del circuito, se considera ruido si se acopla en forma indeseable con otra parte del mismo, o con circuitos vecinos.

TIPOS Y FUENTES DE RUIDO ELÉCTRICO

Existen dos tipos principales de ruido eléctrico: el que es inherente a los componentes del circuito (p. ej. el ruido térmico) y el provocado por fenómenos electromagnéticos; este último proviene de gran cantidad de fuentes, tales como: motores, interruptores, lámparas fluorescentes,

descargas electrostáticas, etc. Entre las muchas formas de EMI que se conocen, destacan las siguientes:

Pulsos transitorios en la línea de alimentación

Estos pulsos se generan siempre que algún dispositivo conmuta corrientes eléctricas, a través de la línea de CD o CA. Mientras mayor sea la corriente, mayor será la amplitud del transitorio (como un ejemplo, el encendido y apagado de una máquina de escribir eléctrica puede generar pulsos de 1000 V en la alimentación de CA.) Los pulsos transitorios de línea se producen generalmente por el efecto de algún elemento inductivo (motores, transformadores o la inductancia distribuida en el cableado) conectado a la línea de alimentación. Aunque otra posibilidad es la captación de ruido proveniente de fuentes externas.

EMP y RFI

Cualquier cosa que produzca arcos eléctricos generará también pulsos electromagnéticos e interferencia por ondas de radio (EMP y RFI respectivamente, por sus siglas en inglés.)

Se producen arcos eléctricos en sistemas de encendido de vehículos, motores eléctricos, interruptores, etc., y en general se deben a inductancias existentes en el circuito o la línea de alimentación.

ESD

Las descargas electrostáticas (**ESD** por sus siglas en inglés) se generan siempre que existen dos cuerpos cargados eléctricamente, lo suficientemente cercanos para romper la rigidez dieléctrica del medio en el que están inmersos (generalmente el aire.) Si la diferencia de potencial es suficientemente grande, la descarga puede tomar la forma de un arco eléctrico (que es, por ejemplo, el que se produce cuando una persona toca algún mueble o equipo, después de adquirir carga estática al caminar sobre una alfombra.)

Para dar una idea de las enormes diferencias de potencial que pueden generarse, el acto de caminar sobre una alfombra, en condiciones de clima seco, puede producir un voltaje de carga estática de hasta 35 kV; suficiente para formar un pequeño cráter en cualquier circuito integrado (**CI**), si no se toman las debidas precauciones. Además, el pulso de corriente generado por una descarga electrostática posee un tiempo de levantamiento extremadamente pequeño (del orden de 4 A/ns), por lo que pueden establecerse rápidamente grandes diferencias de potencial a través de cualquier impedancia que disipe un pulso de esta naturaleza. Debido a su rapidez, dichos picos de voltaje son muy difíciles de eliminar con métodos convencionales.

Ruido en líneas de tierra eléctrica

Las corrientes que fluyen a través de líneas de tierra son otra fuente de ruido eléctrico, que puede presentarse en forma de ruido de 60 Hz (proveniente de la línea de alimentación), de **EMI**

por efectos de radio frecuencia o interferencia por señales que comparten el mismo conductor de tierra como línea de retorno. A este último problema se le conoce comúnmente como ruido por conducción en "lazos de tierra" y, por extensión, se usa también el término para referirse a cualquier corriente indeseable (o inesperada) presente en una línea de tierra. El concepto básico de un lazo de tierra se muestra en la figura II.1.

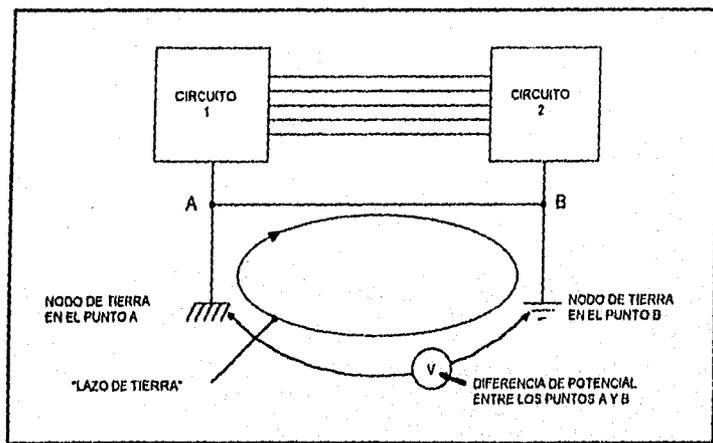


Figura II.1. Representación de un lazo de tierra.

Como se puede apreciar en la figura, un plano de tierra física no tiene en realidad el mismo potencial en todos sus puntos; de ahí la posibilidad de que fluyan corrientes significativas (que pueden ser de varios amperes) a través de los extremos de un conductor conectado en puntos diferentes del mismo plano de tierra. En el esquema típico del lazo de tierra de la figura II.1. se

considera que el conductor forma parte de una malla, que contiene además una fuente de voltaje para representar la diferencia de potencial entre los dos puntos de conexión.

A continuación se definen algunos conceptos básicos sobre tierras eléctricas, necesarios para comprender el modo en que estas últimas pueden influir en el comportamiento de los circuitos.

Tierras eléctricas

Existen dos tipos de tierras eléctricas: la tierra física y la tierra de señal. La tierra física es la que se establece a través de la superficie terrestre, la cual presenta propiedades eléctricas que varían respecto de la época del año, el grado de humedad existente, etc. De ahí que no se utilice la tierra física como conexión de retorno para circuitos, si no más bien como retorno de protección para el equipo y el personal que lo maneja (tierra de seguridad.)

Por otra parte, la tierra de señal (o nodo común) es un nodo de referencia seleccionado arbitrariamente, respecto del cual se miden todos los voltajes del circuito.

Tierra de seguridad

En la figura II.2. se representa la conexión típica de un sistema de distribución monofásica de corriente alterna (CA). Como puede apreciarse, el conductor de color blanco se encuentra conectado a la tierra física en el extremo de la entrada de servicio. Suponiendo que el circuito de

carga estuviera contenido en una caja metálica, y en caso de que el conductor de color negro hiciera corto circuito con esta última, se presentaría el peligro de shock eléctrico para el usuario de no existir la tierra de seguridad. La conexión de tres alambres tiene la ventaja adicional de proporcionar un conductor de tierra física, que es independiente de los conductores de potencia.

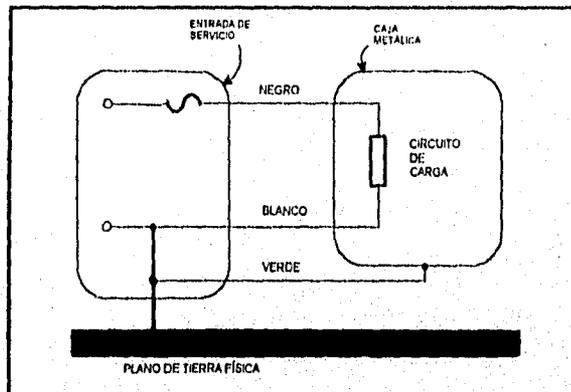


Figura 11.2. Conexión típica de un sistema de C.A. monofásico.

Tierra de señal

A este tipo de tierra se le designa popularmente como nodo común o de referencia, y es el que permite el retorno de todas la corrientes manejadas por el circuito hacia la fuente (o fuentes) de poder.

También se acostumbra nombrar como tierra de señal, o común de la fuente de alimentación, a todos los conductores que parten de dicho nodo de referencia.

FORMAS EN QUE SE ACOPLA EL RUIDO ELÉCTRICO

Acoplamiento por conducción

Una de las maneras más comunes en que se acopla el ruido eléctrico a los circuitos es por medio de algún conductor; esto se debe a que cualquier alambre que pase a través de un ambiente ruidoso puede captar ruido y conducirlo hacia los circuitos conectados por él.

Un ejemplo muy representativo de lo anterior es el ruido que conducen las líneas de polarización hacia el interior del o los circuitos que alimentan. En este caso, si el diseñador del circuito no tiene control sobre la fuente de poder, o si algún otro equipo se encuentra conectado con esta última, será necesario eliminar (desacoplar) el ruido de los conductores, antes de que se conecten con el circuito que se quiere proteger.

Acoplamiento en impedancias comunes

Cuando dos o más circuitos comparten una impedancia de tierra común, el voltaje de tierra presente en cualquiera de ellos es influenciado por las corrientes de retorno a tierra que

presenten los circuitos restantes. El ejemplo clásico de este problema se representa en la figura 11.3. En este caso se tienen dos corrientes que fluyen a través de una impedancia común de tierra.

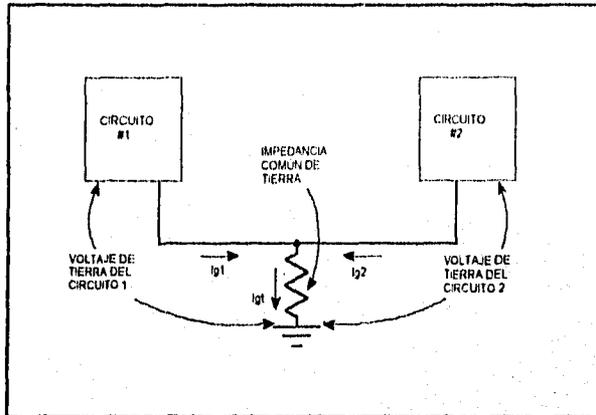


Figura 11.3. Acoplamiento a través de una impedancia de tierra común.

Analizando el circuito 1, puede verse que su potencial de tierra se encuentra efectivamente "modulado" por el voltaje que se genera al fluir la corriente del circuito 2 (I_{q2}), por la impedancia de tierra común. Se observa el mismo efecto en el caso del circuito número 2.

Otro ejemplo de acoplamiento en impedancias comunes se ilustra en el circuito de distribución de potencia mostrado en la figura 11.4. En este caso, y debido a las impedancias de línea e interna de la fuente de poder, cualquier cambio en los requerimientos de corriente del circuito 2 afectará el voltaje presente en las terminales del circuito 1.

Una manera de disminuir este problema es conectando las terminales del circuito 2 lo más cerca posible de la fuente de poder, de forma que se minimice la impedancia de la línea de alimentación. Sin embargo, aún permanecerá la influencia debida a la resistencia interna de la fuente.

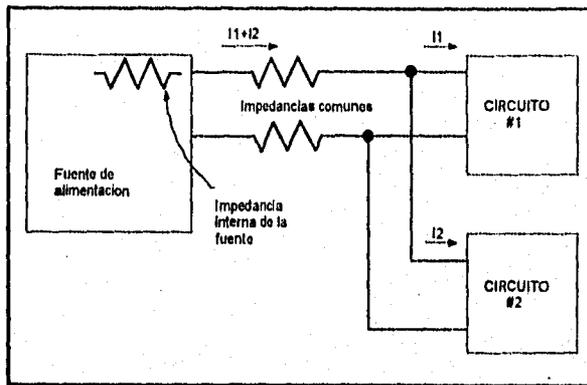


Figura II.4. Acoplamiento por impedancias distribuidas en una línea de alimentación.

Acoplamiento electromagnético

Todos los elementos conductores de un circuito generan campos electromagnéticos cuando fluyen cargas eléctricas a través de ellos. Dichos campos pueden llegar a inducir corrientes parásitas en sistemas susceptibles que se encuentren en la periferia del circuito generador. Además de este tipo de radiación (no intencional), existe el problema de la radiación intencional, producida por los equipos de radiotransmisión, radar, etc.

Cuando el receptor está cerca de la fuente de radiación (campo cercano), debe considerarse por separado el efecto de los campos eléctrico y magnético. Cuando el receptor se encuentra lejos de la fuente de radiación (campo lejano), el efecto se considera como una combinación de ambos campos.

ALGUNAS FORMAS DE MINIMIZAR EL RUIDO ELÉCTRICO

Tipos más usuales de conexión de tierras

Existen tres métodos de conexión con el nodo común: en serie, en paralelo y en puntos múltiples (multipunto). Dichos métodos se representan en la figura 11.5.

-Conexión en serie. La conexión en serie es la más utilizada de las tres por su simpleza y economía, sin embargo es también la que presenta mayores problemas de ruido eléctrico, debido al acoplamiento de impedancias entre circuitos y conductores de tierra de señal; esto se explica por el hecho de que cualquier corriente generará variaciones de potencial, al fluir a través de la impedancia finita del conductor de tierra. Dichas variaciones se reflejarán entonces en cualquier otro sistema que comparta dicho conductor. Este efecto es particularmente apreciable en los circuitos digitales, donde las corrientes suelen presentarse en forma de picos o pulsos y, puesto que la impedancia del común suele ser principalmente inductiva, pueden ocurrir (en situaciones particularmente ruidosas) problemas en forma de errores de información o de seguimiento del programa, disparos en falso, etc. Que son muy difíciles de detectar y corregir debido a su carácter aleatorio.

El ruido generado por un circuito digital puede ser también muy dañino si llega a acoplarse en algún circuito analógico, especialmente si en este último se manejan señales pequeñas, por lo que no es recomendable conectar en serie circuitos digitales con circuitos analógicos.

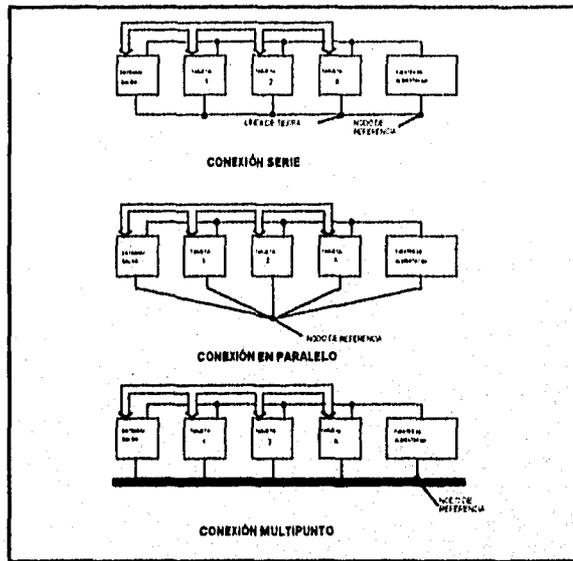


Figura II.5. Tres formas de conectar conductores de tierra.

-Conexión en paralelo. Con la conexión en paralelo se elimina el problema anterior, pero es poco práctica por la gran cantidad de conductores necesarios para alimentar a cada circuito en forma independiente. Además, al tenerse gran cantidad de conductores, el circuito puede presentar problemas de generación o recepción de EMI.

-**Conexión en puntos múltiples (multipunto).** En el sistema multipunto se minimiza la impedancia del conductor común al utilizar un "plano de tierra", en donde se conectan los distintos circuitos por medio de terminales muy cortas. Se recomienda este tipo de conexión en circuitos de RF que manejen frecuencias por encima de 10 MHz.

- **Utilización de Planos de tierra.** El plano de tierra es una superficie conductora que se utiliza como retorno común para todos los componentes del circuito, dicha superficie puede constar de una o más capas de una tarjeta de circuito impreso (PCB por sus siglas en inglés) multicapa.

Además de disminuir la impedancia distribuida en el común, la utilización de un plano de tierra es la mejor manera de minimizar el área de los lazos de corriente de retorno en un circuito; esto se debe a que cada corriente es libre de seguir la trayectoria de lazo con menor área posible, sin tener que zigzaguear por un camino restringido por pistas de tierra predeterminadas.

- **Conductores de tierra en forma de rejilla.** Para reducir aún más los efectos externos sobre los circuitos electrónicos, en lugar de utilizar el plano de tierra, se pueden distribuir las pistas de tierra de un PCB en forma de rejilla (véase la figura II.6.). En este caso se utilizan trazos verticales en una cara del circuito y trazos horizontales en la otra cara, de manera tal que existen puntos de interconexión en todos los lugares donde se cruzan líneas de tierra de ambas caras.

Puesto que la corriente tiende siempre a minimizar el área de su trayectoria, la clave para conseguir áreas de lazo mínimas en la totalidad de las corrientes de tierra, es dejar que éstas se distribuyan por sí mismas alrededor de toda la superficie de la tarjeta, tan libremente como sea posible.

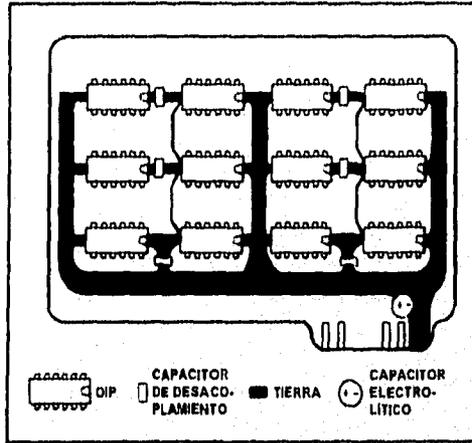


Figura II.6. PCB con rejilla de tierra.

Conexión práctica de tierras

En circuitos prácticos pueden combinarse los métodos de conexión serie y paralelo, de modo que se obtengan buenos resultados en cuanto a costo y comportamiento eléctrico. La manera de hacerlo es utilizando conexión serie en sistemas con niveles similares de ruido eléctrico, y conectando después en paralelo los conjuntos formados con el nodo común, esto se aprecia claramente en la figura II.7.

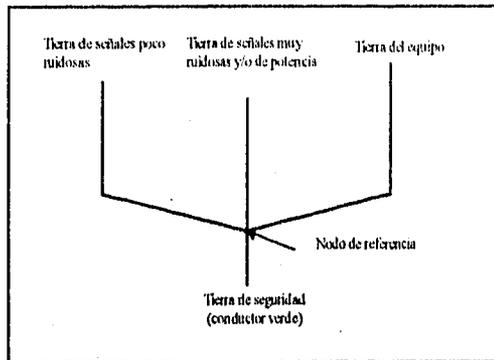


Figura H.7. Conexión serie-paralelo.

Aquí la rama clasificada como "tierra de señales ruidosas" se conecta con cargas tales como motores y relevadores. La "tierra del equipo" es una tierra de seguridad para los gabinetes, cajas y paneles; es erróneo utilizar dicha tierra como retorno para corrientes de señal, por que es altamente ruidosa (como un ejemplo, esta conexión es la que recibe todos los arcos eléctricos debidos a descarga electrostática -ESD.) Además, los elementos antes mencionados presentan generalmente una alta resistencia óhmica por el tipo de material utilizado en su fabricación y por la existencia de uniones, orificios y otros obstáculos, que entorpecen el flujo de corriente.

Los tornillos y remaches no siempre hacen buena conexión eléctrica, debido principalmente a efectos de actividad galvánica, corrosión y suciedad, por lo que no se recomiendan para conectar la tierra del equipo. Este tipo de conexiones puede trabajar muy bien al principio, pero generalmente produce problemas con el transcurrir del tiempo.

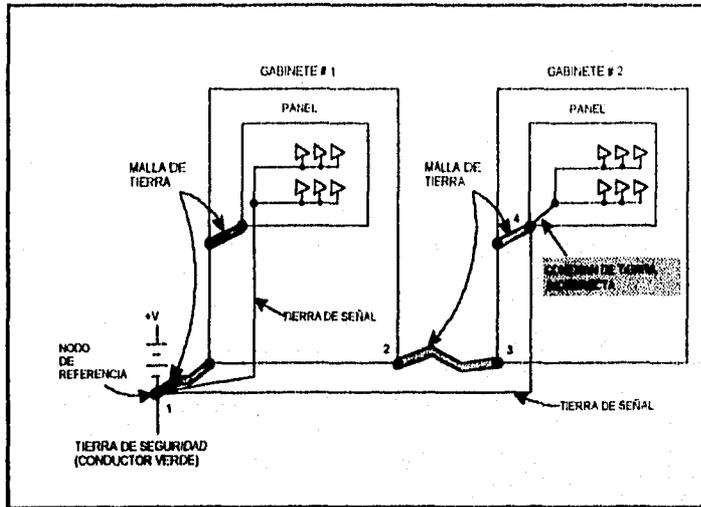


Figura II.9. Dos formas de conectar tierras eléctricas.

Utilización de blindajes

El blindaje es una barrera conductora (generalmente metálica) dispuesta entre dos regiones en el espacio. Dicha pantalla se utiliza para controlar la propagación de los campos eléctrico y magnético de una región a otra. Si el blindaje rodea la fuente de ruido, se obtendrá la protección de cualquier equipo susceptible que se encuentre fuera de él. Por supuesto, también es posible proteger un solo equipo si se encierra dentro del blindaje, esto último es especialmente necesario cuando no se tiene control sobre la fuente de ruido, o no es deseable su aislamiento mediante un blindaje (como en el caso de los equipos de transmisión.)

Es una práctica poco efectiva la de colocar un blindaje (sin importar que tan bien diseñado se encuentre) para después permitir el acceso de la energía electromagnética por una ruta alternativa, tal como las entradas del cableado. De ahí que sea necesario filtrar los voltajes de ruido de todos los cables, tanto de señal como de alimentación, que pasen a través de la caja del blindaje (y en algunos casos es menester extender el blindaje por toda la longitud del cable, mediante la utilización de cables blindados.) Así mismo, será necesario conectar a dicha caja el blindaje de todos los cables que lo incluyan.

-Campos lejanos y campos cercanos: Las características de un campo electromagnético están determinadas por la fuente que lo genera, el medio que rodea a dicha fuente y la distancia entre la fuente y el punto de interés. En distancias cortas, las propiedades del campo se establecen principalmente por las características de la fuente; en distancias largas, las propiedades del campo dependen en gran medida del medio de propagación. Es por ello que el espacio que rodea una fuente de radiación puede dividirse en dos regiones; así, cerca de la fuente se tiene el campo cercano (o de inducción) y lejos de la fuente (a una distancia mayor de un sexto de la longitud de onda $-\lambda/6$ aproximadamente) se encuentra el campo lejano (o de radiación.) La región de transición entre los dos tipos de campo se encuentra a una distancia de $\lambda/6$ de la fuente emisora.

Se conoce como impedancia de onda a la relación entre el campo eléctrico (E) y el campo magnético (H). En el caso del campo lejano, dicha relación (E/H) es igual a la impedancia característica del medio de propagación (p.ej. $E/H = Z_0 = 377 \Omega$ en el caso del aire); en los campos cercanos la impedancia de onda se determina por las características de la fuente y la distancia entre ésta y el punto de interés. Así, si la fuente tiene alta corriente y bajo voltaje ($E/H <$

377 Ω), el campo será principalmente magnético; en caso contrario ($E/H > 377 \Omega$) el campo será predominantemente eléctrico.

Tomando en cuenta lo anterior se puede concluir que, en el caso de los campos cercanos, es muy importante saber las características del campo para poder elegir el tipo de blindaje más adecuado (p.ej. para protegerse contra los efectos de los campos eléctricos los materiales que son buenos conductores sirven bien, en cambio los materiales ferromagnéticos son los mejores para protegerse contra el efecto de los campos magnéticos.)

-Elección del tipo de blindaje: Antes que incluir un blindaje en un circuito, es deseable el tratar de minimizar la posibilidad de emitir (o recibir) ruido en forma de EMI mediante un diseño cuidadoso (p.ej. manteniendo las terminales de los componentes a su longitud mínima para evitar al emisión de campos eléctricos, o utilizando los circuitos de alimentación y tierra en forma de rejilla (véase la figura II.6.) para reducir la susceptibilidad a los campos magnéticos.)

Sin embargo, en casos más difíciles de interferencia (ya sea en el caso de los campos cercanos o los campos lejanos) puede ser necesaria la inclusión de un blindaje externo. Este tipo de blindaje se basa en el hecho de que los campos electromagnéticos inducen corrientes parásitas en el material conductor. Dichas corrientes disipan entonces su energía en dos formas: por conducción (I^2R) en el material del blindaje (pérdidas por absorción) y por re-radiación de nuevos campos electromagnéticos (pérdidas por reflexión.) Las pérdidas por absorción son el principal mecanismo por el cual se disipan los campos magnéticos, al contrario de los campos eléctricos, que son atenuados mejor por las pérdidas debidas a la reflexión, cabe mencionar que estas últimas, al ser un fenómeno superficial, no dependen del calibre del material; sin embargo, ambos tipos de

pérdidas dependerán de la frecuencia que tenga el campo electromagnético incidente y de la permeabilidad magnética (μ) y conductividad (σ) del material con que está hecho el blindaje. Esto se representa en forma aproximada por las siguientes relaciones:

$$\text{Pérdidas por reflexión en un campo eléctrico (en dB)} \cong \log \frac{\sigma}{\mu\omega}$$

$$\text{Pérdidas por absorción en un campo magnético (en dB)} \cong t\sqrt{\sigma\omega\mu}$$

en donde t es el grosor del blindaje.

La primera expresión indica que el blindaje contra campos eléctricos es más efectivo si se emplean materiales altamente conductores y de baja permeabilidad (que no sean ferromagnéticos), además, la efectividad se reduce conforme aumenta la frecuencia de la señal de ruido. Este comportamiento se ilustra en la figura II.10.

Por otro lado, la segunda expresión muestra que la efectividad de un blindaje contra el efecto de campos magnéticos es proporcional, tanto al valor de la conductividad, como al de la permeabilidad magnética y el espesor de las paredes del blindaje. En la práctica los materiales de elevada permeabilidad tienen generalmente una conductividad relativamente baja, por lo que es necesario establecer un compromiso entre estas dos variables; aunque, por fortuna, el incremento de la permeabilidad en los materiales ferromagnéticos tiende a ser mayor que el decremento en la conductividad, por lo cual son materiales que ofrecen un buen blindaje contra campos magnéticos. Lo anterior puede verse en la figura II.11. , en donde se muestra también el efecto que tiene el grosor de las paredes del blindaje.

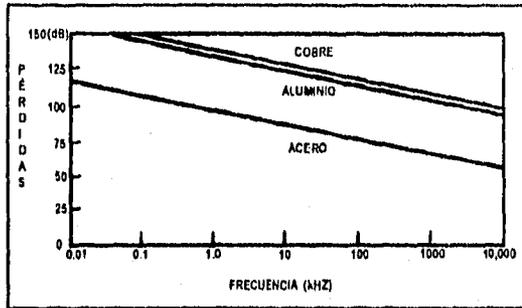


Figura 11.10. Pérdidas por reflexión en función de la frecuencia y el material utilizado.

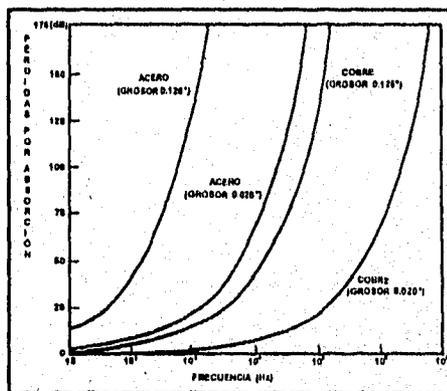


Figura 11.11. Pérdidas por absorción en función de la frecuencia, el grosor y el tipo de material utilizado.

Utilización de cables blindados

Los cables son generalmente las partes de mayor longitud en un circuito, por lo que actúan como antenas eficientes que pueden radiar o recibir señales de ruido eléctrico. En el caso de los cables de alimentación de CD, es una buena medida desacoplar cualquier tipo de ruido que pudiera captarse, por medio de filtros capacitivos, inductivos, etc. En el caso de los cables de señal puede ser necesaria la utilización de un cable con blindaje, para aislar las señales transportadas de los efectos de los campos electromagnéticos externos, e incluso para que dichas señales (p.ej. en el caso de señales de RF) no radien hacia el exterior.

Existen dos tipos principales de cables blindados: el cable coaxial y el par trenzado blindado. El cable coaxial consta de un conductor central que se encuentra rodeado por un blindaje metálico (generalmente en forma de malla), existe una cubierta aislante que separa ambos conductores; en el par trenzado blindado existen dos o más conductores aislados y trenzados entre sí, que están rodeados por la malla de blindaje.

Cable coaxial vs par trenzado blindado

Cuando se comparan el cable coaxial blindado con el par trenzado blindado, es importante reconocer la utilidad de ambos tipos de cable desde el punto de vista de su capacidad de propagación de señales, sin tomar en cuenta por el momento las características del blindaje (véase la figura II.12.)

Como puede verse en la figura, el par trenzado blindado es de gran utilidad cuando se manejan frecuencias por debajo de 100 kHz; en aplicaciones especiales se puede llegar hasta los 10 MHz aunque, generalmente, a frecuencias por encima de 1 MHz las pérdidas en el par trenzado empiezan a elevarse considerablemente.

Por otro lado, el cable coaxial posee características de impedancia más uniformes y con menos pérdidas en un intervalo de frecuencias que va desde CD hasta VHF, con algunas aplicaciones que se extienden hasta UHF, con pérdidas que normalmente se vuelven significativas a frecuencias de algunos cientos de MHz, a partir de las cuales se vuelve recomendable la utilización de guías de onda. El par trenzado blindado tiene más capacitancia que el cable coaxial, por lo que no es útil a frecuencias altas o con circuitos de muy alta impedancia.

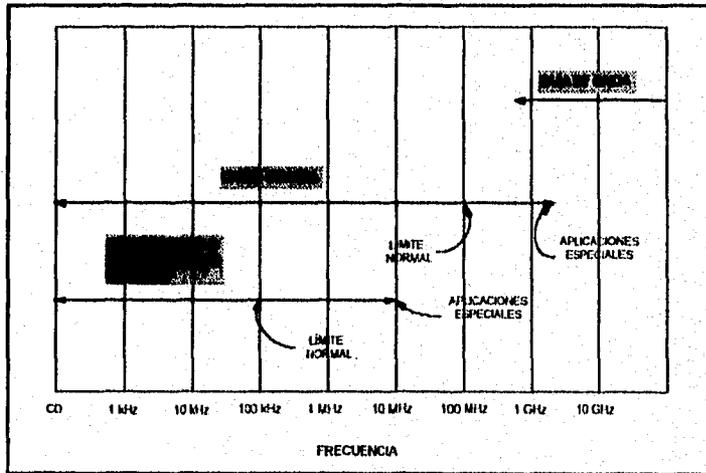


Figura II.12. Frecuencias de operación para tres tipos de línea de transmisión.

Un cable coaxial aterrizado en uno de sus extremos provee de buena protección en contra de campos eléctricos, sin embargo, si alguna corriente de ruido llega a fluir por el blindaje, se producirá un voltaje (debido a la impedancia finita del blindaje) que aparecerá como ruido en serie con la señal de entrada. Por otro lado, en el par trenzado blindado cualquier corriente de ruido circulará por el blindaje, mientras que la corriente de señal circulará por los dos conductores internos, de manera que las dos corrientes no comparten una impedancia común y no existe acoplamiento entre los voltajes de señal y de ruido. Además, por el trenzado de los cables, cualquier corriente del blindaje se acopla igualmente en los dos conductores internos debido al efecto de las inductancias mutuas, de manera que los voltajes de ruido inducidos en los dos conductores se cancelan entre sí. Este último hecho hace del par trenzado una excelente protección en contra de los campos magnéticos, dicha protección se incrementa conforme aumenta el número de espiras por unidad de longitud.

Desacoplamiento y distribución de líneas de alimentación en circuitos digitales

La consideración más importante que debe tenerse en cuenta al distribuir líneas de alimentación es la misma que se tiene con las líneas de señal, es decir, que debe minimizarse el área de los lazos de corriente. Sin embargo, es muy difícil mantener esta condición en el caso de las líneas de alimentación, debido a que estas deben acceder a cada uno de los componentes del circuito (cosa que no ocurre con las líneas de señal). Por otro lado, la generación de pulsos transitorios en una línea de alimentación se propaga a cada una de las tarjetas del sistema.

Los circuitos digitales son especialmente buenos para contaminar con ruido las líneas de alimentación, esto se debe a que la inductancia existente entre las tarjetas y componentes conectados a la red de distribución hace difícil mantener un voltaje constante, mientras se proporcionan los pulsos de corriente requeridos por dichos circuitos. Además (aunque esto ocurre tanto en circuitos digitales como analógicos) el lazo de corriente de la fuente de alimentación presenta generalmente un área muy grande, que es susceptible de captar gran cantidad de ruido. En la figura II.13. -a se muestra el efecto de la impedancia de línea cuando una carga trata de manejar pulsos de corriente proporcionada por la fuente de alimentación de CD. A la forma de onda del voltaje se suma también cualquier otro tipo de ruido captado por la gran área efectiva del lazo de corriente.

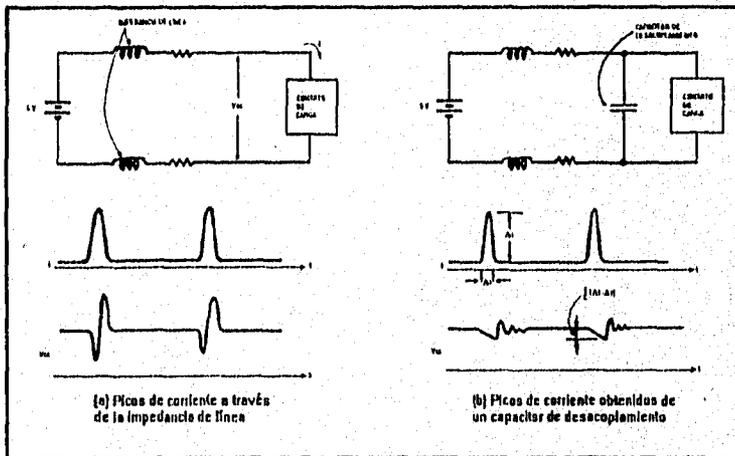


Figura II.13. Efectos en el voltaje de alimentación por la aneación de un capacitor de desacoplamiento.

Los dos problemas antedichos se minimizan al utilizar un capacitor de desacoplamiento. El capacitor actúa como una fuente cercana de carga que suministra pulsos de corriente a través de una impedancia de línea reducida, con lo que se reduce el área efectiva del lazo de conducción. La figura II.13. -b ilustra como el capacitor suministra los pulsos de corriente requeridos por la carga, produciéndose una caída de V_{cc} desde su valor nominal hasta el valor mostrado en la figura; entre cada pulso, el capacitor recupera su carga a través de la impedancia de la línea de alimentación.

En general, se utilizan dos tipos de capacitores de desacoplamiento (desacopladores): de tarjeta y de componente. El desacoplador de tarjeta es un capacitor electrolítico que toma valores entre 10 y 100 μF , que se coloca cerca del lugar donde entran a la tarjeta las líneas de alimentación (aunque su posición no es un factor crítico). El propósito de este capacitor es el de recargar a los desacopladores de componente, que son los que realmente suministran la corriente requerida por cada uno de los componentes (generalmente circuitos integrados - CI - digitales); los desacopladores de componente son normalmente capacitores cerámicos de 0.1 a 1 μF , que se colocan lo más cerca posible del CI, conectándose a este mediante conductores que minimizan el área del lazo de corriente. La efectividad en este caso dependerá en gran medida de la posición elegida para el capacitor. En la figura II.14. se ilustra una colocación correcta y otra incorrecta de desacopladores de componente.

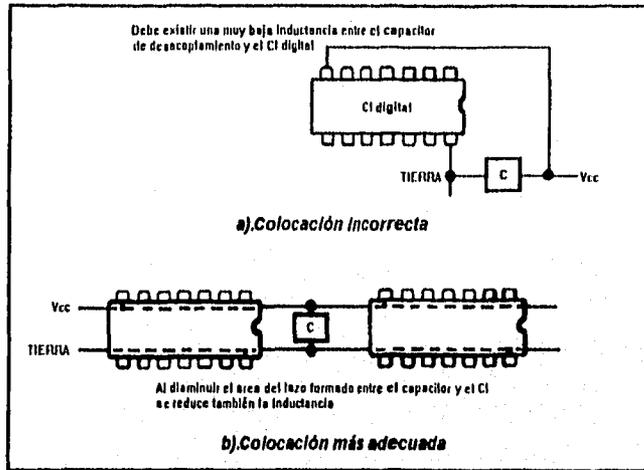


Figura II.14. Colocación de capacitores de desacoplamiento.

Es entonces de gran importancia el mantener una área pequeña del lazo de corriente formado entre los CI's y sus desacopladores, y el lazo formado entre estos últimos y el capacitor de desacoplamiento de tarjeta. Una manera de lograrlo es empleando un plano de alimentación, de tipo similar al plano de tierra pero conectado al voltaje de polarización; aunque un método más económico es utilizar la distribución en forma de rejilla, similar a la mencionada anteriormente para el caso de las tierras (véase la figura II.6.)

Selección de capacitores de desacoplamiento

La efectividad de un capacitor de desacoplamiento depende, en primer grado, del área que tiene el lazo de corriente formado entre dicho capacitor y su CI asociado, y en segundo grado del valor de su capacidad. Es por ello que, si se mantiene un área pequeña de lazo, se puede afirmar que la efectividad del desacoplador será mayor cuanto mayor sea su capacidad.

A veces se cree que el valor de un desacoplador de CI no debe ser grande y esto se debe a que algunos capacitores, por la naturaleza de su dieléctrico, tienden a comportarse inductivamente (o generar pérdidas) cuando trabajan con altas frecuencias. Sin embargo, aunque este comportamiento es muy usual en los capacitores electrolíticos, los capacitores con dieléctrico de poliestireno, mica, vidrio o cerámica se comportan bien aún a frecuencias de varios cientos de MHz.

CIRCUITOS ELECTRÓNICOS EN VEHÍCULOS

Los vehículos presentan un ambiente extremadamente hostil para los sistemas electrónicos, con características tales como:

1. Temperaturas extremas de $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ (en donde se aloja el motor) u $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ (en el compartimiento de pasajeros).
2. Pulsos electromagnéticos producidos por el sistema de ignición (en el caso de los vehículos de combustión interna).

3. Transitorios de voltaje muy elevados en las líneas de alimentación.

El diseñador debe tomar muy en cuenta el intervalo de temperatura que soportará el sistema para elegir el tipo de componentes que va a utilizar. Por ejemplo, el intervalo de temperaturas de almacenamiento en la mayoría de los CI's de tecnología MOS es de -65 °C a +150 °C (aunque algunos componentes soportan solo hasta +125 °C.) Cuando el CI está operando (polarizado), el intervalo de temperaturas permitido dependerá del grado de producto, como se muestra en la Tabla II-1.

Grado de producto	Temperatura Ambiente (°C)	
	Min.	Máx.
Comercial	0	70
Industrial	-40	+85
Automotriz	-40	+110
Militar	-55	+125

Tabla II-1

Cabe mencionar que los circuitos fabricados son realmente los mismos para todos los grados de producto, lo que cambia son los estándares seguidos en las pruebas para clasificarlos. Es por ello que en algunos casos un circuito comercial puede resistir requerimientos militares de temperatura, aunque su comportamiento será poco confiable por no haber sido probado para estas condiciones (por supuesto existen otras diferencias entre grados de producto, tales como el tipo de empaque, control de calidad, etc.)

A partir de la Tabla II-1 se puede concluir que los circuitos de grado comercial son poco confiables en aplicaciones automotrices (aún si se utilizan en el compartimiento de pasajeros), por

lo que es recomendable utilizar componentes de grado industrial en el interior del vehículo y componentes de grado automotriz o militar en la caja del motor.

CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE SISTEMAS DIGITALES

MICROCOMPUTADORAS

Una microcomputadora es un sistema digital (básicamente electrónico), capaz de manipular datos, efectuando sobre ellos una serie de operaciones aritmético-lógicas dictadas por un programa, obteniendo como resultado información. El número de las distintas operaciones que se pueden realizar en un sistema dado es finito y la cantidad de operaciones a procesar, depende directamente de la complejidad de su diseño.

Los elementos principales que componen una computadora son:

- * El microprocesador.
- * Las celdas de memoria.
- * Los buses.

El microprocesador (μP) se encarga de coordinar y organizar cada una de las partes de la microcomputadora. Se encarga también de ejecutar cada una de las instrucciones que el usuario le proporciona. Está constituida por la Unidad Aritmético-Lógica y la Unidad de Control. Físicamente, un microprocesador es un circuito integrado o *chip* que se instala en una base de la tarjeta madre de una microcomputadora. Un microprocesador se utiliza para tareas de propósito general y es capaz de procesar gran cantidad de datos y almacenar grandes volúmenes de

información, por lo que su arquitectura es de una complejidad mucho mayor en comparación a la de un microcontrolador (μC), ya que un μP requiere de dispositivos periféricos (*HARDWARE*) con los que interactúa para ejecutar las instrucciones del programa (*SOFTWARE*).

Un μC , por el contrario, cuenta con algunos periféricos instalados internamente, generalmente memoria ROM, RAM, Puertos entrada/salida, y convertidor analógico digital (A/D). Que permiten una comunicación más directa del microcontrolador hacia el exterior, es decir, que a través de los puertos de entrada/salida es posible interconectar el microcontrolador con variables físicas y/o variables de control, externas al μC . Al igual que un μP , un μC maneja operaciones Booleanas, que entre otras cosas permiten en un μC el direccionamiento por bit de los puertos, lo cual resulta de gran utilidad en las tareas de control, puesto que se puede actuar directamente sobre relevadores, optoacopladores, interruptores, en fin sobre una gran variedad de dispositivos y elementos eléctrico-electrónicos. En algunos casos los μC 's incluyen un convertidor analógico/digital, (HC11 y 80C552), que permite el registro de voltajes analógicos, previamente acondicionados, obteniendo un equivalente digital de dicho voltaje, con lo que es posible manipularlo numéricamente, almacenarlo, volverlo a convertir en analógico, etc. Con esta posibilidad se obtiene un rango muy amplio de aplicaciones, de un sistema que contiene las características mencionadas, es decir, un sistema de adquisición de datos basado en un μC .

Las celdas de memoria se utilizan para almacenar datos. Cada celda de memoria tiene una dirección y un contenido.

Los Buses son circuitos que proveen un camino de comunicación entre dos ó más dispositivos. Por ejemplo para comunicar al μC con los dispositivos externos se requiere de una

circuitería en común que los comunique, además de una decodificación para activar un dispositivo a la vez. Existen principalmente tres tipos de *Buses*:

Bus de direcciones. Se trata de un *bus* unidireccional, ya que sólo permite transportar direcciones desde el microprocesador a las celdas de memoria o hacia periféricos, pero no de éstos hacia el micro.

Bus de datos. Sirve para transportar datos entre el microprocesador, las celdas de memoria y los periféricos de E/S. Este *Bus* es bidireccional, los datos pueden viajar en uno u otro sentido.

Bus de control. Se utiliza para transportar señales de control generadas del microprocesador para conectar toda la circuitería externa, y de la misma manera, las señales generadas por la circuitería externa hacia el microprocesador. Es un *Bus* bidireccional.

Actualmente las Microcomputadoras utilizan para efectuar operaciones aritmético-lógicas la BASE BINARIA, por lo tanto es necesario conocer perfectamente el sistema de numeración binaria y los sistemas de numeración asociados a él (Octal y Hexadecimal, véase la Tabla II-2.).

Una microcomputadora puede estudiarse considerando cada uno de sus diversos componentes como bloques funcionales (v. gr. Memoria Principal, ALU, CPU, Periféricos, etc.) y no como circuitos electrónicos o electromagnéticos, dicha descripción se denomina *Arquitectura de la Computadora*.

La arquitectura que la mayor parte de las computadoras actuales utilizan se denomina *Arquitectura Von Newman*. Esta arquitectura, propuesta por John Von Newman en la década de los cuarenta, concibe a la computadora como una máquina que almacena en su memoria tanto

datos como instrucciones. La interpretación de la información guardada en alguna celda en particular puede tomarse indistintamente como un dato o una instrucción, correspondiéndole al microprocesador determinar cuál es la interpretación correcta.

Base 10	Base 2	Base 8	Base 16	2 ⁿ
00	0000	00	00	1
01	0001	01	01	2
02	0010	02	02	4
03	0011	03	03	8
04	0100	04	04	16
05	0101	05	05	32
06	0110	06	06	64
07	0111	07	07	128
08	1000	10	08	256
09	1001	11	09	512
10	1010	12	0A	1020 (1k)
11	1011	13	0B	2048 (2k)
12	1100	14	0C	4096 (4k)
13	1101	15	0D	8192 (8k)
14	1110	16	0E	16384 (16k)
15	1111	17	0F	32768 (32k)
16	10000	18	10	65536 (64k)

Tabla H-2. Sistemas de numeración más empleados en microcomputadores.

MEMORIAS

Una memoria puede definirse como una lista de datos ordenados en forma secuencial que se almacenan en ciertas localidades, por lo que a cada dato se le asigna un número de localidad. Ese número será su dirección o localidad en la memoria, además tiene la capacidad de almacenar fácilmente grandes volúmenes de información digital por periodos de tiempo largos o cortos. Esta capacidad de memoria hace que los sistemas digitales sean tan versátiles y adaptables a muchas situaciones, a diferencia de los sistemas analógicos. Por ejemplo, en una computadora digital la memoria central interna almacena instrucciones que indican a la computadora qué hacer en todas las circunstancias posibles. Se usan comúnmente tres tecnologías para implementar dispositivos de memoria comerciales, el multivibrador biestable *flip-flop*, que es un dispositivo de memoria electrónico. A un grupo de *flip-flop*'s se le conoce como registro siendo éste un elemento de memoria de alta velocidad y se usa ampliamente en las operaciones internas de una computadora digital, donde la información se desplaza continuamente de una localidad a otra. Los datos digitales pueden almacenarse también como cargas capacitivas y un tipo muy importante de memoria semiconductor hace uso de este principio para obtener almacenamiento de alta densidad en niveles bajos de requisitos de energía. Otro medio más de almacenamiento son las memorias de núcleo magnético que se utilizan desde la década de los 50's, a pesar de que han sido sustituidas gradualmente por las memorias tipo MOS (semiconductor de óxido metálico). Las memorias semiconductoras y de núcleo magnético se utilizan como la memoria interna de una computadora donde la operación rápida es importante. La memoria interna de una microcomputadora está en

comunicación constante con el procesador mientras se está ejecutando un programa de instrucciones.

Terminología de la memoria

Celda de memoria; es un circuito eléctrico que sirve para almacenar un solo bit (0 ó 1). Algunos ejemplos de celdas de memoria son un multivibrador biestable (flip-flop), un núcleo magnético individual, etc.

Palabra de memoria; grupo de bits (celdas) en una memoria que representa instrucciones o datos de algún tipo. Por ejemplo, un registro que consta de 8FF puede considerarse como una memoria que almacena una palabra de 8 bits (byte).

Capacidad; es la forma de especificar cuántos bits pueden almacenarse en un dispositivo de memoria particular o bien en un sistema de memoria completo.

Dirección; número que identifica la localidad de una palabra en la memoria. Cada palabra almacenada en un dispositivo de memoria o sistema de memoria tiene una dirección única. Las direcciones se especifican generalmente como un número binario.

Tiempo de acceso; medida de la velocidad del dispositivo de memoria. Es el tiempo que transcurre entre la recepción de una señal de comando y la disposición de datos en la salida de la memoria.

Tiempo de ciclo; otra medida de la velocidad del dispositivo de memoria. Es la cantidad de tiempo necesaria para que la memoria realice una operación de lectura, leer un *byte* de una dirección específica y transferirlo a otra localidad, o escritura, almacenar un *byte* nuevo en cierta

localidad de memoria, para después regresar a su estado original, lista para ejecutar el siguiente comando.

Memoria de acceso aleatorio (RAM); en este tipo de memorias la localización física real de una palabra no tiene efecto sobre el tiempo que tarde en leer de esa localidad o escribir en ella, es decir que el tiempo de acceso es el mismo para cualquier dirección en la memoria. Esta memoria es volátil, esto indica que al desconectar la memoria se pierden los datos almacenados. Existen principalmente dos tipos de RAM:

- RAM Estática, requiere solamente del voltaje de polarización para conservar el dato almacenado, porque utiliza *latches* para sostener la información.
- RAM Dinámica, Utiliza pequeños capacitores para conservar la información, por lo que se requiere de refrescar los capacitores cada cierto tiempo (V.g. 15 ms) para recargarlos o descargarlos según sea el caso.

Memoria sólo para lectura (ROM); memoria previamente grabada y sólo puede leerse, esta memoria es no volátil a diferencia de la RAM, existen diversos tipos de ROM para aplicaciones determinadas.

- PROM, memoria programable, generalmente por el fabricante, se programa sólo una vez.
- EPROM/UVEPROM, memorias que son programables por el usuario y además se pueden borrar con luz ultravioleta. Para este tipo de memorias se necesita un grabador de memorias, que maneje voltajes de programación del orden de +12.5V ó 21V, que son los más comunes.
- EEPROM, memorias borrables y programables con señales eléctricas de +5V, admitiendo como máximo 10,000 escrituras.

Decodificación de memoria: consiste en particionar el espacio de memoria disponible en bloques. Cada bloque tendrá una capacidad dada en potencias de 2^n . Lo más común es que esta asignación sea en kilobytes.

MICROCONTROLADORES

Actualmente existen en el mercado una gran variedad de microcontroladores, de los cuales destacan tres familias principales: Intel, Motorola y Zilog, que desarrollan sus procesadores para aplicaciones de control. En esta aplicación se utilizó un μC de 8 bits (80C552 de Intel), este μC cuenta con un convertidor A/D de 10 bits de resolución, dicha resolución es prácticamente un requerimiento, debido a que las variaciones de voltaje medidas son del orden de μV . Además de que se contaba ya con el μC 80C552, y la infraestructura necesaria para su manejo.

Descripción del microcontrolador 80C552 de Intel

Este μC fue creado, al igual que el HC11 de Motorola, para la industria automotriz y está basado en el μC 80C51 de Intel. A diferencia del μC MC68HC11, que es uno de los dispositivos más utilizados actualmente en México, el 80C552 proviene de una familia de microcontroladores y no de microprocesadores. Esta característica hace del 80C552 un μC óptimo para tareas de control, debido a la facilidad que presenta el manejo de un set de instrucciones especialmente

diseñado para tareas de control. Por otra parte el μC cuenta con una memoria RAM interna de 256 bytes y no incluye EEPROM ni UVEPROM internas.

Las características principales del μC son: cuatro puertos de Entrada/Salida de 8 bits y un puerto de entrada (convertidor A/D), dos temporizadores/contadores y un tercero acoplado a registros de comparación y captura, dos interfaces seriales (UART e I²C) y un temporizador *watch-dog*, además de manejar 15 fuentes de interrupción con niveles de jerarquía.

Finalmente, la arquitectura del μC 80C552 se implementó en modo expandido utilizando memorias EEPROM, y UVEPROM además de un PPI, dicha arquitectura fue implementada conjuntamente con el equipo de despliegue de datos que colaboró en el diseño.

SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS

GENERALIDADES

Existen muchas aplicaciones en las cuales los datos analógicos tienen que ser digitalizados (convertidos en información digital) y transferidos a la memoria de una computadora. El proceso por el cual la computadora adquiere estos datos analógicos digitalizados se conoce como Sistema de Adquisición de Datos (SAD). Los objetivos del sistema de adquisición de datos pueden ser la vigilancia o seguimiento de procesos y/o el control de los mismos.

La realización de un SAD implica, además de la adquisición de información, que puede realizarse por un elemento sensor, el procesamiento de dicha información, así como la

presentación de resultados. Existen toda una serie de consideraciones y necesidades que obligan a recurrir a la medición electrónica en multitud de casos. Los recientes avances de la electrónica, junto con el descubrimiento de nuevos fenómenos físicos, ha hecho que la medición electrónica resulte en muchos casos más confiable, más económica y más rápida que otros métodos anteriores. Puede darse el caso, en ciertos ambientes, por cuestiones de peligro o aislamiento, que sea éste el único método posible para observar el comportamiento de un sistema.

El volumen y la velocidad de datos resulta, en muchos casos, de tal magnitud, que varios fenómenos son imposibles de analizar o registrar según los métodos convencionales. En estos casos, almacenar la información puede llegar a ser una fuente de complicaciones.

En el caso de realizarse una acción de control, en base a los resultados obtenidos de procesar los parámetros medidos, habrá una inferencia sobre distintos elementos que modifiquen el proceso físico de acuerdo a consignas o instrucciones previamente establecidas.

La medida de parámetros en un proceso físico se realiza mediante transductores que transforman las magnitudes a medir en señales eléctricas de diferentes tipos.

Generalmente las señales obtenidas de los transductores no son directamente utilizables por un sistema de medición, por lo que en algunas ocasiones será necesario utilizar algún tipo de acondicionador de señal. Los acondicionadores de señal realizan las funciones de acoplamiento, amplificación y filtrado, en caso de ser necesario, de las salidas de los transductores, permitiendo así la obtención de una señal eléctrica medible que generalmente es un voltaje, una intensidad o una frecuencia, en condiciones de ser aceptada por el SAD y control. Existen muchos casos en los que no existe un elemento de medición para cada señal eléctrica, salvo en el caso que la velocidad

de lectura de datos deba ser muy rápida, sino que éstas se llevan a un multiplexor. El multiplexor es un sistema diseñado con base en relevadores ó interruptores analógicos, que permite conectar de manera secuencial varias entradas a una sola salida. La razón por la cual se utilizan multiplexores en lugar de canales independientes para cada señal, es la de abaratar y optimar el rendimiento del SAD. A la salida del multiplexor se encuentra un **convertidor analógico-digital**, que es un elemento de medición eléctrica con salida digital, que cuantifica la señal eléctrica y la pasa a un formato utilizable por cualquier tipo de sistema digital, para después enviarla a través de una interfaz a un medio de almacenamiento. Este medio de almacenamiento puede ser la memoria de una computadora digital (microcomputadora, microcontrolador o bien una PC) que suele utilizarse también para procesar los datos adquiridos y, en caso de que el proceso se realice en tiempo real, permite tomar decisiones automáticamente en puntos preestablecidos, consiguiendo de este modo un programa de control totalmente automatizado. En muchos casos es deseable el seguimiento del proceso a través de la observación de los resultados y la posibilidad de generar señales analógicas, por medio de convertidores analógico-digitales, que actúen en el proceso físico en estudio, para modificar o controlar su comportamiento de manera automática.

Al diseñar un sistema de adquisición de datos y control es necesario definir muy bien los objetivos que se pretenden cubrir, así como tener muy en cuenta las características físicas del proceso a estudiar. También es preciso definir muy bien el número y tipo de parámetros que se van a medir.

El aumento en la velocidad de muestreo encarece mucho los equipos de adquisición y aumenta considerablemente el número de datos, obligando a medios de almacenamiento de gran

capacidad. Además, el aumento de la frecuencia de muestreo disminuye, en general, la precisión de medida. Sin embargo, las velocidades de muestreo no tienen por qué estar condicionadas necesariamente por las de proceso, ya que es posible almacenar los resultados con velocidades de muestreo altas y realizar el proceso de control en línea con una frecuencia de muestreo menor, dejando para una etapa posterior el análisis más exhaustivo de los datos almacenados.

Los transductores utilizados deben cubrir las necesidades de la aplicación en la forma más exacta posible. Si no es así se puede producir una pérdida importante de información o, incluso, la destrucción del transductor. No obstante, tampoco se debe llegar a criterios excesivamente estrictos en la selección, pagando por características que no son necesarias en absoluto. La precisión de los distintos elementos del SAD debe ser uniforme, debido a que la calidad de los resultados obtenidos dependerá del peor de los elementos del sistema. En cuanto a los sistemas de control de procesos, éstos pueden ser sincrónicos o asíncronos. En un sistema sincrónico, la secuencia de instrucciones se efectúa según los pulsos de un reloj. La frecuencia de éste deberá ser lo suficientemente baja como para dar tiempo de completarse a la instrucción más lenta entre las posibles. Lógicamente, cualquier otra instrucción más rápida se realizará en una fracción del período de reloj y el resto del tiempo será desaprovechado. En un sistema asíncrono, por el contrario, las instrucciones se desencadenan en cuanto estén presentes las condiciones adecuadas, y siempre que se haya completado la instrucción anterior. Así pues, un sistema asíncrono será, en general, mucho más rápido que uno sincrónico, puesto que es capaz de aprovechar al máximo las características de velocidad de la tecnología empleada. Por el contrario, este sistema necesitará más requerimientos, puesto que habrá que inhibir unas instrucciones mientras se estén realizando

otras, mediante detectores de fin de operación. Los sistemas asincronos se utilizan, en general, para procesos sencillos en los que, además, la naturaleza de las señales tratadas no imponga otra opción. Para procesos complejos, es habitual la utilización de sistemas sincronos.

SISTEMAS DE MEDICIÓN

El esquema general de un sistema de medición se muestra en la figura II.15.

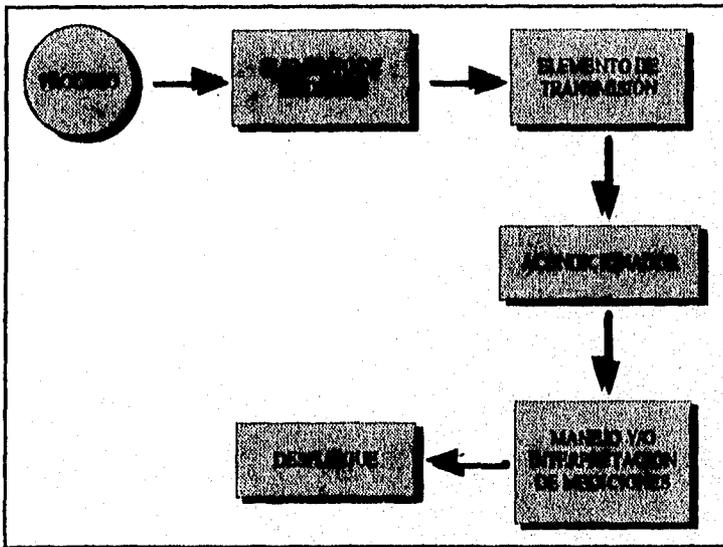


Figura II.15. Esquema general de un sistema de medición.

A continuación se definirán cada uno de los términos mencionados en la figura II.15.

- **Proceso.** Es el sistema de donde se toma la magnitud a medir.
- **Elemento de medición.** Es todo aquel dispositivo que convierte una señal de cierta forma física en una señal proporcional de otra forma física distinta, también se le denomina transductor.

En la figura II.16. se muestran dos tipos principales de elementos de medición:

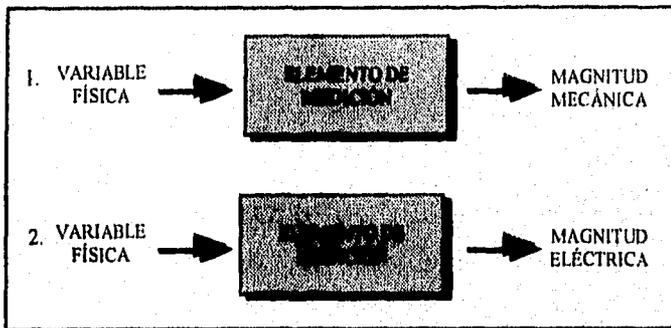


Figura II.16. Tipos principales de elementos de medición.

Los elementos de medición mecánicos transforman variables físicas dando como resultado una magnitud mecánica (p.ej. un manómetro mecánico produce un movimiento mecánico - que puede ser el giro de una aguja - en respuesta a los cambios de presión.)

Por otra parte los elementos de medición eléctricos transforman variables físicas dando como resultado una magnitud eléctrica, que fundamentalmente suelen ser corrientes o voltajes.

En los dos tipos de elementos de medición se debe tener especial cuidado en cuanto a la precisión, sensibilidad, y la exactitud de los aparatos utilizados. Normalmente, los elementos de medición eléctricos tienen mejores características de exactitud, precisión y sensibilidad que los elementos mecánicos (principalmente por su carencia de partes móviles.)

Toda una serie de consideraciones y necesidades obligan a recurrir a la medición electrónica en muchos de los casos, utilizando cada vez menos, o muy excepcionalmente, elementos de medición mecánicos. Como un ejemplo, el volumen y velocidad de datos resulta, en muchos casos, de tal magnitud que muchos fenómenos son imposibles de analizar o registrar por métodos mecánicos.

- **Elemento de Transmisión.** Es el que se encarga de transmitir la magnitud que procede del elemento de medición al acondicionador. En el caso de los sistemas eléctricos la interconexión puede realizarse mediante conjuntos de conductores, ondas de radio, fibras ópticas, etc. Cada medio de transmisión posee ciertas propiedades que lo caracterizan, que deben considerarse en cada caso.
- **Acondicionador.** Realiza las funciones de elaboración, amplificación y filtrado, si es preciso, de la salida del transductor permitiendo obtener una señal medible que, en el caso de los sistemas eléctricos generalmente es una tensión, una intensidad de corriente o una frecuencia.
- **Elemento de manejo y/o interpretación de mediciones.** Este es un elemento que se encuentra exclusivamente en los sistemas de medición eléctricos, fue poco sofisticado (e

incluso inexistente) en los viejos sistemas, pero ha venido perfeccionándose hasta la utilización reciente de sistemas digitales que pueden realizar funciones tales como el formateo de datos para ser enviados al despliegue o hacia estaciones remotas, almacenamiento en diferentes tipos de memoria (electrónica, magnética, etc.) e incluso algunos procesos matemáticos para obtener magnitudes derivadas (p.ej. obtener km/h partiendo de RPM.) encriptar la información con fines de seguridad, etc

- **Despliegue.** La visualización de las mediciones puede realizarse por medio de pantallas digitales, despliegues analógicos, graficadores, etc.

MULTIPLEXORES ANALÓGICOS

Los multiplexores analógicos son circuitos (hechos generalmente con tecnología CMOS) que permiten la conexión/desconexión de distintas entradas analógicas con una salida común (o dos salidas en modo diferencial). En la figura II.17 se muestra la arquitectura interna de un multiplexor analógico de 8 canales en modo diferencial (que fue del tipo utilizado en este proyecto).

Como puede verse en la figura, el circuito multiplexor se compone de 16 interruptores analógicos CMOS bidireccionales (S1A a S8A y S1B a S8B) que se agrupan en dos conjuntos de ocho interruptores *c/u* y conectados con sus respectivas salidas (DA y DB), de manera que se forman 8 canales diferenciales. Estos 8 canales se controlan por un bloque decodificador binario de 3 a 8 con *latch* (que almacena la dirección binaria presente) que se direcciona mediante las

terminales A0,A1 y A3. La terminal INH se emplea para inhabilitar a todos los canales al mismo tiempo. Todas las señales digitales se ajustan al nivel de +5V por medio del bloque convertidor de nivel, por lo que pueden conectarse directamente con circuitos TTL o CMOS de alta velocidad.

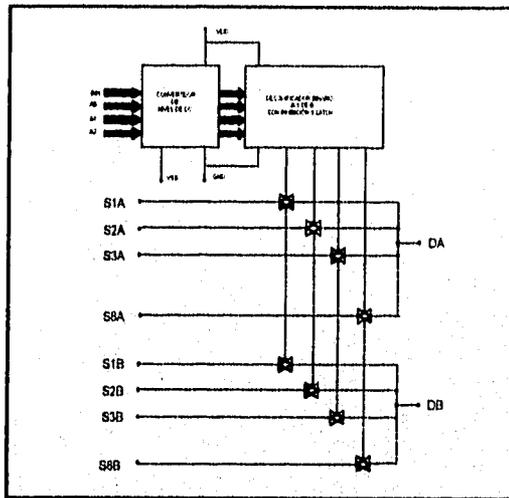


Figura 11.17. Arquitectura interna de un multiplexor analógico de 8 canales diferenciales.

AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO

Un amplificador de aislamiento es un dispositivo que provee aislamiento óhmico (rompe la continuidad eléctrica) entre la señal de entrada y la de salida, proporcionando además una cierta ganancia. Dicho amplificador normalmente consiste de un amplificador operacional (o de

instrumentación) como etapa de entrada, seguido de una etapa de aislamiento con ganancia unitaria. El único propósito de esta última etapa es el de aislar óhmicamente la entrada de la salida del amplificador (idealmente sin ninguna atenuación). Una característica importante de los amplificadores de aislamiento es que su entrada es completamente flotante, lo cual ayuda a eliminar conexiones difíciles entre las tierras de entrada y salida.

CARACTERÍSTICAS DE LOS AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO

A continuación se discuten algunas de las características y términos relacionados con los amplificadores de aislamiento.

Voltaje en modo común y voltaje de aislamiento

Cuando el común de la entrada del amplificador se encuentra aterrizado, el voltaje diferencial V_{SIG} (véase la figura II.18.) puede quedar 'flotando' sobre el voltaje V_{CM} , por encima de la tierra. V_{CM} es entonces el voltaje en modo común (**CMV**) y generalmente toma valores de $\pm 10V$. En sistemas que presentan mayores niveles de **CMV**, la terminal del común de entrada no se aterriza y por lo tanto el **CMV** se refiere al común de salida a través de la barrera de aislamiento.

El voltaje de aislamiento V_{ISO} (mostrado en la figura II.18.) es la diferencia de potencial que existe entre el común de entrada y el común de salida. La característica de voltaje de

aislamiento describe el monto de voltaje V_{ISO} que resiste la barrera de aislamiento, antes de romperse (empezar a conducir.) De lo antedicho, un amplificador de aislamiento permite, en caso de ser necesario, la conexión de dos tierras distintas en la entrada y la salida; lo que facilita su empleo en aplicaciones donde se presentan voltajes elevados en modo común (CMV), o siempre que se requiera romper el lazo de tierra entre la entrada y la salida del amplificador.

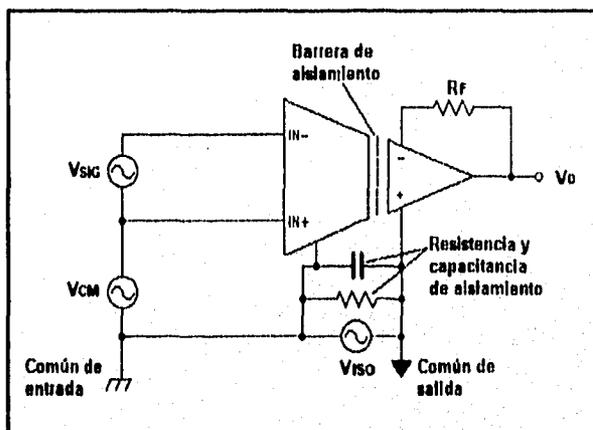


Figura II.18. Diagrama funcional básico de un amplificador de aislamiento.

En las aplicaciones donde existen valores elevados de CMV, el común de entrada del amplificador de aislamiento no se conecta con la tierra de la fuente de señal, de manera que la señal se refiere a la tierra del sistema (conectada al común de salida) a través de la barrera de aislamiento. En tales casos, el término V_{CM} se vuelve despreciable por lo que V_{ISO} es el que determina el límite máximo que puede tomar el CMV. De esta manera, el amplificador puede manejar voltajes en modo común de 2000V o mayores.

Rechazo en modo común (CMR) y rechazo en modo de aislamiento (IMR)

La relación **CMR** es una medida de la habilidad que tiene la entrada del amplificador para rechazar señales en modo común (que pueden ser V_{CM} o V_{ISO}), de manera que en su salida se tenga solamente la señal diferencial. En particular, la relación **CMR** se denomina relación de rechazo en modo de aislamiento (**IMRR**) cuando se toma a V_{ISO} como señal de modo común. Así, puesto que V_{ISO} toma valores muy elevados en el caso de los amplificadores de aislamiento, la relación **IMRR** de estos últimos puede llegar a ser de 100dB a 140dB.

APLICACIONES DE LOS AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO

El empleo de un amplificador de aislamiento como etapa de acondicionamiento es una buena opción, cuando se tienen uno o más de los siguientes requerimientos:

- Cuando se requiere aislamiento óhmico entre la fuente de señal y la salida del amplificador (la impedancia de aislamiento entre la entrada y la salida es mayor a 10 M Ω).
- Cuando se requieren rechazos en modo común o aislamiento (**CMRR** o **IMRR**) mayores de 100 dB.
- Cuando deben procesarse señales en presencia de voltajes en modo común elevados (**CMV** >> 10V).

En general, la mayoría de las aplicaciones pueden dividirse en cuatro tipos básicos:

- Medición y/o amplificación de señales pequeñas en presencia de un elevado **CMV**.
- Interrupción de lazos de tierra y/o eliminación de las conexiones de tierra con la fuente de señal (entrada completamente flotante).
- Acoplamiento de equipo médico de monitoreo con transductores o dispositivos que se encuentren en contacto con el cuerpo humano. Dicha aplicación requiere de valores altos de **CMV** y corrientes de disipación muy pequeñas.
- Proveer aislamiento de protección para equipos e instrumentos electrónicos. Las pequeñas corrientes de disipación y el elevado voltaje de aislamiento V_{ISO} de los amplificadores de aislamiento ayudan a proteger el equipo electrónico de posibles daños, causados por la presencia de voltajes elevados en modo común (**CMV**).

AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

Un amplificador de instrumentación (**IA**) es un amplificador de voltaje diferencial de precisión, que se optimiza para realizar medidas precisas en ambientes hostiles. El mundo real se caracteriza por sus desviaciones del caso ideal, aquí la temperatura cambia, existe el ruido eléctrico y las caídas de potencial por pérdidas en los conductores (sobre todo cuando se miden

variables remotas), más aún, los transductores reales raras veces tienen salida con impedancia nula o exenta de voltajes de offset.

Los amplificadores de instrumentación son de gran utilidad siempre que se dificulta la adquisición de señales, sus características incluyen una impedancia de entrada extremadamente alta (lo que facilita el acoplamiento con impedancias grandes y/o desbalanceadas), corrientes de polarización (bias) y de offset bajas y relativamente estables (por lo que la impedancia de la fuente de señal no tiene que ser constante), CMRR muy elevada que (minimiza la recepción de ruido en modo común) y finalmente, entradas balanceadas que permiten referir la señal de la fuente con cualquier nivel (dentro de los límites del dispositivo) independiente de la referencia a la que se conecta la salida del IA (característica que es muy útil para minimizar el efecto de los lazos de tierra, véase la pág. 19.).

Normalmente, el fabricante de un IA tiene cuidado de proveer una buena estabilidad en los parámetros críticos, bajo condiciones cambiantes (p.ej. cambios en la temperatura o voltajes de polarización). Además, todos los componentes que son esenciales para el funcionamiento del IA son incluidos dentro del dispositivo (con excepción de una resistencia o par de resistencias, empleados para fijar la ganancia). El fabricante puede entonces optimizar, caracterizar y garantizar las especificaciones de su producto.

La precisión de un IA se logra al costo de su flexibilidad, puesto que no es posible emplearlo eficientemente en aplicaciones de integración, diferenciación, rectificación o cualquier otra función que no sea la de amplificar voltaje. Cierto es que, aunque dichas tareas pueden hacerse con un IA, lo mejor es dejarlas para los amplificadores operacionales.

En la figura II.19. se muestra el diagrama funcional de un IA básico (el cual provee suficiente información para muchas aplicaciones).

Las dos entradas permiten el acoplamiento directo de fuentes de señal "flotantes". Puesto que el IA es completamente diferencial detecta solamente la diferencia de potencial en sus entradas, por lo que se cancela cualquier señal de ruido presente en ambas entradas (ruido en modo común) antes de que tenga lugar la amplificación.

Se emplea una sola resistencia o par de resistencias para programar la ganancia del IA. Por lo que el fabricante debe proveer de una función de transferencia o ecuación de ganancia que permita al usuario calcular el valor de dichas resistencias, para obtener una ganancia determinada. Cualquier requerimiento especial del tipo de resistencias empleado lo proporciona también el fabricante.

La mayoría de los IA tienen manera de ajustar el voltaje de offset (voltaje de CD de error presente en la salida del IA cuando sus entradas se conectan a tierra). El ajuste se hace normalmente mediante la variación de un potenciómetro externo. Se provee además de terminales de "sensado" (Sense) y Referencia (v. la figura II.19.) que permiten la captación de señales remotas minimizando los efectos de caídas de potencial debidas a pérdidas $I \cdot R$ en los conductores o por efecto de lazos de tierra.

ESPECIFICACIONES DE LOS AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

A continuación se listan las principales especificaciones que caracterizan a un IA.

Ganancia. Es la relación del voltaje de salida entre el voltaje de entrada y viene dado por una función de transferencia o ecuación de ganancia (que normalmente proporciona el fabricante del dispositivo) e involucra el valor de una o más resistencias (R_G en la figura II. 19.) de manera que pueden calcularse dichos valores a partir de una ganancia determinada.

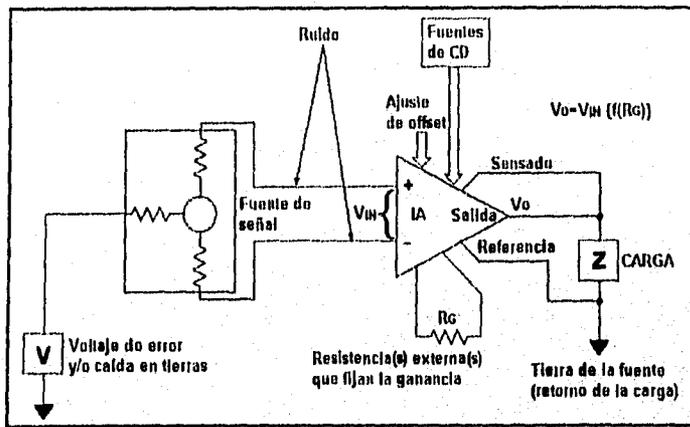


Figura II. 19. Diagrama funcional de un amplificador de instrumentación básico.

Rango de ganancia. Es el intervalo de valores que puede tomar la ganancia del IA para los cuales el fabricante garantiza un funcionamiento óptimo (normalmente un IA puede trabajar fuera de su rango de ganancia pero su comportamiento no está bien definido en estos casos).

Nolinealidad. Se define la nolinealidad como la desviación respecto de una línea recta, que tiene la gráfica SALIDA vs ENTRADA del IA, esto es:

$$\text{Nolinealidad} = \left[\frac{\text{Salida Real} - \text{Salida Calculada}}{\text{Rango Completo de Salida}} \right]$$

Ganancia vs temperatura. Este parámetro indica las desviaciones típica y máxima de la ecuación de ganancia como una función de la temperatura.

Tiempo de establecimiento. Es el intervalo de tiempo que requiere el voltaje de salida del IA para alcanzar y permanecer dentro de una cierta tolerancia de su valor final.

Voltaje de offset. La especificación de voltaje de offset (V_{OFF}) se considera normalmente como una figura de mérito para los amplificadores de instrumentación. El voltaje de offset (V_{OFF}) consta de dos componentes, V_{OFFSAL} a la salida y V_{OFFENT} a la entrada del IA. El offset de entrada es directamente proporcional a la ganancia (p.ej. el offset de entrada medido con $G=100$ es 100 veces mayor que el medido con $G=1$). El offset de salida es independiente de la ganancia. Es por ello que V_{OFFSAL} es dominante con ganancias pequeñas, mientras que con ganancias grandes es V_{OFFENT} el que prevalece

Mientras que el voltaje inicial de offset puede ajustarse a cero, corrimientos posteriores de este pueden provocar error en las lecturas, dichas variaciones pueden corregirse mediante un ciclo de "auto-cero" en el caso de los sistemas inteligentes (ref. Rutina AUTO-CERO).

Corrientes de polarización (bias) de entrada. Son aquellas corrientes necesarias para polarizar los transistores de entrada del IA. La corriente de offset de entrada es la diferencia de las corrientes de polarización entre ambas entradas del IA. Los dispositivos con entrada FET tienen pequeñas corrientes de polarización, pero estas se incrementan dramáticamente con la temperatura, duplicando aproximadamente su valor por cada 11°C. Debido a que las corrientes de bias pueden considerarse como fuentes de V_{OFF} (cuando se multiplican por la impedancia de la fuente de señal), es más importante tomar en cuenta las variaciones de la corriente de bias que su magnitud.

Aunque los amplificadores de instrumentación tienen entradas diferenciales, debe existir siempre un camino de retorno para las corrientes de polarización. Si no se provee de dicho retorno las corrientes de bias pueden cargar las capacitancias parásitas internas del IA, lo que puede causar que la salida de este último varíe en forma incontrolable o llegue a saturarse. Es por ello que cuando se amplifiquen fuentes de señal 'flotantes', tales como transformadores y termopares o fuentes acopladas en AC, deberá existir siempre un retorno de CD con la tierra para cada una de las entradas del IA.

Rechazo en modo común (CMR). El rechazo en modo común es una medida del cambio que presenta el voltaje de salida del IA, cuando sus dos entradas cambian en montos iguales. Dicha especificación se da usualmente para cambios en el voltaje de entrada dentro del rango completo del IA y un cierto desbalanceo determinado. El coeficiente de rechazo en modo común (**CMRR**)

es la expresión de un cociente, mientras que el rechazo en modo común (**CMR**) es el logaritmo de dicho cociente. Por ejemplo, a un **CMRR** de 10,000 le corresponde un **CMR** de:

$$20\log(10,000) = 80\text{[dB]}$$

Capítulo III

DEFINICIÓN DE TÉRMINOS PARA BATERÍAS Y SELECCIÓN DE ÉSTAS

BATERÍAS VS CELDAS

Desde un punto de vista general, una batería es un dispositivo que almacena energía eléctrica a través de reacciones electroquímicas. Sin embargo, dentro del contexto de diseño de baterías, es muy importante entender la diferencia entre baterías y celdas. Una celda es básicamente un bloque construido electroquímicamente. Una batería consiste de una o más celdas. Por ejemplo, las celdas de Níquel-Cadmio generan nominalmente cerca de 1.2 V mientras que las celdas de plomo_ácido generan 2 V, de tal forma que para tener una batería plomo_ácido de 12 V son necesarias 6 celdas conectadas en serie.

CAPACIDAD EN CELDAS Y BATERÍAS

Mientras que el voltaje de una celda está determinado por su naturaleza química, la capacidad de ésta es infinitamente variable. La capacidad de la celda es en esencia el número de electrones que pueden obtenerse de ella. Partiendo de que la corriente es el número de electrones por unidad de tiempo, la capacidad de una celda es la integración matemática de la corriente

entregada por ésta a través del tiempo. La capacidad de la celda está dada normalmente en Amperes-hora (Ah).

$$\text{Capacidad} = \int_{0}^{t} I dt \text{ (Ah)}$$

La capacidad de la celda se determina generalmente por la cantidad de materiales activos que la componen. La capacidad individual de las celdas puede abarcar desde mAh hasta miles de Ah, y generalmente se relaciona en forma directa con su volumen, por lo general celdas grandes implican capacidades grandes.

CICLO DE VIDA

La vida útil de una batería está determinada por la combinación total de las cargas y descargas que ha tenido, así como por los detalles de diseño y construcción de ésta. Hay una gran variedad de efectos que pueden devenir en una falla en la batería, sean éstos a causa de la edad avanzada de la batería o bien a efectos prematuros, éstos últimos pueden ser consecuencia de defectos de fabricación o de un manejo inapropiado. El ciclo de vida útil de la batería se da en función del tipo de aplicación que tenga. Existen fundamentalmente dos tipos de aplicaciones: flotante y ciclica. En una aplicación flotante la batería no se usa con frecuencia, pero siempre está lista para operar, es decir, la batería está siempre en condición de sobrecarga y se usa esporádicamente. En este caso el factor que determina el ciclo de vida suele ser: "¿Cuántos años resistirá la batería?". En una aplicación ciclica la batería es sometida a cargas y descargas continuamente, bajo esta condición el factor determinante es: "¿Cuántas veces se puede cargar y

descargar a la batería?". En el caso de los vehículos eléctricos la aplicación de la batería es evidentemente cíclica, por lo que su ciclo de vida útil se definirá como el número de veces que pueda cargarse y descargarse. Se debe considerar que cuando una batería es joven le llevará varios ciclos de carga y descarga el alcanzar su rendimiento óptimo, es decir más de un 100% de su capacidad nominal de carga. Al transcurrir los ciclos de carga y descarga la capacidad decrecerá hasta alcanzar sólo el 80% de su capacidad de carga nominal (véase la figura III.1.), entonces la vida útil de la batería habrá finalizado.

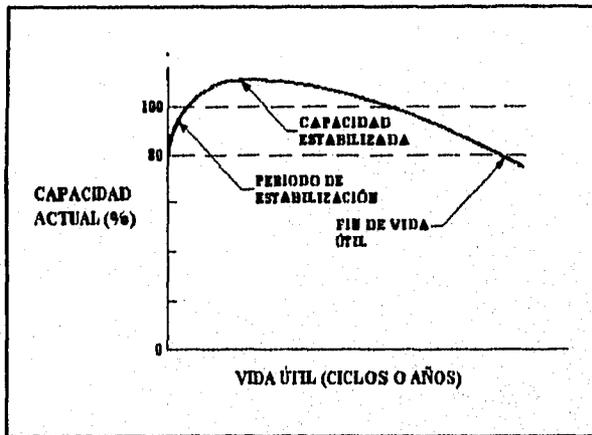


Figura III.1. Ciclo de vida.

AUTODESCARGA

Cualquier batería cargada, sea ésta recargable o no, tiende a perder su energía con el paso del tiempo. A esta pérdida de capacidad se le denomina autodescarga. En una batería recargable dicha pérdida no es de gran importancia, ya que ésta puede recargarse. La autodescarga en las baterías de plomo_ácido se debe principalmente a ciertas reacciones dentro de las celdas e inestabilidad del plomo (Pb) y bióxido de plomo (PbO₂), inherente a la presencia de la alta concentración de electrolito (hecho normalmente a base de ácido sulfúrico H₂SO₄). A estos elementos (Pb, PbO₂ y H₂SO₄) se les conoce como materiales activos de la batería y el resultado de su reacción química es básicamente PbSO₄ y H₂O.

La intensidad de la reacción, como en toda reacción química, depende de la temperatura. De este modo, las altas temperaturas incrementan en gran medida la autodescarga en las baterías de plomo_ácido.

PROFUNDIDAD DE DESCARGA (DOD)

La variable que domina al ciclo de vida útil de una batería es la profundidad de descarga que experimenta. Con descargas muy profundas el ciclo de vida de la batería se acorta de manera considerable. Como se puede apreciar en la figura III.2. , el efecto de la profundidad de descarga es no lineal. Reduciendo la profundidad de descarga, el tiempo de vida (número de ciclos) puede incrementarse significativamente.

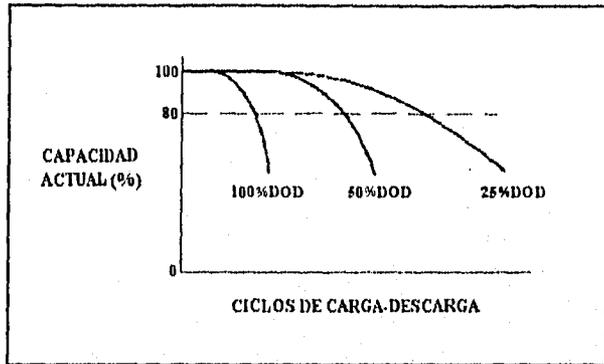


Figura III.2. Variación en los ciclos de vida en función a la profundidad de descarga (DOD).

MÉTODO DE ESPECIFICACIÓN DE ÍNDICES PARA CARGA Y DESCARGA

Frecuentemente se manejan capacidades distintas de una misma familia de celdas en función a las cargas y descargas en las que son escaladas, basándose en la capacidad nominal de la celda. Por ejemplo, una descarga bajo una tasa de 1 A tiene un significado totalmente distinto para una celda con capacidad de descarga de 1 Ah, en comparación a una celda de 10 Ah. La celda con capacidad de 1 Ah responde generalmente a una descarga de 0.1 A, del mismo modo en que la celda de 10 Ah responde a una descarga de 1 A. Al factor de escalamiento para las diferentes tasas de flujo de corriente se le conoce como parámetro C, que se define como la tasa de flujo de corriente y que es numéricamente igual a la capacidad promedio de la celda. De esta manera, en una celda con capacidad nominal de 1 Ah, el parámetro C es igual a 1 A, mientras que

para una celda de 2.5 Ah el parámetro C será igual a 2.5 A. Es importante comentar que cuando se especifica el parámetro C se debe considerar la base de tiempo en el cual está dado dicho parámetro, y para que tipo de celdas y aplicación. Por ejemplo, para celdas de Níquel-Cadmio el parámetro está dado con una base de tiempo de 1 hora o bien de 5 horas, mientras que para las celdas de plomo_ácido se da con una base de tiempo de 10 ó 20 horas. Los índices de carga y descarga normalmente se representan como múltiplos del parámetro C.

Cabe señalar que se deben observar cuidadosamente las características de diseño de las baterías al aplicar el parámetro C cuando se escala a corrientes altas de descarga; ya que en parámetros superiores a 10 C las características de funcionamiento en las celdas de las baterías son altamente sensibles a los detalles de diseño y construcción, por lo que celdas que aún siendo parecidas nominalmente se comportan de una manera totalmente diferente.

SELECCIÓN DE LAS BATERÍAS

La selección de las baterías que conformarán el banco para alimentar al vehículo eléctrico, se realizó haciendo un análisis de las baterías disponibles en el mercado, basándose en los conceptos ya mencionados. Las elegidas fueron adquiridas a la compañía GNB, Industrial Battery Company, modelo EVolyte 12-EVB-1180, y tienen las siguientes características:

- Peso: 30 kg.
- Dimensiones: 308*175*221mm.

- Celdas por módulo: 6
- Voltaje (corriente directa), por módulo: 12VDC.
- Autodescarga: 0.5-1.0% por semana.
- Ciclos de vida estimados: 750 al 80% de la profundidad de descarga (DOD).
- Capacidad en Amper-hora 98Ah @ 3 C
- Densidad de energía = (Ah·VDC) ÷ Peso de la batería (kg) : 39.2 Wh/kg.
- No requiere irrigación.

El parámetro 3 C indica que se le puede demandar a la batería un total de 98 amperes en un tiempo de 3 horas, es decir, alrededor de 33 amperes por hora y es el tiempo óptimo de descarga en la batería, bajo esta condición el fabricante evaluó a la batería obteniendo los parámetros que la caracterizan.

El total de baterías requeridas en el Minibús Eléctrico es de 26, (conexión en serie), el voltaje total en el banco de baterías es del orden de 300VDC \pm 15%.

Para lograr un desarrollo objetivo y confiable de este sistema se tomaron en cuenta los estándares que rigen el comportamiento de las baterías del tipo plomo_ácido, por lo que se requirió de la siguiente información del fabricante:

Voltaje en circuito abierto como una función del estado de carga

El voltaje de la batería en circuito abierto está dado en función de la concentración del electrólito. Durante la descarga de las baterías del tipo plomo_ácido, se consume el electrólito de

ácido sulfúrico generando agua, ocurriendo el proceso inverso al recargar la batería, decreciendo la concentración del electrolito al descargar la batería. Por consiguiente, la disminución en el voltaje en circuito abierto en la batería será proporcional a su estado de carga.

Al efectuar la medición del voltaje en circuito abierto en la batería, para determinar el estado de carga, se requiere que esta última repose varias horas para alcanzar una condición "real" de equilibrio. Sin embargo, las variaciones en el voltaje en circuito abierto, que pueden correlacionarse con el estado de carga de las baterías, pueden considerarse (con un cierto error) en un lapso de tiempo tan corto como 10 a 20 segundos después de que la batería fue liberada de la carga.

En la figura III.3. se muestra la relación entre el voltaje de la batería vs el estado de carga de la misma, para las siguientes condiciones³.

- 1.- Equilibrio del voltaje en circuito abierto (OCV).
- 2.- Voltaje en circuito abierto después de 20 segundos de liberar a la batería de la carga (bajo el parámetro 3 C).
- 3.- Voltaje en circuito abierto después de 2 minutos de liberar a la batería de la carga, (bajo el parámetro 3 C).

³ Anónimo, "GNB, Industrial Battery Company", comunicación personal del 25 de marzo 1994.

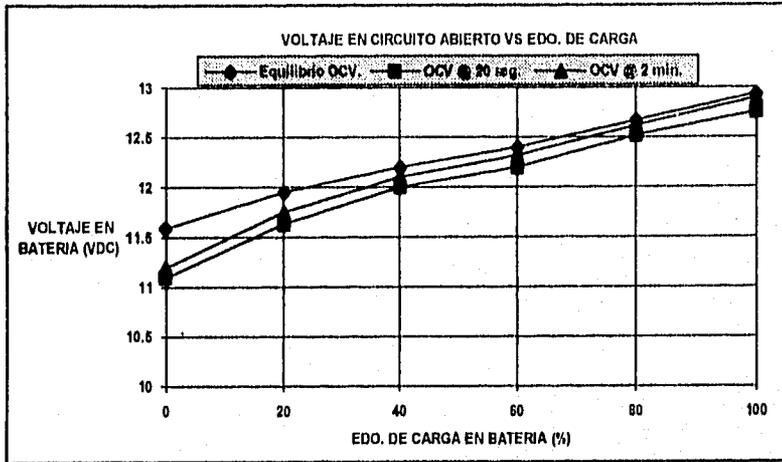


Figura III.3. Voltaje en circuito abierto vs edo. de carga.

EFFECTOS DE LA TEMPERATURA EN EL FUNCIONAMIENTO DE LA BATERÍA

Uno de los problemas más significativos en el desarrollo de los vehículos eléctricos está relacionado con mantener una temperatura uniforme dentro del banco de baterías. La gran mayoría de las baterías desarrolladas con la tecnología actual trabajan en condiciones de temperatura ambiente presentando una fuerte relación entre la temperatura de trabajo y su capacidad nominal. Por ejemplo, la capacidad de una batería del tipo plomo_ácido se reduce alrededor de un 30% (bajo un índice de descarga de una hora) cuando ésta se enfría de 40 °C a 10 °C. Esto significa que la autonomía de un vehículo eléctrico varía drásticamente entre los meses de verano y los de invierno. En adición a esta problemática, la operación a altas temperaturas de

una batería (entre 55-60 °C para baterías del tipo plomo_ácido) reduce enormemente su vida útil. Para alcanzar un rendimiento óptimo del vehículo eléctrico el problema a resolver es mantener una temperatura uniforme en el banco de baterías, así como en las celdas, dentro del rango de operación. La diferencia de temperatura entre cada una de las celdas ocasiona que su capacidad sea diferente. Este desbalanceo en la capacidad de las celdas causa que algunas de éstas se sobrecarguen y otras se sobredescarguen durante la operación del banco de baterías, teniendo como resultado fallas prematuras en las celdas. Estos efectos se atribuyen principalmente a la dependencia con la temperatura de la resistencia interna y de las reacciones químicas que tienen lugar dentro de la batería. Cuando la temperatura aumenta, el movimiento aleatorio de los iones deviene en una difusión incrementada. De esta manera, hay más iones disponibles en la reacción que electrones, incrementándose la capacidad y potencia. El grado de la reacción electroquímica aumenta también incrementándose el voltaje en las celdas, teniéndose más capacidad y potencia disponibles (como se aprecia en la figura III.4 , para la batería elegida³). Desafortunadamente, con esto se aumenta también la autodescarga en la batería.

Como consecuencia de los dos procesos anteriores y a que la viscosidad del electrolito, y por ello la resistencia interna, disminuye con el aumento de la temperatura (Figura III.5 , datos de la batería elegida³), se fomentan el aumento en capacidad y potencia de las celdas. Sin embargo, la pendiente de esta curva es muy ligera en el caso de la batería elegida, por lo que la variación del voltaje de circuito abierto dentro del rango de temperatura típico de operación (10-30°C) es menor de 4 milivolts por celda, o aproximadamente 24 mV por batería.

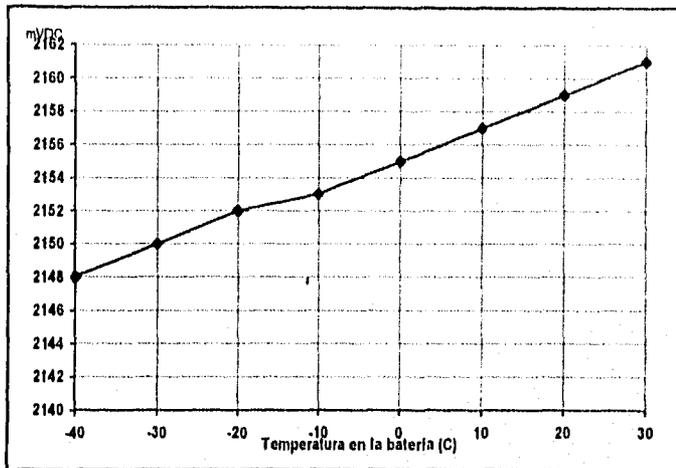


Figura III.4. Voltaje en circuito abierto vs temperatura.

En resumen, la capacidad de retención de la batería aumenta con el incremento de la temperatura, en la figura III.6. se ilustra esta relación para la batería elegida (considerando 3C), de la misma manera la capacidad de la batería de aceptar carga se afecta debido al incremento en la resistencia interna. El ciclo de vida de la batería se reduce con el aumento de la temperatura, a causa de la corrosión en los componentes metálicos de la batería y al incremento de su autodescarga.

Los efectos de la temperatura en la operación de la batería están directamente relacionados con la capacidad. Para compensar este efecto la batería EVolyte cuenta con una válvula de regulación plomo_ácido, que le permite retener un gran porcentaje de su capacidad en

comparación a una batería convencional. En la figura III.6. , se muestra el porcentaje de la capacidad de descarga (bajo la condición 3C) retenida por la batería.

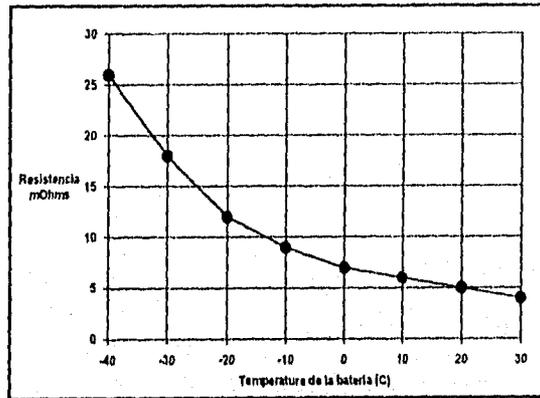


Figura III.5. Resistencia interna vs temperatura.

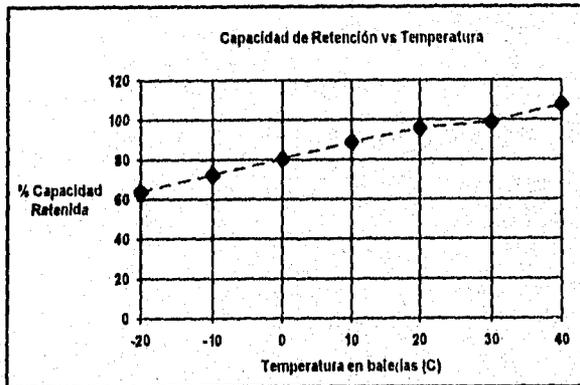


Figura III.6. Capacidad de retención vs temperatura.

La batería EVolyte ha sido optimada para trabajar a un promedio de descarga de tres horas (3C), sin embargo, esta capacidad proporciona otras tasas de descarga, particularmente en índices altos de descarga, observándose un comportamiento excepcional de las baterías debido a su baja resistencia interna.

La resistencia interna aparente de una batería se forma en realidad por dos componentes. Hay una resistencia eléctrica (llamada comúnmente resistencia óhmica), y una electroquímica, llamada de polarización. La resistencia óhmica es la variación instantánea en el voltaje que se observa cuando se le aplica corriente; esta respuesta ocurre en menos de un segundo. El efecto de la polarización es el resultado de la difusión iónica en la batería y requiere de un periodo largo de tiempo para alcanzar una condición estable de equilibrio. La constante de tiempo de la polarización es de 10 a 30 segundos; sin embargo, el alcanzar una condición verdadera de equilibrio puede tomar 10 hrs o más.

La resistencia óhmica puede medirse con varios instrumentos y se reporta en miliohms. La polarización se cuantifica frecuentemente en términos de milivolts, incluyendo ésta en el voltaje de circuito abierto de la batería. En la figura III.7. se proporciona la resistencia interna y características de voltaje vs el estado de carga de la batería, considerando 3 C. En la figura III.8. se proporciona la corriente de descarga (en amperes) vs el tiempo de descarga (en horas).

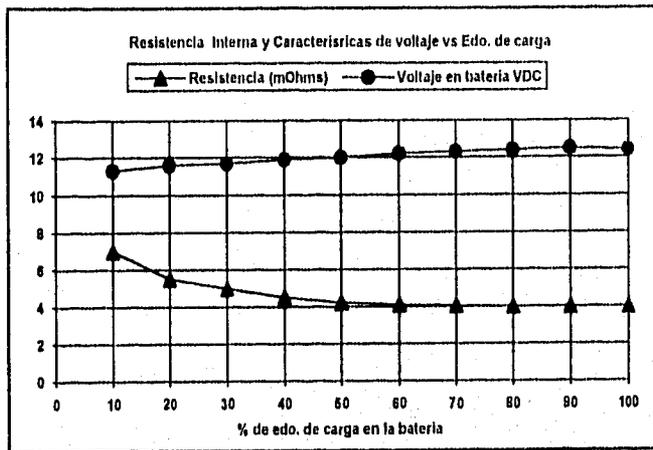


Figura III.7. Resistencia interna y características de voltaje vs edo. de carga.

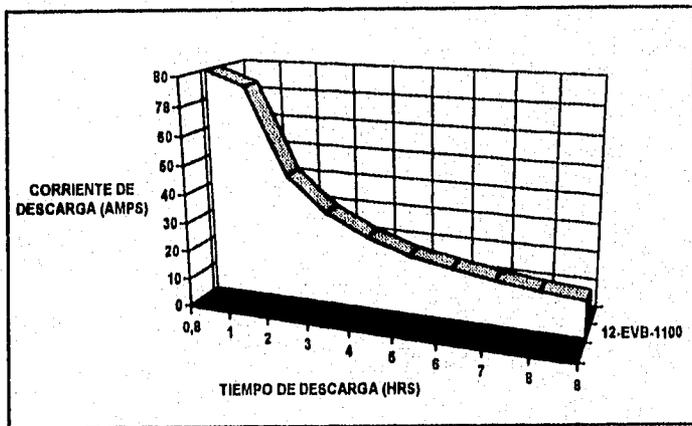


Figura III.8. Corriente de descarga vs tiempo.

Capítulo IV

DISEÑO ELECTRÓNICO

INTRODUCCIÓN

El presente capítulo se divide en tres secciones: en la primera de ellas se exponen las consideraciones hechas para la selección de transductores; en la segunda se describen los módulos que conforman el SAD, en forma de diagrama de bloques; por último, en la tercera, se hace una descripción más detallada de los circuitos electrónicos que se consideran relevantes para cada módulo.

SELECCIÓN DE TRANSDUCTORES

El comportamiento de un SAD está condicionado por el transductor empleado, por ello la selección de transductores es de suma importancia. En la mayoría de los sistemas adquirentes, la variable de interés varía tan lentamente que basta con conocer las características estáticas (exactitud, precisión y sensibilidad) del transductor. Dichas características influyen también en el comportamiento dinámico del transductor, es decir, en el comportamiento que presenta cuando la magnitud medida varía a lo largo del tiempo.

Tomando en cuenta las consideraciones antedichas, se procedió a la selección de los transductores utilizados en el sistema.

Medición de corriente

Debido a que la magnitud máxima de la corriente a medir es del orden de ± 160 A en DC, se optó por seleccionar una resistencia tipo *SHUNT* con especificaciones de uso industrial y que presenta las siguientes características:

Genera ± 60 mVolts con una corriente de ± 250 A.

Resistencia = 0.24 m Ω

Como se puede apreciar la resistencia es altamente eficiente, teniéndose una disipación de calor despreciable. En la figura IV.1. se muestra la resistencia tipo shunt (R_{SHUNT}) montada en una de las baterías.



Figura IV.1. Resistencia tipo Shunt.

Medición de temperatura

Para la medición de la temperatura se seleccionó el circuito integrado LM35A con las siguientes características:

Voltaje de salida

$V_{out} = 1,500 \text{ mV}$ a una temperatura de $150 \text{ }^\circ\text{C}$.

$V_{out} = 250 \text{ mV}$ a $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

$V_{out} = -550 \text{ mV}$ a $-55 \text{ }^\circ\text{C}$.

Rango de operación: $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ a $150 \text{ }^\circ\text{C}$

Factor de escala lineal: $+ 10,00 \text{ mV/ }^\circ\text{C}$

No lineal sólo en $\pm 1/4 \text{ }^\circ\text{C}$

Como se puede apreciar el transductor presenta una respuesta casi totalmente lineal y se ajusta perfectamente a los requerimientos del sistema. Para garantizar la operación segura del transductor se maquinó un encapsulado especial de acero inoxidable, recubierto con una capa de teflón y un relleno de resina epóxica de alta conductividad térmica (véase la figura IV.2.)

Medición de presión

Para la medición de la presión en los tanques de frenado hidroneumático se seleccionó el transductor de presión (IPTE-1100) marca Kulyte con las siguientes características:

Voltaje de salida, $V_{out} = 5 \text{ VDC}$.

Rango de presión: $0\text{-}345 \text{ Bar}$

Resolución infinita

Rosca tipo: $7/16\text{-}20 \text{ UNF-}3\text{A}$

Peso: 120 gr.

Impedancia de salida: 50 Ohms

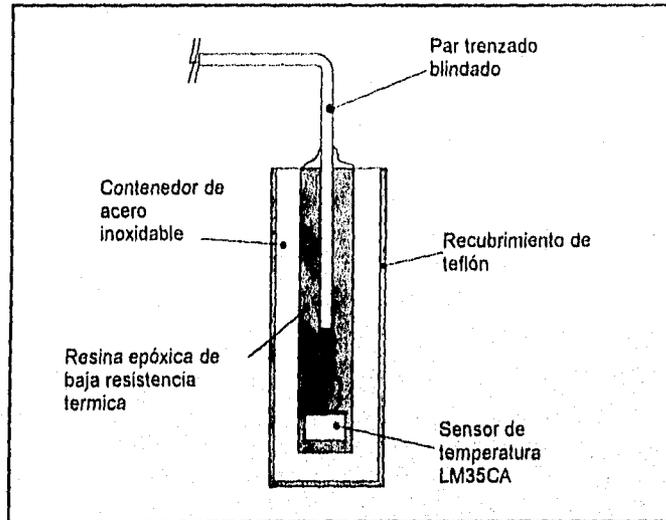


Figura IV.2. Transductor de temperatura LM35A.

Este transductor entrega una señal de salida de 0-5VDC que es proporcional a la presión, lo cual es una gran ventaja ya que no hay que amplificar la señal de salida y su respuesta es lineal.

Cabe mencionar que los transductores de presión fueron empleados por otro equipo de trabajo, por lo que la tarea del equipo participante en esta tesis se limitó a la selección de los transductores más adecuados.

En la Tabla IV-1 se resumen las características de los transductores empleados en el sistema de monitoreo.

SENSOR	Variable que detecta	Salida [mV]		Intervalo de medición	
		Mín	Máx	Mín	Máx
RAIUMT	Corriente	---	60	---	250 A
LM 35CA	Temperatura	-40	+1100	-40 °C	+110 °C
Divisores resistivos	Voltaje	---	2500	Establecido por la constante de cada divisor	

Tabla IV-1 Características de los diferentes transductores empleados en el proyecto.

DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DESARROLLADO

El SAD se divide en cinco módulos (véase la figura IV.3.): tarjeta madre, módulo de multiplexado analógico, módulo de recepción y acondicionamiento de señales (SMAS), convertidor CD/CD aislado y tarjeta de despliegue.

Tarjeta madre

La tarjeta madre está desarrollada alrededor del microcontrolador μC - (basado en el CI 80C552 de la fábrica Intel/Signetics). Contiene además otros circuitos asociados, tales como una referencia de precisión de 5 V para el Convertidor Analógico/Digital (ADC) de 10 bits del microcontrolador (μC), una UVROM de 64 K (27C64) para almacenamiento del programa, un puerto paralelo (PPI) 82C55, circuitos de reloj, etc.

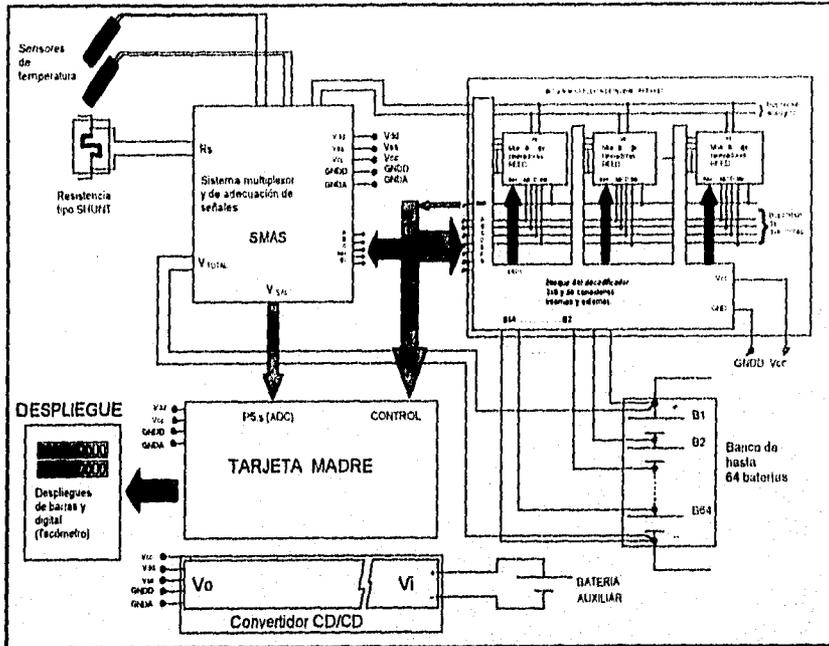


Figura IV.3. Diagrama de bloques del sistema de monitoreo para banco de baterías recargables.

El módulo de la tarjeta madre controla el funcionamiento de todos los demás módulos, excepto el convertidor CD/CD, realiza la adquisición y procesamiento de las señales provenientes del módulo de recepción y acondicionamiento, además de otras tareas tales como el despliegue de resultados, la detección de condiciones de error en baterías y la toma de decisiones necesarias para el correcto funcionamiento del sistema.

Módulo de multiplexado analógico de baterías

Este módulo se utiliza para seleccionar el voltaje en cada una de las baterías del banco y consta de un bloque de direccionamiento que habilita cuatro tarjetas de multiplexado analógico, las cuales pueden seleccionar (cada una) los voltajes individuales de 16 baterías conectadas en serie, por lo que se tiene una capacidad máxima de 64 baterías. Por razones de seguridad, las tarjetas de multiplexado analógico proporcionan aislamiento óhmico entre los circuitos de direccionamiento y los voltajes elevados existentes en el banco de baterías, para lograr esto se utilizan relevadores tipo REED en el diseño del multiplexor. Cabe mencionar que el bloque de direccionamiento se encuentra físicamente incluido dentro del bloque de recepción y acondicionamiento de señales, al cual se le adosan las tarjetas de multiplexado mediante conectores de orilla, de forma similar a la inserción de tarjetas en una PC. Esto último hace que el sistema sea flexible ya que no está restringido a una cierta cantidad de baterías, es decir que el número de baterías (conectadas en serie) que se pueden manejar va desde 1 hasta 64, detectando el sistema automáticamente el número y posición de las tarjetas existentes.

Módulo de recepción y acondicionamiento de señales

En esta tarjeta se efectúa el aislamiento eléctrico de las etapas de alto voltaje y corriente con el microprocesador, por medio de amplificadores de aislamiento. Se realiza también el multiplexado y adecuación de todas las señales que intervienen en el sistema, utilizándose sólo un

canal del ADC del μC y un sólo amplificador de instrumentación. Como se mencionó en el inciso anterior, aquí se encuentran también las ranuras en las que se insertan las tarjetas de multiplexaje analógico.

Convertidor CD/CD

El convertidor CD/CD convierte el voltaje proveniente de la batería auxiliar de 12V (la cual se alimenta del banco de baterías mediante otro convertidor CD/CD, que no se muestra en el diagrama de bloques - véase la figura IV.3. -), a los niveles necesarios para polarizar a los demás módulos ($\pm 15\text{ V}$ y $+5\text{ V}$), proporcionando además un completo aislamiento óhmico.

Tarjeta de despliegue

En esta tarjeta se despliegan todos los datos requeridos por el usuario, como son:

- Estado de carga remanente en el banco de baterías (despliegue de barras del "gasómetro")
- Visualización de la cantidad y sentido (descarga o recarga) del flujo de energía a través del banco de baterías (despliegue de barras del "ahorro de energía").
- Aviso auditivo y despliegue del tipo de error en el que haya incurrido el sistema (el tipo de error se despliega en el odómetro del vehículo, con el fin ahorrar energía al no añadir más circuitos de despliegue). El tipo de error se identifica mediante una clave numérica preestablecida.

DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO

A continuación se describen con más detalle los diferentes módulos que fueron diseñados en este trabajo de tesis.

Tarjeta de multiplexado de voltaje en baterías

En la figura IV.4. se muestra el diagrama funcional de bloques de dicha tarjeta:

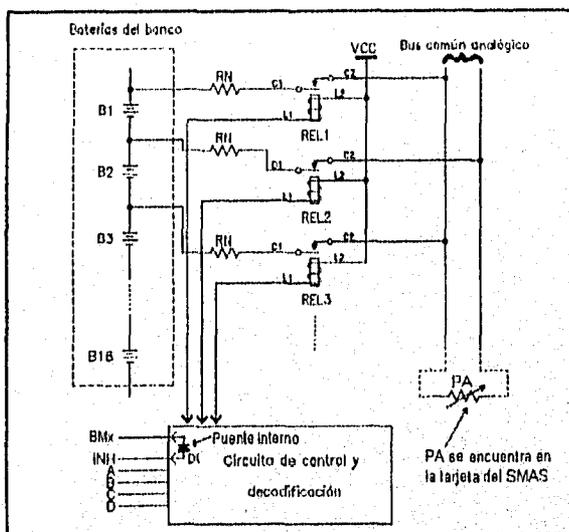


Figura IV.4. Diagrama funcional de la tarjeta multiplexora de voltaje en baterías.

Como puede verse en la figura anterior, la tarjeta de multiplexado se encuentra integrada básicamente por un juego de relevadores REED (REL1, REL2, REL3, etc.) y su lógica asociada

de control y decodificación; la utilización de este tipo de relevadores garantiza un aislamiento eléctrico completo entre el sistema de monitoreo y el banco de baterías, además de permitir la manipulación de voltajes elevados existentes en este último (que son del orden de 300 Vdc.) Las resistencias RN se incluyen por razones de seguridad, en caso de presentarse cortocircuitos por la activación errónea de dos o más relevadores, además de que dichas resistencias (junto con el potenciómetro PA, que se encuentra en la tarjeta de recepción y acondicionamiento -véase la figura IV.6.) forman parte de un circuito reductor del voltaje nominal de las baterías empleadas en el VE, de $\pm 12\text{ V}$ a $\pm 2.5\text{ V}$; ya que este último es el intervalo de voltajes manejado por el módulo de recepción y acondicionamiento de señales.

El bloque de decodificación se encarga de seleccionar el voltaje de alguna de las baterías, cerrando al mismo tiempo dos relevadores contiguos (p.ej. REL1 y REL2 para seleccionar el voltaje de B1, REL2 y REL3 para elegir el voltaje de B2, etc.) al aplicársele una dirección de cuatro bits (ABCD). Como puede verse en la figura IV.4., los voltajes seleccionados se presentan en el bus analógico con polaridades alternadas (p.ej. B1 tiene polaridad positiva, B2 polaridad negativa, B3 polaridad positiva, etc.) lo cual no es problema por que el sistema puede manejar voltajes bipolares de $\pm 2.5\text{ V}$, como se expuso anteriormente. La bandera BMX se utiliza por el μC para comprobar la existencia de una tarjeta en la dirección de la ranura elegida, BMX se conecta con la entrada de habilitación (INH) mediante el diodo D1, por lo que sólo puede activarse cuando existe alguna tarjeta en esa dirección. En la figura IV.5. se muestra el prototipo de la tarjeta multiplexora, implementado en tarjetas de experimentación (*proto-board*)



Figura IV.5. Tarjeta multiplexora del voltaje en baterías.

Tarjeta de recepción y acondicionamiento de señales

En la figura IV.6. se detalla el diagrama funcional de bloques de la tarjeta de recepción y acondicionamiento de señales.

En esta figura, el multiplexor analógico CMOS (U2), es el encargado de seleccionar entre cada una de las señales que puede captar el sistema (máximo 8 señales en modo diferencial), y proporciona además la adecuación de voltajes, de ± 15 (que son los voltajes de polarización del multiplexor) al nivel TTL de +5 V, necesario para acoplarse con el μC . El sistema monitorea las señales siguientes (véase la figura IV.6.):

- El voltaje proveniente de la resistencia R_{SUITEST} (V_{SUITEST}), que es proporcional a la corriente que circula por el banco de baterías.

1 señal (CH1)

- El voltaje total (V_T) del banco y voltajes individuales (V_{IND}) de cada una de las baterías. 1 señal (CH2)
- Las señales provenientes de los dos sensores de temperatura. 2 señales (CH3 y CH4)
- Tres entradas de propósito general que pueden utilizarse en aplicaciones posteriores. 3 señales (CH5 a CH7)

La entrada número 8 (CH0) se emplea para efectos de autocalibración (mediante la rutina de ajuste automático de referencia) y por ello se encuentra conectada a la referencia (tierra de señal).

Los voltajes provenientes del banco de baterías y de la resistencia R_{SHUNT} se acoplan mediante dos amplificadores de aislamiento (IA1 e IA2 en la figura IV.6.). El amplificador IA2 recibe los voltajes individuales (V_{IND}) y total (V_T) del banco de baterías y por lo tanto tiene ganancia unitaria, el amplificador IA1 maneja la pequeña señal proveniente de la resistencia R_{SHUNT} , por lo que tiene una ganancia de 50 (véase **selección de transductores** en la pág. 89). R_1 y R_2 son resistencias que forman, junto con PA, un circuito que divide el voltaje total (V_{TOTAL}) hasta el nivel de $\pm 2.5V$, adecuado para ser medido por el sistema.

Se incluye también un circuito hecho con 4 relevadores REED (REL1,2 y REL3,4 en la figura IV.6.), que selecciona entre los voltajes V_T y V_{IND} , lo que permite el uso de un solo amplificador de aislamiento para captar ambas señales, con el consiguiente ahorro de componentes.

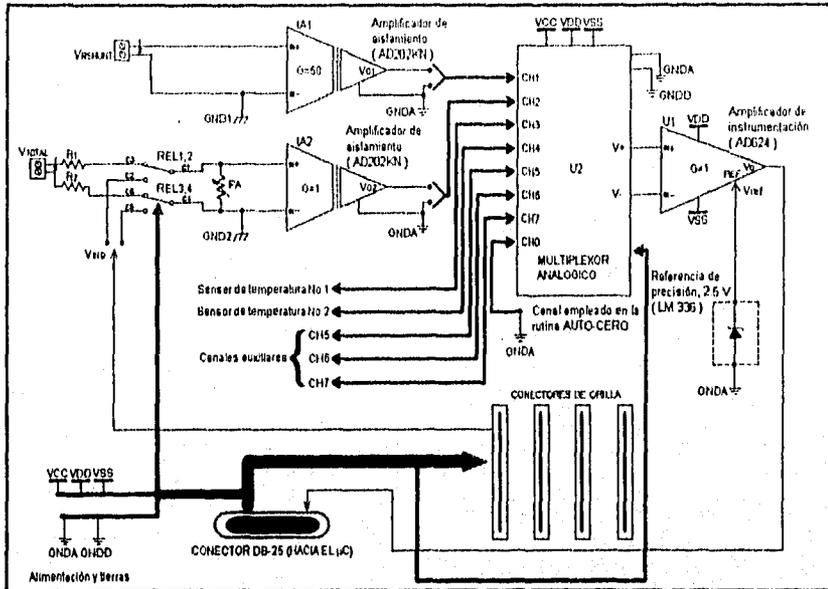


Figura IV.6. Diagrama de bloques funcional de la tarjeta de recepción y acondicionamiento de señales.

Las 3 entradas restantes (CH5, CH6 y CH7), permiten el acoplamiento de cualquier voltaje en modo diferencial que se encuentre en el intervalo de ± 2.5 Vdc

La salida del multiplexor CMOS (U2) se acopla (en modo diferencial) a la entrada del amplificador de instrumentación U1 (de la marca ANALOG-DEVICES y con número de parte AD624) el cual refiere la señal con la tierra y le suma además un voltaje de offset de 2.5 V (conectado en el pin REF de U1, véase la figura IV.6.) el cual es indispensable para que el ADC

del μC pueda reconocer voltajes bipolares. De este modo, el μC toma como voltajes positivos aquellos que sobrepasan 2.5 V y como voltajes negativos los que son inferiores a 2.5 V.

La referencia de precisión LM336 proporciona el voltaje de offset de 2.5 V (U4). El circuito empleado para la referencia se muestra en la figura IV.7. , sugerido por el fabricante.

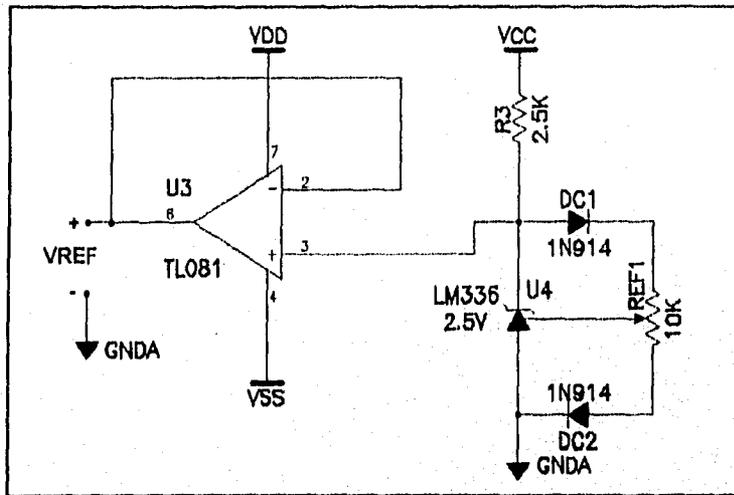


Figura IV.7. Circuito empleado para implementar la referencia de precisión.

Como puede verse en la figura IV.7. , U4 es básicamente un diodo zener compensado contra variaciones de temperatura (mediante los diodos rectificadores DC1 y DC2) y con un voltaje zener (V_z) de 2.5V, REF1 es un potenciómetro que ajusta el voltaje inverso de U4 mediante una terminal especial de calibración proporcionada por el mismo. El amplificador U3

está configurado como seguidor de ganancia unitaria y se emplea para aislar la referencia de precisión del pin REF de U1.

En la figura IV.8. se muestra la topología recomendada por el fabricante para implementar el amplificador de aislamiento AD202KN. En esta figura, RZ1 y RZ2 forman una tierra flotante junto con PZ1, que es un potenciómetro que se emplea en ajustes del voltaje de offset en la entrada del amplificador, las resistencias RG y RF establecen la ganancia del mismo (Para una explicación del cálculo de RG y RF, véase memoria de cálculo). La resistencia RS1 junto con CI forman un filtro paso-bajas que limita el ancho de banda de la señal de entrada en un rango aproximado de 0 Hz a 5.3 kHz.

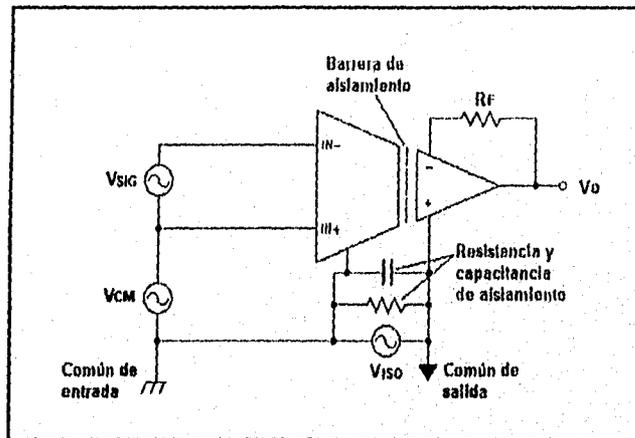


Figura IV.8. Topología recomendada para el amplificador de aislamiento AD202KN.

Las señales restantes (V_T , V_{IND} , V_{RSUBKT} , dos sensores de temperatura y tres canales auxiliares) se acoplan mediante conectores de bornes para lograr la máxima flexibilidad en el manejo del cableado. En especial, los voltajes individuales de las baterías (V_{IND}), se acoplan en cada una de las tarjetas multiplexoras (en número de 16 por tarjeta) mediante conectores especiales de bornes, que pueden desmontarse fácilmente (p.ej. para sustituir una tarjeta defectuosa) sin necesidad de quitar cada uno de los cables.

Todo el cableado utilizado para medir los parámetros del banco de baterías se conjunta en un arnés, rematado por dos conectores redondos a los cuales se conectan los arneses pertenecientes a cada banco de baterías (puesto que las baterías se distribuyen en dos bancos colocados en cada uno de los costados del vehículo), esto con el fin de permitir un reemplazo fácil y rápido de cada banco.

Conexión de tierras

Como puede verse en la figura IV.6. , en el módulo de recepción y acondicionamiento se empleó un tipo de conexión PARALELO-SERIE (véase Tipos más usuales de conexión de tierras en la pág.29) de manera que se toman tierras digitales y tierras analógicas diferentes (GNDD y GNDA respectivamente) en dos circuitos serie que a su vez se conectan en paralelo hasta el convertidor CD/CD (figura IV.3.). Dicha conexión se empleó también en los módulos restantes.

Capítulo V

DESARROLLO DE LA PROGRAMACIÓN

INTRODUCCIÓN

La programación del sistema se realizó de manera estructurada en el lenguaje ensamblador del microcontrolador 80C552. Dicha estructura consta de un programa principal y 10 subrutinas, además de un programa de definición de constantes y nomenclatura de registros de memoria RAM. Cabe señalar que durante el desarrollo de la programación se tomaron en cuenta las consideraciones necesarias para que el sistema interactúe con los otros sistemas asociados, (p. ej. el microcontrolador va a ser compartido con el equipo de despliegue y la programación interactúa con el módulo KDA que controla al motor) y que la programación deben soportar cambios en los componentes principales del sistema (tipo de baterías, número de baterías y tiempos de muestreo).

Protocolo de inicialización

Como ya se mencionó, la programación se diseñó atendiendo los requerimientos de los equipos con los que se interactúa, de este modo, el protocolo de inicialización se encarga de enviar y recibir las señales necesarias para la inicialización del controlador del motor

KDA, que por medio de las señales **AS** (habilitador de inicio), **READY** (listo para operación), **RF** (habilitador del motor) y **RUN** (activa el comando de velocidad), habilita la operación ó inhibición del motor.

Se clasificarán las señales mencionadas como entradas y salidas, referenciadas al controlador KDA.

ENTRADAS: AS, RF y RUN

SALIDA: READY

El protocolo se inicia con la rutina de Auto-verificación del sistema, en dicha rutina se autoverifican todos los módulos que componen el sistema, incluyendo los que son externos a éste. En caso de no encontrar error como resultado de la autoverificación, inmediatamente el sistema generará la señal **AS**, que se enviará directamente al controlador KDA; al recibir esta señal, el controlador KDA iniciará su propia rutina de Auto-verificación que es totalmente independiente a todo lo que esté fuera de él. Esta señal tiene que mantenerse mientras el motor se encuentre en operación, en caso contrario el motor ya no generará par, por lo que el sistema se tendrá que reiniciar. Si el controlador está en buenas condiciones entonces enviará la señal **READY**, que será leída por la microcomputadora que en respuesta enviará la señal **RF** enviando consecutivamente la señal **RUN**, esta última a velocidad distinta de cero (si no se cuenta con esta señal el motor no podrá desarrollar velocidades distintas de cero). Cabe mencionar que las señales **RF** y **RUN** deben mantenerse siempre que se desee mantener al motor en operación. En caso de deshabilitar la señal **RF** el controlador KDA responderá a una rampa de frenado programada que llevará al motor a una velocidad igual a cero, sin ocasionarle daño alguno.

PROGRAMA PRINCIPAL

El programa principal se divide en dos etapas: AUTOVERIFICACIÓN Y MONITOR (véase la figura V.1.). La primera se activa cada vez que el vehículo se enciende. Si en la prueba de autoverificación no se detectan errores, se continua con la segunda etapa del programa, MONITOR, el sistema permanece en esta etapa durante la operación normal del vehículo. A continuación se explica el funcionamiento de ambas rutinas.

Rutina de Auto-verificación

Esta rutina (véase figura V.2.) actúa al momento de encender el vehículo, se encarga de vigilar que los parámetros utilizados durante la operación del sistema de adquisición (referencias de voltaje y valores iniciales en transductores) estén dentro de los valores preestablecidos, en caso de valores incorrectos se desplegará un mensaje de error codificado en el odómetro, si los valores son correctos se proseguirá con la secuencia del programa. Una vez verificado lo anterior continuará con el monitoreo del voltaje en c/u de las baterías con el fin de detectar fallas como corto circuito, conexiones erróneas, baterías dañadas ó descargadas. En caso de encontrarse alguno de estos errores se desplegará el código de error correspondiente, así como el número de batería dañada y se esperará la señal de confirmación de error dada por el usuario. En caso de no encontrar error, se procederá con

la rutina CHKBAT, donde se aplica el modelo matemático que determina el estado de carga inicial del banco de baterías, al voltaje más bajo registrado en la lectura de voltajes individuales, inicializándose los registros que contabilizan el consumo/regeneración de energía (Ah) con el valor de carga inicial. Una vez finalizado este proceso se procede a dar las señales requeridas en el protocolo de inicialización para que el vehículo comience a operar.

Programa Monitor

El programa monitor (véase figura V.3.) actúa cuando el vehículo se encuentra operando normalmente, su función es la de verificar el voltaje total, comparándolo constantemente con un valor crítico predeterminado, en caso de estar por debajo de este valor se cancela la señal **RF**, ocasionando con ello que el vehículo obedezca a una rampa de frenado programada hasta llegar a una velocidad cero, además de activarse de nueva cuenta el Sistema de auto-verificación.

Otra de las funciones de este programa es la contabilización de energía (Ah) consumo ó regeneración mediante una rutina de integración numérica (rutina INTEG) que se habilita por una interrupción a tiempo constante (1/16 de segundo.)

Los resultados obtenidos se suman o restan dependiendo de la polaridad de la corriente a los registros de contabilización, mostrándose el estado de carga actual en un despliegue de barras.

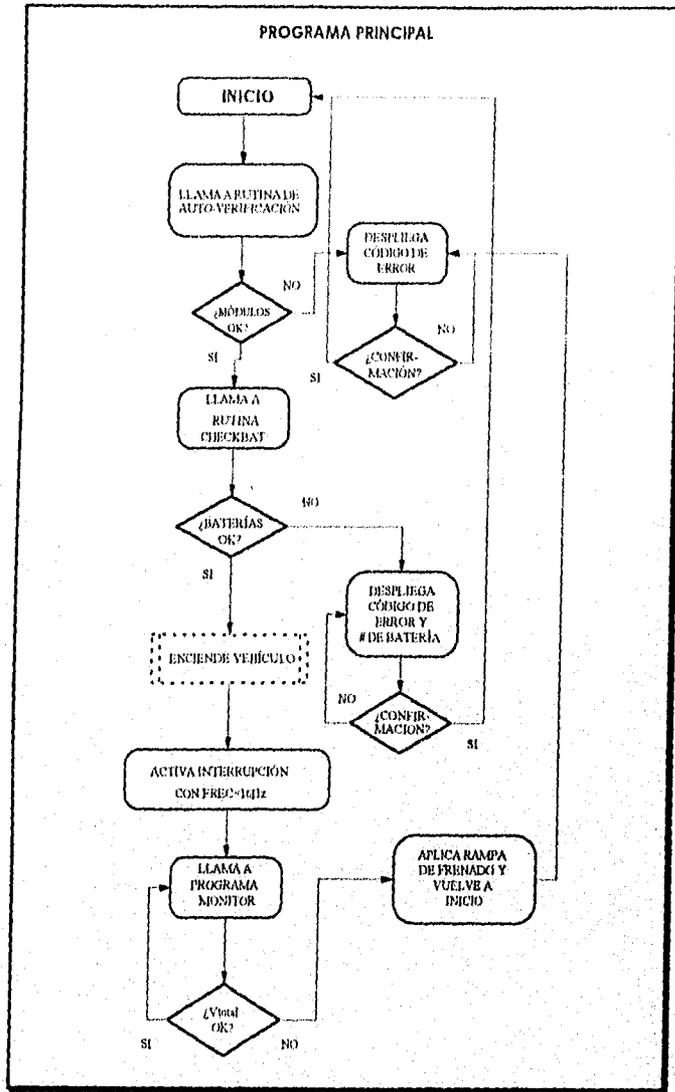


Figura V.1. Diagrama de flujo del PROGRAMA PRINCIPAL.

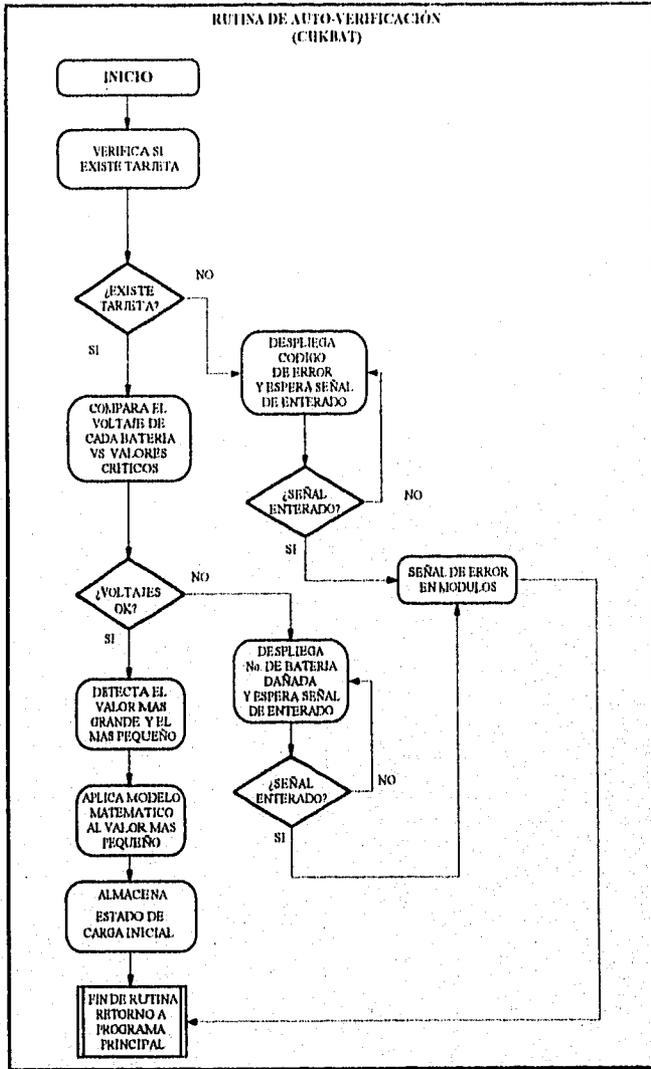


Figura V.2. Diagrama de flujo de la rutina CHKBAT.

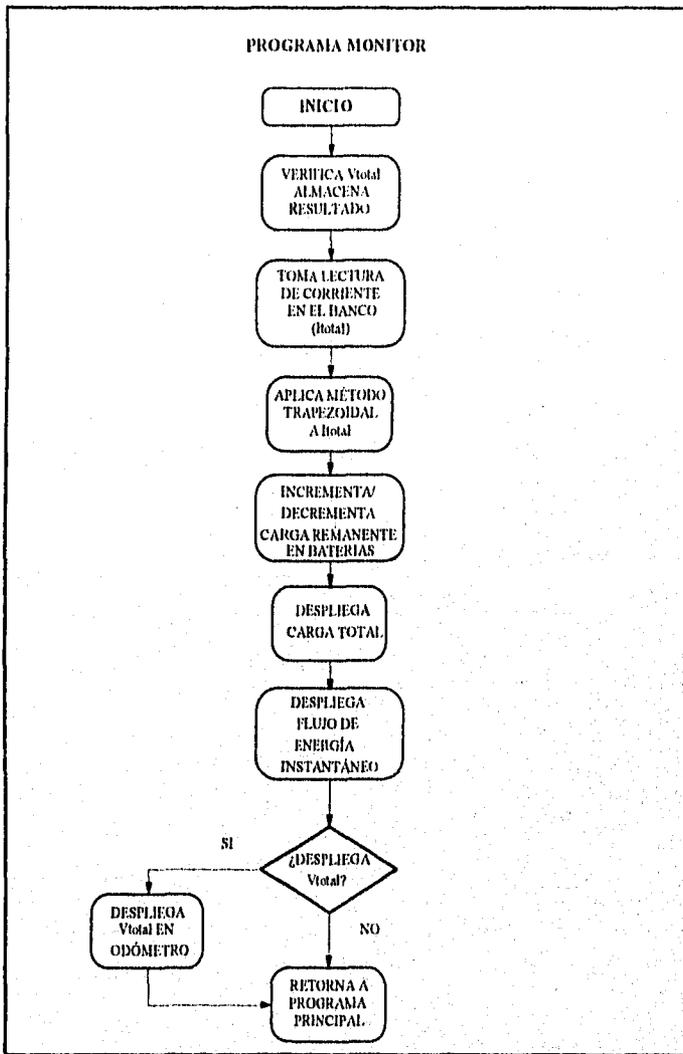


Figura V.3. Diagrama de flujo del programa MONITOR.

Durante la operación del vehículo se muestra el voltaje total en la pantalla del odómetro (siempre que se oprima un botón selector), así como la corriente instantánea en amperes, con su respectiva polaridad en el otro despliegue de barras. Finalmente se verifica la temperatura en las baterías comparándola constantemente con valores críticos y en caso de rebasar dichos valores se activará una alarma sonora.

DESCRIPCIÓN DE SUBROUTINAS

El conjunto de la programación consta de diez subrutinas, en las cuales se distribuyen las tareas de propósito general y las tareas con un sentido más específico.

Las subrutinas de propósito general realizan tareas repetitivas pero muy necesarias, por ejemplo, el microcontrolador tiene un convertidor analógico digital de 10 bits, pero maneja datos de 8 bits, por lo que debieron desarrollarse subrutinas de suma, resta, multiplicación y división para números de 10 bits, con el fin de no sacrificar resolución en las mediciones.

Las subrutinas COMPARA, RANGO, RB_H, MUL10B y ABRECHN son de aplicación numérica, mediante éstas se puede realizar la comparación de dos valores de 16 bits, las conversiones decimal-hexadecimal y hexadecimal-decimal, así como establecer si cierto valor se encuentra dentro de un rango determinado.

La subrutina ADCZ realiza conversiones analógico-digitales de 10 bits con ajuste automático de referencia (véase **Rutina de ajuste automático de referencia**), dicho ajuste permite que el sistema de monitoreo sea inmune a cualquier voltaje de offset presente en los

circuitos que multiplexan y adecuan las señales monitoreadas, la función de autocalibración permite también la lectura de voltajes positivos y negativos de ± 2.5 V.

En la rutina KLEIN3 se detectan voltajes críticos en las baterías y conexiones erróneas, se determina el estado de carga inicial del banco de baterías a través del modelo matemático, así como la posibilidad de que exista una diferencia mayor al 10% entre la batería más cargada y la más descargada con el fin de tener un voltaje homogéneo en la totalidad del banco.

La totalidad de los parámetros y constantes de funcionamiento del sistema están contenidos en el archivo DEFIN, de manera que es el único archivo que debe abrirse para modificar el tipo y número de baterías (máximo 64) que conforman el banco. Esto simplifica en gran medida cualquier cambio que pudiera hacerse posteriormente, además que limita la posibilidad de modificar los programas de aplicación.

DPLAY es una subrutina de despliegue para 4 $\frac{1}{2}$ dígitos, que no se utiliza en el prototipo final pero que fue de gran ayuda en la etapa de desarrollo.

Finalmente se tiene la rutina INTEG, que se activa con una frecuencia de 16 Hz. En esta rutina se utiliza el método numérico de integración trapezoidal para integrar con respecto al tiempo la corriente que fluye del banco hacia el motor del vehículo, sea en sentido directo o inverso (consumo o regeneración.)

RUTINA DE AJUSTE AUTOMÁTICO DE REFERENCIA (AUTO-CERO)

La rutina de auto-cero es llamada por la rutina ADCZ y tiene como finalidad el ajuste de cualquier voltaje de offset existente en la salida del amplificador de instrumentación U1 (todos los componentes se refieren a la figura IV.6. en la pág.101), además de que permite la medición de voltajes bipolares con el ADC del μC (el cual no poseía de fábrica tal capacidad). La rutina de auto-cero se realiza con cada lectura y conversión de datos por parte del μC , e implica los pasos siguientes:

1. Desconexión y puesta a tierra del amplificador U1, mediante la selección del CANAL 0 del multiplexor analógico U2 (dirección 000).
2. Lectura y conversión del voltaje de salida presente en U1, dicha lectura se almacena en la memoria RAM del μC .
3. Selección del canal deseado para la medición (canales 1 al 7 de U2), lectura y conversión del voltaje presente en U1, almacenamiento del resultado en memoria RAM.

Se obtiene la diferencia entre el resultado del inciso 2 y el resultado del inciso 3. El signo de la diferencia indica el signo del valor final, que es en sí mismo una lectura válida del canal seleccionado.

Capítulo VI

INTEGRACIÓN DEL SISTEMA

El sistema se formó con distintos módulos, que fueron diseñados y evaluados por separado, tanto en el *HARDWARE* como en el *SOFTWARE*. Los módulos que se diseñaron fueron los siguientes:

- Tarjeta madre
- Módulo SMAS
- Tarjeta de relevadores REED
- Tarjeta de despliegue
- Convertidor CD/CD aislado
- Caracterización de transductores
- Evaluación del *SOFTWARE*

Para la integración del diseño final fue necesaria la concepción, evaluación, y la caracterización, de cada uno de los módulos del sistema. En otras palabras, no es posible (en este contexto) la integración de un sistema con otro si no se sabe el funcionamiento de ambos, sobre todo en el manejo de la programación y la distribución del *HARDWARE*.

La programación modular del sistema permite la inclusión de rutinas y su modificación de manera sencilla. Además que este tipo de programación permitió la evaluación de cada una de las rutinas utilizadas. A continuación se describen las pruebas realizadas a las rutinas de mayor peso en el sistema.

Considerando a las rutinas KLEIN3, INTEG y ADCZ_II, como las rutinas características del sistema, las pruebas para evaluarlas fueron diseñadas con un propósito doble; primero para evaluar y perfeccionar el funcionamiento de las rutinas y segundo para lograr una depuración del *SOFTWARE* y del sistema, puesto que son las rutinas que lo caracterizan, es decir, se redujo, en la medida de lo posible, el margen de error al mínimo, ya que en dichas rutinas se llevan a cabo cálculos numéricos y procesos matemáticos. Esto es propiamente lo que caracteriza al sistema.

Para la evaluación de la rutina KLEIN3 se utilizaron baterías comerciales tipo alcalino de 9V (figura), lo cual resultó de gran utilidad porque de esta evaluación surgieron ideas que depuraron la programación del sistema, consiguiéndose el funcionamiento al 100% de esta rutina.

En la rutina INTEG la evaluación fue muy meticulosa, puesto que dicha rutina contabiliza la energía del sistema. Las peculiaridades de esta rutina no fueron pocas ni fáciles de resolver, en primer lugar se tiene que la corriente que se consume, así como la que se regenera son medidas por el sistema, esto implica un cambio de signo y si recordamos la expresión utilizada en el método trapezoidal de integración numérica:

$$L_n = \frac{L_{n-1} + I_n}{2} \cdot \Delta t$$

Se observa que L_n (que representa las lecturas de flujo de corriente en un instante t) puede tomar tanto valores positivos como negativos, ocasionando que la expresión no tenga una solución tan directa como lo aparenta. Tomando en cuenta dicha variación, se tuvieron que

contemplar todas las posibilidades de variación de signo en la expresión. A manera de ejemplificar lo antedicho se expone lo siguiente:

Si I_{n-1} es positiva y I_n es negativa y además $I_n > I_{n-1}$ entonces la suma algebraica deviene en una resta cuyo resultado será negativo. Esto implica que en el registro acumulador de carga se efectúe la suma algebraica de cada evaluación. Como una convención se estableció que si la corriente tiene signo negativo es corriente que entra al sistema, es decir de regeneración, caso contrario tiene signo positivo. Esto es solo uno de los posibles casos que se pueden presentar en el sistema. Como prueba final a dicha rutina, se utilizó como entrada al sistema una señal senoidal simétrica con respecto al eje de las abscisas (es decir sin componentes de CD), teniéndose de esta manera un resultado esperado de cero en el integrador, puesto que los voltajes positivos y negativos se anulan mutuamente. Además se usaron como entrada al sistema series de voltajes de CD (lo más heterogéneo posible), para estar completamente seguros de la eficacia de la rutina INTEG. Una vez que se alcanzó este objetivo, se procedió a evaluar numéricamente los resultados que arroja la rutina. Teniendo un flujo constante de corriente, se estimaron los resultados esperados y se compararon con los resultados obtenidos por la rutina.

En la (tabla VI-1) se muestran los resultados obtenidos en una prueba al integrador con una corriente constante = $\pm 2A$ y con un valor de estado de carga inicial del 30%. En la (figura IV.1.) se muestra la implementación de dicha prueba. Los valores presentados son los valores en el registro acumulador de carga, por lo que están multiplicados por un factor de $1 * 10^8$ y están dados en su equivalente en Ah.

Valor esperado en Ah		Valor obtenido en Ah		Tiempo t (min)
+2A	-2A	+2A	-2A	
300000000	300000000	300000000	300000000	0
300345600	299630592	300279958	299639057	1
300679168	299302912	300654028	299237376	2
301727744	298254336	301831894	298251230	5
302710784	297205760	302711087	297271296	8
303431680	296484864	303327543	296687720	10

Tabla VI-1 Prueba del integrador.

Los valores de energía que corresponden a una corriente consumo/recarga de 2A, se obtuvieron de la siguiente manera:

El voltaje que entrega la RSHUNT cuando circula a través de ella una corriente de 2A es igual a 0.48mV, utilizando la expresión (4) de la memoria de cálculo, se tiene que la energía asociada a 2A en 1/16 de segundo es igual a .0347mAh \Rightarrow la energía en un minuto es igual a 0.033Ah, que corresponde en términos del registro acumulador a un valor de 345600. Dicho valor se suma o resta dependiendo del signo de la corriente (+2A ó -2A, para esta prueba) al registro acumulador, cada tiempo $t=1$ min.

Para evaluar a la rutina ADCZ_II (rutina con autocero), fue necesario el diseño de algunos programas auxiliares, como lo fue el programa PRUEBA diseñado para la calibración y puesta a punto del sistema. Dicho programa lee un voltaje de entrada y lo despliega, consiguiéndose de esta manera la comparación de la respuesta del sistema con la

respuesta que presenta un voltímetro digital de 5 ½ dígitos marca FLUKE, utilizado como patrón. Además se utiliza para poner a punto todos los potenciómetros de precisión necesarios para el funcionamiento óptimo del sistema, garantizándose de este modo una respuesta confiable del sistema.

En cuanto a la distribución del *HARDWARE* se tuvo que establecer un acuerdo con el equipo encargado del diseño de la tarjeta madre, puesto que el número de puertos de Entrada/Salida con los que dispone la tarjeta es limitado. De la misma manera se definieron los parámetros de diseño para una tarjeta de despliegue utilizable por ambos equipos.

El módulo SMAS, encargado del acondicionamiento y multiplexado de las señales, se diseñó con una capacidad de monitoreo de 69 canales analógicos (que soportan 64 baterías conectadas en serie, dos sensores de temperatura y 3 señales varias de $\pm 2.5V$). Dicho módulo se implementó en una tarjeta de circuito impreso con cuatro ranuras de expansión (donde se alojan las tarjetas de relevadores REED), y ocho conectores para señales analógicas, además de un conector tipo DB25 donde se obtienen las señales de control de los decodificadores y multiplexores y las señales de polarización para el módulo SMAS y a las tarjetas de relevadores REED.

El convertidor CD/CD aislado es el encargado de suministrar la energía al sistema a partir de una batería de 12VDC. Físicamente este convertidor es un chip que realiza esta función y sólo se diseñaron los filtros necesarios para eliminar el ruido producido por un convertidor CD/CD.

Para la caracterización del transductor de corriente (RSHUNT), en el que la corriente que se maneja está dentro de un rango de (50 y 150A), valor extremadamente alto para

obtener en un laboratorio convencional de electrónica, se utilizaron las instalaciones del Laboratorio de Equipo Eléctrico de la Facultad de Ingeniería (UNAM), donde se obtuvieron corrientes del orden de 60A, siendo esto de gran utilidad para la caracterización de la RSIUNT. Con esta prueba se pudieron corroborar los datos del fabricante y simular condiciones altamente ruidosas para el sistema. En las figuras VI.1. , VI.2. y VI.3. se muestran los distintos módulos que conforman al sistema y su integración en la versión final.

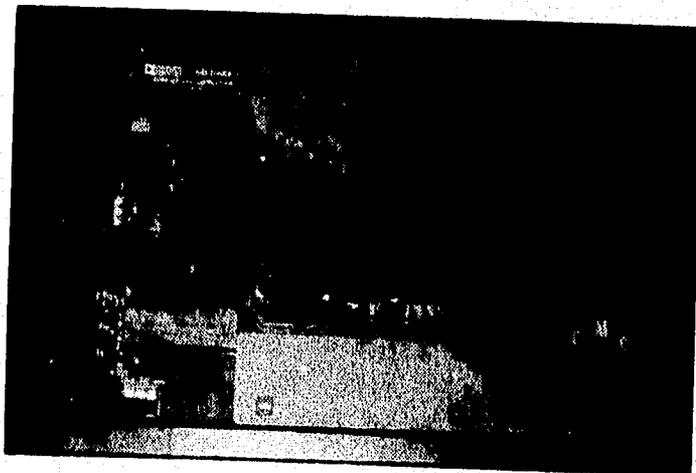


Figura VI.1. Módulo SMAS.

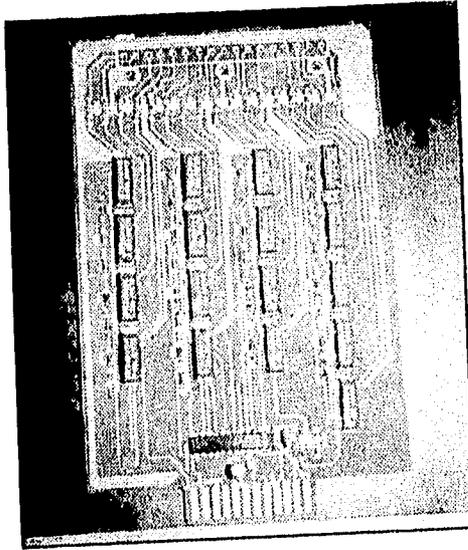


Figura VI.2. Tarjeta de relevadores REED.

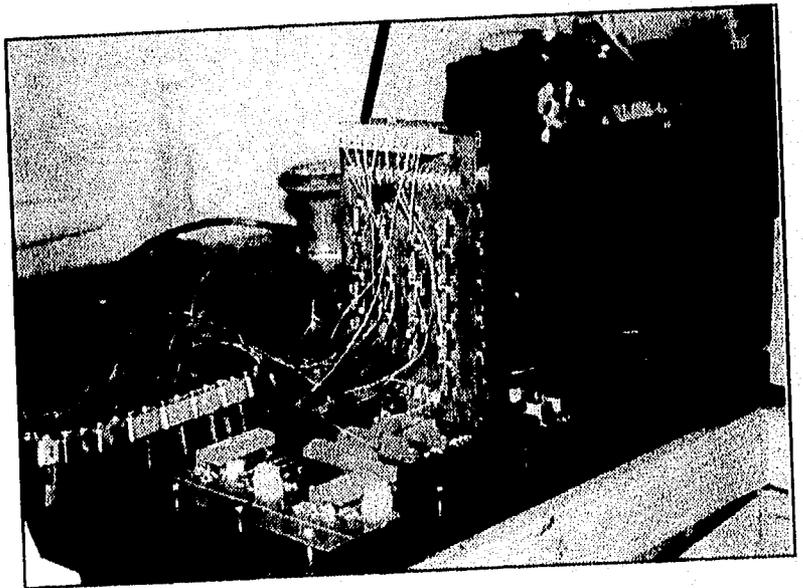


Figura VI.3. Integración final de los módulos.

CONCLUSIONES Y ALCANCES

Para el cumplimiento de los objetivos planteados al inicio del presente trabajo de tesis, fue necesario llevar a cabo una investigación de todos los elementos requeridos para el diseño final, empezando desde ir a todos los sistemas de transporte eléctrico disponibles en la ciudad de México, posteriormente, se hizo una investigación en la base de datos *DIALOG*, para tener conocimiento de los avances tecnológicos a nivel mundial relacionados con este diseño.

Una vez que se procesó toda la información obtenida se delimitó el diseño y se procedió a la implementación. Durante el desarrollo de ésta se presentaron problemas diversos, inherentes al diseño del sistema, lo cual paradójicamente resultó ser muy benéfico ya que al solucionarse dichas dificultades se obtuvo un diseño más completo y, naturalmente, los conocimientos y experiencias adquiridas en este trabajo serán de gran utilidad en el desempeño de la futura vida profesional.

En el sistema de adquisición de datos se presentaron problemas tales como la presencia de ruido eléctrico, el acondicionamiento de señales, la necesidad de leer valores negativos de voltaje (para lo cual no fue diseñado el μC seleccionado para este proyecto) y el aislamiento del sistema respecto del banco de baterías. Para solucionar estos problemas fue necesario diseñar y construir varios circuitos en cada caso con el propósito de evaluar su comportamiento y adecuación al sistema. Así, en el diseño final se presentan los circuitos

que mostraron el mejor desempeño, tomando en cuenta los objetivos de diseño de los cuales se partió. Uno de los problemas más complejos en resolverse fue el del ruido eléctrico, ya que por diversos factores (el tener una resolución de 10 bits en el convertidor A/D, la operación del sistema en un ambiente altamente ruidoso, el cableado del sistema, el manejo de niveles altos de voltaje y corriente, etc.) éste fue una molestia constante durante el desarrollo, debido a que las variaciones de voltaje producidas por causa del ruido se reflejaban directamente en los resultados que arrojaba el sistema. Para la solución de los problemas mencionados se utilizaron amplificadores de instrumentación, de aislamiento, cables blindados, el diseño adecuado de las tarjetas de circuito impreso (p.ej. se trazaron las tierras en forma de rejilla), la inclusión del sistema dentro de una caja de blindaje y una distribución adecuada de tierras (del tipo paralelo-serie), todo esto como una aplicación directa de la teoría expuesta en el **Capítulo II** de este trabajo de tesis.

Cabe mencionar que, aunque se hizo un diseño cuidadoso del sistema, al final del proyecto se encontraron pequeños detalles, tales como el ajuste de las constantes de las baterías, ya que en la evaluación del prototipo se usaron baterías alcalinas de 9V y las baterías del vehículo eléctrico son de tipo ácido-plomo de 12.5V. También se hicieron ajustes en el encapsulado de los sensores de temperatura para obtener un mejor funcionamiento de éstos, en fin, todos los ajustes que surgieron al montar, evaluar e interconectar el prototipo con los otros equipos involucrados en el diseño, se resolvieron sobre la marcha. De lo anterior se concluye que en el desarrollo de éste o cualquier otro tipo de proyecto es indispensable la comunicación permanente entre todos los miembros del equipo de trabajo, entre ellos mismos, o entre ellos y las demás personas involucradas.

El comportamiento del sistema resultó ser muy eficaz, ya que proporciona el nivel de carga remanente en las baterías y el estado de carga actual mientras el vehículo está operando, lo que resulta de gran utilidad, pues el conductor puede ir observando el consumo o la recuperación de energía en el tablero, ayudándolo a modificar sus hábitos de manejo.

En caso de fallas el sistema acciona una alarma cuando las baterías estén dañadas o en caso de conexiones erróneas, proporcionando, por medio de un código de error desplegado en el tablero, el tipo y la ubicación de la falla, lo cual resulta ser muy útil pues reduce el tiempo de reparación de la unidad.

El sistema contabiliza la energía con un error aproximado del 0.027%, lo que hace al sistema muy confiable. Una ventaja importante del sistema es su flexibilidad, ya que permite conectar desde 2 hasta un máximo de 64 baterías sin importar el tipo de éstas, lo que en un prototipo de un vehículo eléctrico resulta muy conveniente, debido a que permite la evaluación del comportamiento del vehículo con distintas cantidades y distintos tipos de baterías.

En lo que a consumo de energía concierne, el sistema consume en promedio 250mA, que resulta ser un consumo bajo, además el sistema cuenta con una batería, propia que se recarga con los sistemas de regeneración del vehículo, de esta manera no se afecta la autonomía del vehículo.

Por último, el sistema desarrollado tiene la capacidad de utilizarse en aplicaciones de recarga inteligente, la cual permite recargar todo un banco de baterías en el tiempo mínimo posible, sin desperdicio de energía por que el recargador suministra solamente la requerida para restablecer las baterías. Cabe mencionar que los sistemas de recarga inteligente han

cochado un enorme interés por sus características de eficiencia y rapidez de recarga, por lo que es menester que un sistema de monitoreo con las últimas ventajas de la electrónica (como lo es el sistema desarrollado en este trabajo de tesis) tenga la capacidad de realizar esta tarea si se quiere que perdure su utilización en las nuevas tecnologías de vehículos eléctricos del siglo XXI.

BIBLIOGRAFÍA

- Anonymous, Linear Databook. National semiconductor, 1989.
- Anonymous, 'Rechargeable Batteries Applications Handbook', Ed. Butterworth-Heinemann, Stoneham, Ma., 1991.
- Mohan Ned, Undeland Tore M., Robbins William p. 'Power Electronics: Converters, Applications and Design', Ed. John Wiley & Sons, Singapur, 1989.
- Moore, Steve. 'Designing with Analog Switches' Ed. Marcel Dekkel, Inc. New York, 1990.
- Morrison, Ralph. 'Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation'. Ed. John Wiley & Sons, Montovia, Ca. 1986.
- Ott, Henry. 'Noise Reduction Techniques in Electronic Systems'. A Wiley Interscience Publication, Livingston, New Jersey, 1987.
- Signetics. Signetics Micro-processor Products, 1990.
- Tran Tien Lang. 'Electronics of measuring Systems'. Ed. John Wiley & Sons. Gif-Sur-Yvette, Francia, 1987.
- Wicks, Frank E. & Marchionne, Darryl. 'Development of a Model to Predict Electric Vehicle Performance Over a Variety of Driving Conditios'. Proceedings of the 27th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, San diego, Ca. 1992.
- Whitehead, Gerald & A. Scott Keller. 'Thermal Characteristics of Electric Vehicle Batteries'. Electrotek Concepts, Inc. Paper No. 911916.

APÉNDICES

APÉNDICE A. MEMORIA DE CÁLCULO

APÉNDICE C. LISTADO DE PROGRAMAS

APÉNDICE D. ESPECIFICACIONES

APÉNDICE A

MEMORIA DE CÁLCULO

MODELADO MATEMÁTICO DE LAS BATERÍAS

Para determinar el estado de carga en las baterías a través de una rutina de *Software* fue necesario ajustar los datos de la curva de Voltaje en Circuito Abierto vs Edo. de Carga en condición de equilibrio OCV, mostrada en la figura III.3., utilizando el método de regresión lineal de los mínimos cuadrados. Los datos se muestran en la Tabla A-1., y el algoritmo utilizado es el siguiente:

$$B = \frac{(\sum x \cdot y - nX \cdot Y)}{(\sum y^2 - nY^2)} \dots\dots (1);$$

Donde: Y es el valor medio en y ; $Y=12.25$

y es la variable que representa al voltaje de la batería.

X es el valor medio en x ; $X=47.158$

x es la variable que representa al estado de carga de la batería.

n es el número de muestras.

Apéndice A

Además:

$$f(x) = A + B \cdot (y - Y) \dots\dots (2);$$

$$A = X \dots\dots (3);$$

Por lo tanto, sustituyendo 1 y 3 en 2, el modelo matemático resultante es:

$$f(x) = 77 \cdot y - 893$$

X Estado de carga en la batería (%)	Y Voltaje en la batería (VDC)	Producto ; X·Y (VDC·Edo de carga)	Y ²
0	11.59	0	134.328
7.77	11.805	91.725	139.358
15	11.9	178.5	141.61
23.3	12	279.6	144
31.38	12.18	382.396	148.352
40.38	12.23	494.837	149.573
48.4	12.32	600.288	151.782
56.77	12.37	718.463	153.017
70	12.5	875	156.25
77.7	12.57	976.899	158.005
85	12.72	1081.2	161.798
93.3	12.82	1198.404	164.352
		S= 7060.826	S= 1802.426

Tabla A-1, Datos obtenidos de la curva Voltaje en circuito abierto vs Edo. De carga.

El error se redujo considerablemente implementando una rutina que detecta la batería con el valor de voltaje más bajo, aplicándose a dicho valor el modelo matemático. Esta solución es un sistema más de protección para las baterías ya que activa las alarmas y en su caso puede inhibir al sistema cuando la batería más descargada del banco entra en valores críticos de operación.

CÁLCULO DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS

Cálculo de los divisores de V_{TOTAL} y $V_{INDIVIDUAL}$ del banco de baterías

El circuito equivalente de ambos divisores de voltaje involucrados se muestra en la figura

A.1.

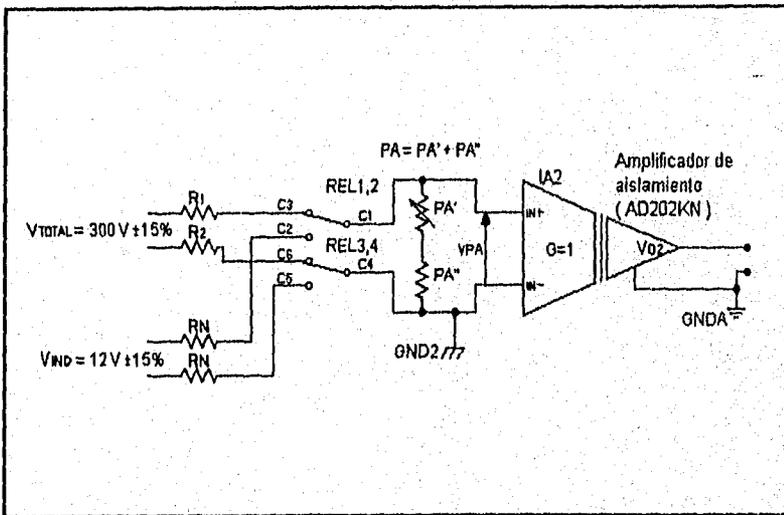


Figura A.1. Divisores resistivos que reducen los voltajes V_{TOTAL} y $V_{INDIVIDUAL}$.

En donde el porcentaje de error de $\pm 15\%$, en el voltaje total (V_{TOTAL}) e individual (V_{IND}) del banco de baterías es un dato proporcionado por los diseñadores del VE.

Cálculo de R_N

Como puede verse en la-figura A.1. , P_A forma un divisor de voltaje con las resistencias R_N cuando REL1,2 y REL3,4 hacen contacto en los puntos C1,C2 y C4,C5 respectivamente, además las resistencias R_N se incluyen para proteger el sistema contra la posibilidad de producirse un corto-circuito, en caso de que se cierren dos o más relevadores incorrectamente en el multiplexor REED (véase la figura IV.4. en la pág. 97). Para la última consideración, el peor caso se tiene cuando se cierran al mismo tiempo los dos relevadores extremos del multiplexor, esto se muestra claramente en la figura A.2.

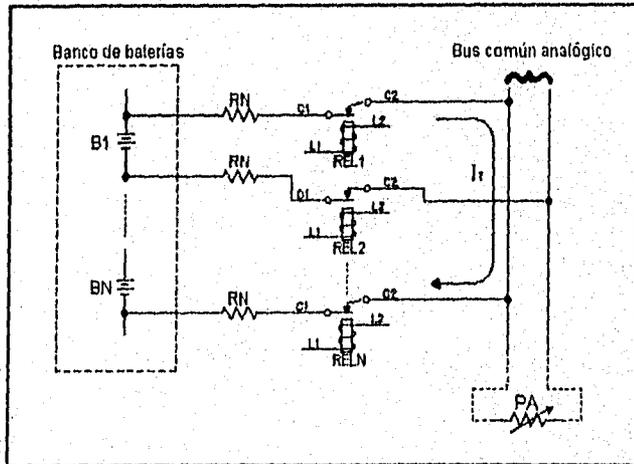


Figura A.2. Voltaje total del banco (V_{TOTAL}) en cortocircuito a través de R_N .

Como puede verse en la figura, dicha condición es equivalente a tener V_{TOTAL} a través de dos resistencias R_N conectadas en serie. Así, tomando en cuenta V_{TOTAL} máximo y seleccionando una R_N de 100 k Ω :

$$V_{TOTAL} = 300V + 15\% = 345 \text{ V}; R_N = 100 \text{ k}\Omega:$$

$$I = \frac{V_{TOTAL}}{2R_N} = \frac{345V}{200k\Omega} = 1.73mA$$

También;

$$P_{RN} = I^2 R_N = 300mW$$

Por lo que es suficiente utilizar resistencias de 100 k Ω a ½ Watt, que se adquieren fácilmente en el mercado. Cabe mencionar que se emplearon para este propósito resistencias de película metálica por su tolerancia del 1% y buena estabilidad con respecto a variaciones de temperatura.

Cálculo de P_A

El divisor formado entre P_A y las resistencias R_N puede representarse mediante la siguiente expresión:

$$\frac{R_N}{P_A} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{IND}}{V_{PA}} - 1 \right) \dots\dots (1)$$

Donde V_{PA} es el voltaje a través de la resistencia P_A (ver Figura A.1.) y debe ser menor o igual a 2.5V (puesto que el rango de medición del SAD es de $\pm 2.5V$, como se expone anteriormente.)

Así, tomando en cuenta el voltaje individual de cada batería como un máximo:

$$V_{IND} = 12V + 15\% = 13.8 \text{ V}$$

De la expresión (1) se obtiene:
$$\frac{R_N}{P_A} = \frac{1}{2} \left(\frac{13.8}{2.5} - 1 \right) = 2.26$$

Por lo tanto, si $R_N = 100 \text{ k}\Omega$:
$$P_A = 44.25 \text{ k}\Omega$$

Como puede notarse en la figura:

$$P_A = P_A' + P_A''$$

por lo que se seleccionaron los siguientes componentes:

$$P_A' = 10 \text{ k}\Omega$$

$$P_A'' = 40.2 \text{ k}\Omega$$

Donde el potenciómetro P_A' se comporta como un "ajuste fino" del voltaje V_{PA}

Cálculo de R_1 y R_2

P_A forma un divisor de voltaje con las resistencias R_1 y R_2 cuando REL1,2 y REL3,4 hacen contacto en los puntos C1,C3 y C4,C6 respectivamente (ver Figura A.1.), dicho divisor puede representarse por la siguiente expresión :

$$\frac{R}{P_A} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{IND}}{V_{PA}} - 1 \right) \dots\dots\dots (II); \quad \text{Donde: } R_1 = R_2 = R$$

Así, suponiendo un V_{TOTAL} máximo, de la ecuación (II) se obtiene:

$$R = \frac{P_A}{2} \left(\frac{V_{TOTAL}}{V_{PA}} - 1 \right) = \frac{44.25 \text{ k}\Omega}{2} \left(\frac{345}{2.5} - 1 \right) = 3 \text{ M}\Omega$$

Se escogió el valor comercial más cercano de $3.3 \text{ M}\Omega$, lo que no representa un problema puesto que la relación del divisor es corregida por software.

Cálculo de R_G y R_F para los amplificadores de aislamiento

Como se mencionó anteriormente, R_G y R_F establecen la ganancia de cada uno de los amplificadores de aislamiento IA1 e IA2. Para su cálculo se emplea la siguiente expresión (que es especificada por el fabricante del dispositivo):

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \text{Donde: } R_F \geq 20 \text{ k}\Omega \dots\dots (III)$$

Que como puede verse es la ecuación de ganancia de un amplificador operacional en modo "no-inversor".

Ganancia de IA1. Como se mencionó anteriormente, la resistencia R_{SIUNT} tiene un valor de $0.24 \text{ m}\Omega$ (véase **Selección de transductores** en la pág. 89) por lo que, si la corriente máxima que maneja el VE es de 160 A (dato proporcionado por sus diseñadores), se tiene un voltaje máximo en la resistencia R_{SIUNT} (V_{SIUNT}) de:

$$V_{SIUNT} = 160 \text{ A} \cdot 0.24 \text{ m}\Omega = 38.4 \text{ mV}$$

Así, puesto que el rango de medición del SAD es de $\pm 2.5V$, se tiene que:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2.5V}{38.4mV} = 65$$

En la práctica, se encontró que $G=50$ era suficiente para la aplicación; por lo tanto, si se escoge una resistencia $R_G=1020 \Omega$ (que es un valor comercial para resistencias de película metálica), de la expresión (III) obtiene:

$$G = 50 = 1 + \frac{R_F}{1020\Omega}$$

De donde se obtiene el valor de R_F

$$R_F = (50 - 1)(1020\Omega) = 49.9k > 20 k\Omega$$

Que también es un valor comercial para resistencias de precisión.

Ganancia de IA2. El amplificador IA2 sirve únicamente para aislar V_{PA} del SAD (véase Figura A.1.) por lo que tiene ganancia unitaria; dicha ganancia se obtiene eliminando las resistencias R_G y R_F , además del capacitor $C2$.

CONSIDERACIONES MATEMÁTICAS SOBRE LA OBTENCIÓN DEL FLUJO DE ENERGÍA (A11)

El medidor de Amperes-hora, o Amperhorímetro, tiene como finalidad el contabilizar la energía que ceden o reciben las baterías durante toda la jornada de trabajo del VE, de modo que el sistema de monitoreo tenga disponible en cualquier momento el estado de carga remanente en el banco, con el fin de presentar dicha información al usuario mediante despliegue de barras (simulando un gasómetro), además de activar las señales de alarma en caso de presentarse un estado de descarga peligroso para las baterías.

La cuantificación de energía se obtiene mediante la integración de la curva de corriente que fluye a través del banco de baterías (consumo ó regeneración), durante el intervalo de tiempo en que opere el VE (que puede ser de varias horas). Esto queda bien representado con la siguiente fórmula:

$$\text{Estado de carga} = K_{INT} \int_0^T I(t) dt \quad [\text{Ahr}]$$

En donde $0-T$ es el intervalo de tiempo de la jornada de trabajo del VE y K_{INT} es la ganancia proporcionada por el sistema integrador que se utilice (es recomendable que K_{INT} sea unitaria para que los valores obtenidos representen directamente los resultados de la integración)

De lo anterior es evidente lo impráctico (si no imposible) que sería hacer la integración en un intervalo de tiempo tan grande, por lo que se procedió a dividir dicho intervalo en fracciones

más manejables. En la figura A.3. se presenta una gráfica en donde se supone el comportamiento de la corriente que fluye a través del banco de baterías, respecto a una cierta jornada de trabajo.

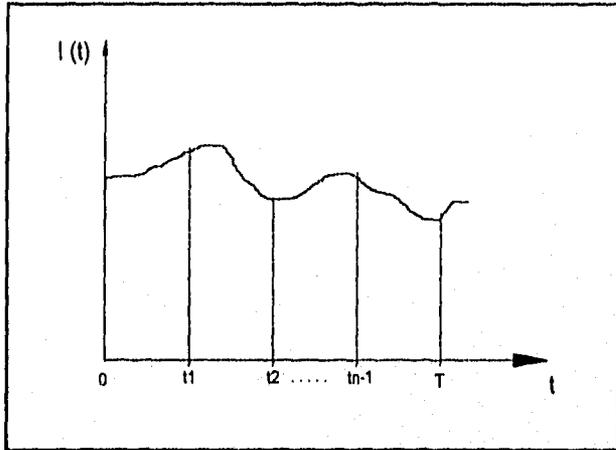


Figura A.3. Curva de I(t) vs t

Como puede verse el intervalo de tiempo total Δt , de varias horas, se ha subdividido en pequeñas fracciones $\Delta t'$, que pueden ser del orden de milésimas de segundo, las cuales se usan para definir un nuevo intervalo de integración, en efecto:

$$K_{INT} \int_0^T I(t) dt = K_{INT} \left\{ \int_0^{t_1} I(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} I(t) dt + \dots + \int_{t_{n-1}}^T I(t) dt \right\}$$

De lo que se concluye que es posible realizar la integración respecto al periodo de tiempo Δt , mediante la suma algebraica de pequeñas integrales hechas con respecto a un periodo menor $\Delta t'$. Esta deducción es cierta sin importar la forma que tome la curva de corriente $I(t)$.

Para lograr este objetivo se evaluaron dos tipos de integradores: Analógico y Digital. El integrador analógico presentó una gran cantidad de problemas, la mayoría inherentes al ruido, ya que la señal $X[mV]$ está dentro del rango $(\mu V - mV)$, complicándose entonces el manejo de la señal. Optándose por un integrador digital. En la implementación del integrador digital se utilizó el método trapezoidal de integración numérica, ya que con dicho método se logra una aproximación bastante aceptable para esta aplicación. Para ello se utilizó la siguiente expresión:

$$L = \frac{L_{n-1} + L_n}{2} \cdot \Delta t \dots\dots\dots (1)$$

Donde: L_n es el valor que tiene la función $I(t)$ en un tiempo t_n .

L_{n-1} es el inmediato valor anterior a L_n .

Δt es el tiempo de integración.

ALGORITMO DE INTEGRACIÓN DE LA CORRIENTE EN LA RESISTENCIA R_{SIJUNT}

El algoritmo de integración digital comprende las siguientes etapas:

Estado de carga inicial de las baterías. Se calcula con el modelo matemático (anteriormente descrito) y se inicializan, con dicho valor, los registros contadores de energía. Los registros contadores de energía son registros de memoria RAM utilizados exclusivamente para este fin y lo componen cuatro registros de 8 bits cada uno, que están concatenados y forman uno solo (registro acumulador), puesto que la resolución del manejo numérico de esta aplicación así lo requiere. De tal manera que si se tiene un valor del 100% en el estado de carga inicial su correspondiente en el registro acumulador es de $100 \cdot 10^6$. Una vez inicializado el registro acumulador se procede a sumar o restar energía en Ah. La contabilización de energía se lleva a cabo con la rutina de integración ejecutada por el μC , donde Δt se fija y se muestrea el voltaje en R_{SHUNT} y el voltaje total en el banco de baterías. Para la explicación del algoritmo es menester hacer las siguientes consideraciones:

Relación Corriente-Voltaje en la resistencia R_{SHUNT} :

$$\frac{250[A]}{60[mV]} = \frac{I[A]}{X[mV]} \dots\dots\dots(2)$$

donde $I [A]$ es la corriente que fluye por el banco de baterías y $X[mV]$ es el voltaje en R_{SHUNT}

$$I[A] = \frac{250[A] \cdot X[mV]}{60[mV]} \dots\dots\dots(3)$$

En la expresión (3) la única variable es $X [mV]$, que determina la corriente en Amperes que fluye por el banco y determina los valores I_m de la expresión (1), obsérvese que el coeficiente $\frac{250A}{60mV}$ es constante.

El valor de la constante Δt en la expresión (1) está dado en función de la frecuencia de la interrupción por *Software* que muestrea el voltaje presente en $R_{SHUNT} X [mV]$. Para que las unidades sean congruentes Δt tiene que estar dado en horas, puesto que las unidades de energía que se manejan son Ah. De este modo, y sabiendo que $f = 16\text{Hz} \Rightarrow t = 0.0625\text{s}$, Δt se define como:

$$\frac{\Delta t}{0.0625\text{s}} = \frac{1\text{hr}}{3600\text{s}} \Rightarrow \Delta t = 0.173611 \times 10^{-6} \text{hrs.}$$

Faltando por considerar las modificaciones que se hacen a la señal de voltaje $X [mV]$ en la R_{SHUNT} , con el fin de acondicionarla para el sistema de adquisición de datos. La señal se amplifica con una ganancia $G=50$, por el amplificador de aislamiento y a su vez se divide entre 10 en la rutina de *Software* que se encarga de leer dicho valor. De esta manera el algoritmo completo de conversión está definido por la siguiente expresión:

$$I[A] = \frac{250[A] \cdot X[mV] \cdot 10}{60[mV] \cdot 50} \dots\dots\dots (4)$$

sustituyendo cada par de valores de $I [A]$ que se obtienen en la ecuación (4) por sus respectivos valores L_n y L_{n-1} en la expresión (1), se obtiene en flujo de energía cada 0.0625 segundos, actualizándose con dicho valor al registro acumulador.

APÉNDICE C

LISTADO DE PROGRAMAS

PROGRAMA PRINCIPAL

Programa de auto-chequeo y prueba inicial del banco de
baterías.

INCLUDE DEFIN.ASM

SEG RUTS

INCLUDE KLEIN3.ASM
INCLUDE DPLAY_I.ASM
INCLUDE ADC.ASM
INCLUDE COMPARA.ASM
INCLUDE REST.ASM
INCLUDE ADCA_II
INCLUDE RANGO.ASM

AUTOCHECK: PROC

*** ENVIA MENSAJE DE AUTO-CHEQUEO ***

```

INIZIO  MOV ADCN, #06H      ;Selecciona P5.6
        CLR P40
        CLR P41
        CLR P42            ;Selecc. canal 0 del SMAS (Referencia)
        CLR P43            ;Activa SMAS

        JNB P44, L?OK      ;Detecta el estado de BMX
    
```

;*** MENSAJE DE ERROR EN SMAS ***

WARTEN MOV BCD1_2, #001H
 MOV BCD3_4, #0EEH
 CALL DPLAY_1
 JB P47, WARTEN
 JMP INIZIO

L?OK CALL CAD
 MOV EL, #RFSUPL
 MOV EH, #RFSUPH
 MOV DL, #RFINFL
 MOV DH, #RFINFH
 CALL RANGO
 JBC BRNG, L?NOERRO
 ;*** MENSAJE DE ERROR EN REF ***

WARTN1 MOV BCD1_2, #002H
 MOV BCD3_4, #0EEH
 CALL DPLAY_1
 JB P47, WARTN1
 JMP INIZIO

L?NOERRO SETB P42 ; Selecciona temp.
 SETB P41
 CLR P40

 CALL ADCA_Z

 MOV EL, TSUPL
 MOV EH, TSUPH
 MOV DL, TINFL
 MOV DH, TINFH

 CALL RANGO
 JBC BRNG, L?NOERR1
 ;*** MENSAJE ERROR EN TEMP ***

WARTN2 MOV BCD1_2, #003H
 MOV BCD3_4, #0EEH
 CALL DPLAY_1
 JB P47, WARTN2

```

                JMP INIZIO

L?NOERR1      CLR P42
                CLR P41
                SETB P40 ; Selecciona Rshunt

                CALL ADCA_Z
                MOV EI, RSSUPL
                MOV EH, RSSUPH
                MOV DL, RSINFL
                MOV DH, RSINFH

                CALL RANGO
                JBC BRNG, L?NOERR2
                ; *** MENSAJE ERROR EN SHUNT ***

                MOV BCD1_2, #004H
                MOV BCD3_4, #0EEH
WARTN3        CALL DPLAY_1
                JB P47, WARTN3
                JMP INIZIO

L?NOERR2      CLR A
                MOV DSLOT, #000H
                MOV CONT, #000H
                MOV DPTR, #2001H ; Selec PTO B
                SETB ACC.7 ; Habilita Deco1
NOCH          SWAP DSLOT
                ORL A, DSLOT
                MOVX @DPTR, A ; Se direcciona SLOT.N
                SWAP DSLOT
                JNB P44, NAECHS
                INC CONT
NAECHS        INC DSLOT
                CJNE DSLOT, #NSLOT, NOCH
                CJNE CONT, #000H, ENCORE
                ; *** ERROR: MENSAJE NO HAY TARJETAS***

                MOV BCD1_2, #005H
                MOV BCD3_4, #0EEH
WARTN4        CALL DPLAY_1
                JB P47, WARTN4
    
```

```

                JMP INIZIO

ENCORE        NOP
                ; VERIFICAR EL NUMERO DE BATERIAS?

                MOV BSIG, #000H
                MOV TMOD, #001H

CCHec        SETB P47 ;Activa boton de correccion

                ;*****Inicializacion de los regitros utilizados en KLEIN_HI*****

                MOV SUMH, #000H
                MOV SUML, #000H
                MOV SUTL, #000H
                MOV SUTH, #000H
                MOV TEIL, #000H
                MOV EINS, #000H

                CALL KLEIN_HI
                CALL REST

MONITOR      SETB P45 ;Enc. luz verde todos los mandos funcionando
                MOV ADCH, #000H
                MOV ADCN, #006H ;Escoge el puerto P5.6
                SETB ACC.7 ;Direcc. decol con Vi
                SETB ACC.6
                CLR ACC.5
                CLR ACC.4 ;
                MOVX @DPTR, A

                CLR P43 ;Acitva SMAS
                CLR P40
                SETB P41 ;Selecciona Vt en SMAS
                CLR P42

                CLR TF0
                CLR TR0
                MOV TL0, #0ABH
                MOV TH0, #0FCH
                SETB TR0
    
```

Apéndice C

```
RET2      JNB TF0, RET2
          CLR TR0
          CLR TF0
          CALL ADCA_Z
          MOV DL, CADL
          MOV DH, CADH
          MOV EL, VBCOI. ;Valor de comparacion del bco. de bats.
          MOV EH, VBCOH

          CALL COMPARA

          JNB BDMYE, IG_MAY

;*****VALOR INCORRECTO:
          JMP CCHC
;*****

IG_MAY    CALL DPLAY
          JMP MONITOR
          END
```

RUTINA AUTOVERIFICACIÓN

Programa que verifica el voltaje de cada una de las baterías
EL programa detecta fallos como corto circuito, mala conexión
nivel de voltaje crítico por batería.

```
KLEIN:    PROC
L7CICLO   MOV P3, #000H
          MOV P1, #000H
          MOV A, ADCN      ;\Selecciona P5.2
          CLR ACC.0       ;\
          MOV ADCN, A     ;\
          MOV BARRE, #010H
```

;Aqui inicia el muestreo de las bats.:

```

L?CICLO1  MOV P1, BARRE      ;Envia la cuenta a P1
          SETB P1.5         ;Esto para checar BM.X
          JNB P1.5, L?HAYTARJ
          ;****RUTINA DE ERROR EN BM.X
L?HAYTARJ  MOV TLO, #000H
          MOV TH0, #000H
          MOV R5, #RETMU
          MOV A, #0F0H
          ANL A, P1
          MOV P1, A         ;Envia la cuenta a P1.0 - P1.3
L?RET      SETB TR0
          JNB TFO, L?RET
          CLR TR0
          CLR TFO
          DJNZ R5, L?RET
          CALL ADCA_Z      ;***** CAD
          MOV R1, CADL
          MOV R2, CADH

          CJNE R2, #VBATH, L?MEN_MAY
          CJNE R1, #VBATL, L?MEN_MAY
          JMP L?MAY_IG
L?MEN_MAY  JNC L?MAY_IG

;*****AQUI HAY UN DATO INCORRECTO (CADLH<VBATLH):

          CLR P3.4         ;Apaga la luz verde/Enc. la luz roja
          SETB P3.5        ;Enciende la chicharra
          MOV A, BARRE
          INC A
          CJNE A, #09H, W?GRS
          JMP DEPLY
W?GRS     JC DEPLY
          SUBB A, #0AH
DEPLY     MOV BCD1_2, A
          MOV BCD3_4, #0FFH
          SETB P1.4        ;Apaga el deco.
          MOV P1, A
          MOV R4, #RTCHI
L?RET1    MOV TLO, #000H
          MOV TH0, #000H
    
```

Apéndice C

```
                CLR TFO
                SETB TRO
L?LAZO          JNB TFO, L?LAZO
                CLR TRO
                CLR P3.4      ;Apaga la chicharra.
L?ESPERA        CALL DPLAY
                JB P3.3, L?ESPERA ;Checa si oprimen el boton de continuacion
                JMP CCHEC
```

*****AQUI HAY UNA LECTURA CORRECTA:

```
L?MAY_IG        INC BARRE
```

*****SE DETECTA EL VALOR MAS PEQUEÑO*****

```
                MOV R3, BARRE
                CJNE R3, #01H, COMP
                MOV MONTRE, R1
                JMP FINN
COMP            MOV A, R1
                CJNE A, MONTRE, NEX
                JMP FINN
NEX             JNC FINN
                XCH A, MONTRE
```

*****EL VALOR MAS PEQUEÑO QUEDA EN EL REG. MONTRE*****

*****SUMADOR ACUMULATIVO DE VOLTAJES POR BATERIA*****

```
FINN            CLR C
                MOV A, R1
                ADD A, SUML
                ADDC A, #00H
                MOV SUMH, A
```

*****LA SUMA QUEDA EN LOS REGISTROS SUML Y SUMH*****

*****TERMINA SUMADOR*****

```
CJNE R7, #NoBTS, L?CONT
```

;***** APLICA MODELO MATEMATICO AL VALOR MAS PEQUEYO*****

```

MOV A, MONTRE
MOV B, #040H
MOV SUTH, B
MOV R7, #000H
JMP CHECSAL

```

```

L7CONT      JMP L7CICLO1
KLEIN:     ENDPROC
CHECSAL    RET

```

RUTINA DE INTEGRACIÓN NUMÉRICA

; Nombre del programa INTEG.ASM 31.01.95

INTGR: PROC

```

NOP
NOP
MOV MXSMAS, #001H ;Direcciona mux. CH Rshunt.

```

CALL ADCA_Z ; Aquí es el inicio real de la Integración.

```

;*****
;**** En este segmento se suma lectura anterior
;**** con la lectura presente, el valor de lectura
;**** anterior queda en LI_IL-H, lec presente en LEC_IL-H
;**** El resultado queda en HILFL-H
;*****

```

```

MOV LEC_IL, CADL
MOV A, CADH

```

;*** Aquí se revisa el signo

```

MOV A, CADH
ANL A, #080H
MOV ZIGN, A ;Adem s limpia ZIGN.0

CJNE A, #000H, NAEX1
JMP ZUMMA ;Ambos tienen signo (+)

NAEX1 CJNE A, #088H, NAEX2
SETB ZIGN.0 ;Ambos tienen signo (-)
JMP ZUMMA

;****Signos diferentes****
;*** EL orden de la resta es siempre: (LEC_I - LI_I)

NAEX2 CJNE A, #008H, SUIV ;LEC_I (-), LI_I (+)
JMP VERGL

SUIV CJNE A, #080H, FEHLER ;LEC_I (+), LI_I (-)
; ** En caso de ir desde aquí a FINE es que hay error!!!

VERGL MOV DL, LEC_IL
MOV DH, LEC_IH
CALL COMPARA

JB BDIGE, ABRECH ;(LEC_I = LI_I)
JB BDMNE, NAEX4 ;(LEC_I < LI_I)
JB BDMYE, ABRECH ;(LEC_I > LI_I)

;***** Aquí se intercambian los sumandos solo en el caso:
;***** (LEC_I < LI_I) *****

NAEX4 MOV R3, LEC_IL
MOV R6, LEC_IH
MOV A, LI_IL
XCH A, R3
MOV A, ZIGN
CJNE A, #008H, SUNK
JMP ABRECH
SUNK SETB ZIGN.0
JMP ABRECH
;*****

```

FEHLER JMP FINE
 ;***** Esta sub suma números del mismo signo *****

ZUMMA MOV A, LEC_IL
 ADD A, LI_IL
 MOV HILFL, A
 MOV A, LEC_IH
 ADDC A, LI_IH
 MOV HILFL, #048H ; 48 es el valor de K1*K2
 MOV HILFH, #000H
 JMP MULTK

.....

;***** Esta sub resta números de signo diferente *****

ABRECH JB BDMNE, MAZZ
 MOV A, ZIGN
 CJNE A, #008H, MAZZ
 SETB ZIGN.0

MAZZ CLR C
 MOV A, LEC_IL
 SUBB A, LI_IL
 MOV HILFL, A
 MOV A, LEC_IH
 CLR C
 MOV HILFL, #048H
 MOV HILFH, #000H
 JNB BDMNE, MULTK
 MOV LEC_IL, LI_IL
 MOV LEC_IH, LI_IH
 JMP MULTK

.....

MULTK CALL MUL10B ; Aquí se multiplica por K1 Y K2
 JB ZIGN.0, MINUS ; Aquí toma en cuenta el signo
 ; Signo negativo (Consumo)
 JMP PLUS ; Signo (+) Regeneración

MINUS CLR C

; Los regs. ACCN son el acumulador de EDO. de
 ; Carga inicial, MUL1L-H y MULSH son el resultado
 ; de la multiplicación anterior.

```
MOV A, ACC1
SUBB A, MUL1L
MOV ACC1, A
MOV A, ACC2
SUBB A, MUL1H
MOV A, ACC4
SUBB A, #000H
MOV ACC4, A
JMP FINE
```

```
PLUS CLR C
MOV A, ACC1
ADD A, MUL1L
MOV ACC1, A
MOV A, ACC2
ADDC A, MUL1H
MOV A, ACC4
ADDC A, #000H
MOV ACC4, A
```

```
FINE MOV A, ZIGN
SWAP A
ANL A, #080H
MOV LI_IH, LEC_IH
; *****
```

```
INTGR: ENDPROC
ZURUK RET
```

RUTINA DE AUTOCERO

;Coms.: Rutina que realiza la secuencia de auto-cero y lectura del canal 1-7 del SMAS, a través del puerto P5.0, el resultado lo guarda en CADL y CADH y el signo en CADH.7

```

ADCA_Z:      PROC
              CLR OV
              CLR AC
              CLR C
              MOV A, #0F8H      ;/
              CLR P41          ;/(Referencia)
              CLR P42          ;/
              SETB P43         ; Hab. el mux. CMOS

              MOV TLO, #0FFH
L?RET1      JNB TF0, L?RET1
              CLR TF0
              CLR TR0

              CALL CAD         ;Obtiene VAZ
              MOV R2, CADL
              MOV R3, CADH
              MOV TLO, #0FFH
              MOV TH0, #0FFH
              SETB TR0
L?RET2      JNB TF0, L?RET2
              CLR TF0
              CLR TR0

              CALL CAD         ;Obtiene VD
              MOV A, R3
              MOV A, R2
              MOV CADH, #000H  ;\ VD = 0 V
              JMP L?SAL
L?MY_MN     JC L?MENOR
              CLR C
              MOV A, R2        ; A = VAZL
              SUBB A, CADL     ; A = VAZL-VDL
              XCH A, R3        ; A = VAZH y R3 = Subtotal
    
```

Apéndice C

```
          SUBB A, CADH      ; A = VAZH-VDH
          JMP L?SAL
L?MENOR  CLR C
          MOV A, CADL      ; A = VDL
          SUBB A, R2       ; A = VDL-VAZL
          XCH A, CADH      ; A = VDH y CADH = Subtotal
          SUBB A, R3       ; A = VDH-VAZH
          MOV CADL, CADH
          MOV CADH, A
          CLR CADH.7      ;CADH.7=0 indica signo (+)
```

;**** Aquí se divide el resultado entre dos:

```
L?SAL    MOV C, CADH.7
          MOV A, CADH
          MOV CADL, A
          MOV CADH.6, C   ;CADH.6 indica la existencia de un
                          ;MSB.
ADCA_Z:  ENDPROC
          RET
```

APÉNDICE D

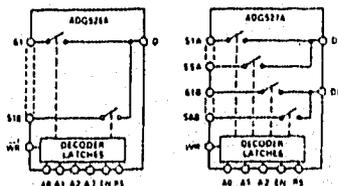
ESPECIFICACIONES



CMOS Latched 8/16 Channel Analog Multiplexers ADG526A/ADG527A

- FEATURES**
- 4.0V Supply Maximum Rating
 - V_{DD} to V_{SS} Analog Signal Range
 - Single-Dual Supply Specifications
 - Wide Supply Ranges (1.0 V_{DD} to 16 V_{DD})
 - Microprocessor Compatible (100ns WR Pulse)
 - Extended Plastic Temperature Range
(-40°C to +85°C)
 - Low Leakage (20pA typ)
 - Low Power Dissipation (26mW max)
 - Superior Alternative to:
DG526
DG527

ADG526A/ADG527A FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The ADG526A and ADG527A are CMOS monolithic analog multiplexers with 8 channels and dual 8 channels respectively. On-chip latches facilitate microprocessor interfacing. The ADG526A switches one of 16 inputs to a common output depending on the state of two binary addresses and an enable input. The ADG527A switches one of 8 differential inputs to a common differential output depending on the state of three binary addresses and an enable input. Both devices have TTL and 5V CMOS logic compatible digital inputs.

The ADG526A and ADG527A are designed on an enhanced CMOS process which gives an increased signal capability of V_{DD} to V_{SS} and enables operation over a wide range of supply voltages. The devices can conveniently operate anywhere in the 1.0 V_{DD} to 16 V_{DD} single or dual supply range. These multiplexers also feature high switching speeds and low R_{on} .

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. **Single-Dual Supply Specifications with a Wide Tolerance:** The devices are operating in the 1.0 V_{DD} to 16 V_{DD} range for both single and dual supplies.
2. **Easy Interfacing:** The ADG526A and ADG527A can be easily interfaced with microprocessors. The WR signal latches the state of the Address control lines and the Enable line. The RS signal clears both the address and enable data (i.e. latches remaining 16 no output all control -RS). RS can be tied to the microprocessor reset pin.
3. **Extended Signal Range:** The enhanced CMOS processing results in a high breakdown and an increased analog signal range of V_{DD} to V_{SS} .

4. **Break Before-Make Switching:** Switches are guaranteed break-before-make so that input signals are protected against momentary shorting.

5. **Low Leakage:** Leakage currents in the range of 20pA make these multiplexers suitable for high precision circuits.

ORDERING INFORMATION*

Temperature Range and Package Options		
-40°C to +85°C	-40°C to +85°C	-55°C to +125°C
Plastic (14P, 16P, 20P)	Ceramic (14P, 20P)	Ceramic (14P, 20P)
ADG526AN	ADG526ARQ	ADG526ATQ
ADG527AN	ADG527ARQ	ADG527ATQ
P/CC (P-16P)		
ADG526AKP		ADG526ATQ
ADG527AKP		ADG527ATQ

NOTES

1. See data sheet for detailed pin connections and package dimensions.
2. See notes on the package marking conventions.
3. TYP: Typical Limited Data Curve.
4. SEE: Exceeds Normal Data Curve.

7

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*
($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

V_{DD} to V_{DD}	4V
V_{DD} to GND	2V
V_{SS} to GND	-2V
Analog Input ¹	
Voltage in S, D	$V_{DD} - 1\text{V}$ to $V_{DD} + 1\text{V}$ or 20mA , whichever occurs first
Continuous Current, S or D	20mA
Pulsed Current, S or D	40mA
Time Duration, 10% Duty Cycle	
Digital Input ²	
Voltage in A, EN, $\overline{\text{WR}}$, $\overline{\text{CS}}$	$V_{DD} - 1\text{V}$ to $V_{DD} + 1\text{V}$ or 20mA , whichever occurs first
Power Dissipation (Am Package)	
$T_A = 25^\circ\text{C}$	110mW
Derate above $+25^\circ\text{C}$ in	6mW/°C
Operating Temperature	
Commercial N Version	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Industrial B Version	0°C to $+85^\circ\text{C}$
Extended E Version	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-45°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	$+300^\circ\text{C}$

NOTE
¹Overvoltage in A, EN, $\overline{\text{WR}}$, $\overline{\text{CS}}$ may result in latch-up. Care must be taken to limit the maximum rating above.
²ESD sensitive devices should be handled under "Absolute Maximum Ratings" and stored in antistatic containers for the device. This is a user responsibility and not a manufacturer's responsibility. For details of ESD and other precautions, please refer to the "Precautions" section of this specification or to our website: <http://www.intel.com>

*ESD SENSITIVE DEVICE
 Handle above should be held under "Absolute Maximum Ratings" and stored in antistatic containers for the device. This is a user responsibility and not a manufacturer's responsibility. For details of ESD and other precautions, please refer to the "Precautions" section of this specification or to our website: <http://www.intel.com>

TRUTH TABLES

CS	EN	WE	OE	DATA	FUNCTION
0	0	0	0	0	Address Decoding Only
0	0	0	1	0	Address and Data Enable
0	0	1	0	0	Write Enable
0	0	1	1	0	Read Enable
0	1	0	0	0	High Impedance
0	1	0	1	0	High Impedance
0	1	1	0	0	High Impedance
0	1	1	1	0	High Impedance
1	0	0	0	0	High Impedance
1	0	0	1	0	High Impedance
1	0	1	0	0	High Impedance
1	0	1	1	0	High Impedance
1	1	0	0	0	High Impedance
1	1	0	1	0	High Impedance
1	1	1	0	0	High Impedance
1	1	1	1	0	High Impedance

ADG5284

CS	EN	WE	OE	DATA	FUNCTION
0	0	0	0	0	Address Decoding Only
0	0	0	1	0	Address and Data Enable
0	0	1	0	0	Write Enable
0	0	1	1	0	Read Enable
0	1	0	0	0	High Impedance
0	1	0	1	0	High Impedance
0	1	1	0	0	High Impedance
0	1	1	1	0	High Impedance
1	0	0	0	0	High Impedance
1	0	0	1	0	High Impedance
1	0	1	0	0	High Impedance
1	0	1	1	0	High Impedance
1	1	0	0	0	High Impedance
1	1	0	1	0	High Impedance
1	1	1	0	0	High Impedance
1	1	1	1	0	High Impedance

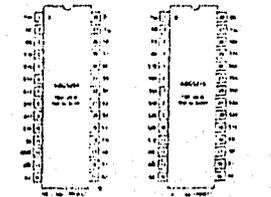
ADG5274

CAUTION
 ESD sensitive discharge sensitive device. The digital output signals are static protected, however, permanent damage may occur on unprotected devices to high energy electrostatic fields. Unshielded devices must be stored in conductive foam or similar. The protection levels should be directed to the destination to be used for the device.

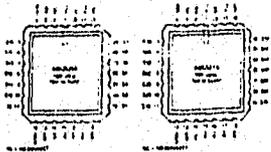
WARNING
 ESD SENSITIVE DEVICE

PIN CONFIGURATIONS

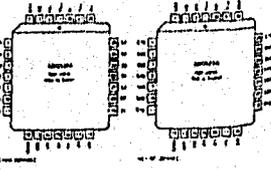
DIP



LCCC



PLCC



TIMING DIAGRAMS

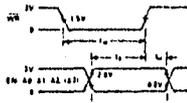


Figure 1

Figure 1 shows the timing sequence for latching the switch address and enable inputs. The pulses are level sensitive, therefore, when \overline{WR} is held low, the latches are transparent and the switches respond to the address and enable inputs. This input data is latched on the rising edge of \overline{WR} .

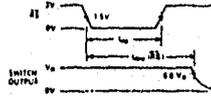


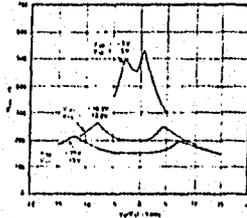
Figure 2

Figure 2 shows the Reset Pulse Width, t_{RST} , and Reset Turn-off Time, t_{RSTO} .

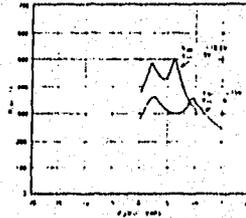
Note: All digital input signals rise and fall times measured from 10% to 90% of V_{DD} to $t_r = t_f = 20ns$.

Typical Performance Characteristics

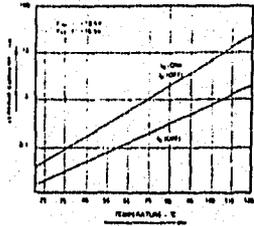
The multiplier is guaranteed functional with reduced single or dual supplies down to 4.5V



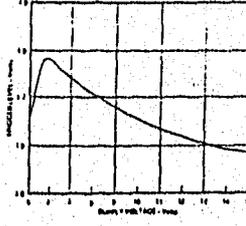
R_{row} as a Function of V_{DD}/V_{DD1} : Dual Supply Voltage, $T_A = +25^\circ C$



R_{row} as a Function of V_{DD}/V_{DD1} : Single Supply Voltage, $T_A = +25^\circ C$

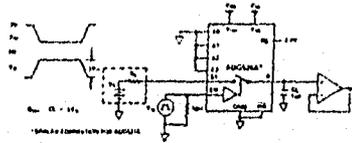


Leakage Current as a Function of Temperature
Note: Leakage Currents Reduce as the Supply Voltages Reduce



Trigger Levels vs. Power Supply Voltage, Dual or Single Supply, $T_A = +25^\circ C$

TEST CIRCUIT 11
CHARGE INJECTION



TERMINOLOGY

R_{on}	On-resistance between terminals D and S	$t_{50\%}$ (ENI)	Delay time between the 50% and 10% points of the digital input and switch "OFF" condition
R_{off} Match	Mismatch between the R_{on} of either channel	$t_{50\%}$ (ENI)	Delay time between the 50% and 90% points of the digital input and switch "ON" condition when switching from one address state to another
R_{off} drift	Change in R_{off} versus temperature	$t_{90\%}$	"OFF" time measured between 90% points of both switches when switching from one address state to another
I_s (OFF)	Source terminal leakage current when the switch is off	V_{in1}	Minimum input voltage for Logic "0"
I_p (OFF)	Drain terminal leakage current when the switch is off	V_{in0}	Minimum input voltage for Logic "1"
I_L (OFF)	Leakage current that flows from the channel switch into the drain	I_{in1}	Input current of the digital input
V_{in1}	Driving voltage on terminal S in "0"	V_{in0}	Most positive voltage supply
C_c (OFF)	Channel input capacitance for "OFF" condition	V_{ss}	Most negative voltage supply
C_d (OFF)	Channel output capacitance for "OFF" condition	I_{DD}	Positive supply current
C_{in}	Digital input capacitance	I_{SS}	Negative supply current
$t_{50\%}$ (ENI)	Delay time between the 50% and 90% points of the digital input and switch "ON" condition		



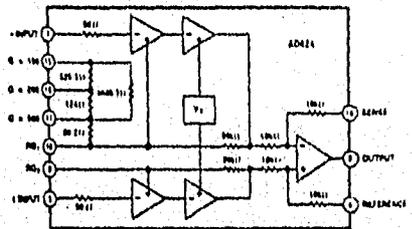
Precision Instrumentation Amplifier

AD624

FEATURES

Low Noise: $0.2\mu\text{V p-p}$ 0.1Hz to 10Hz
Low Gain TC: 8ppm max ($G = 1$)
Low Nonlinearity: 0.001% max ($G = 1$ to 200)
High CMRR: 130dB min ($G = 500$ to 1000)
Low Input Offset Voltage: $25\mu\text{V}$, max
Low Input Offset Voltage Drift: $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max
Gain Bandwidth Product: 25MHz
Pin Programmable Gains of 1, 100, 200, 500, 1000
No External Components Required
Internally Compensated

AD624 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD624 is a high precision low noise instrumentation amplifier designed primarily for use with low level transducers, including load cells, strain gauges and pressure transducers. An outstanding combination of low noise, high gain accuracy, low gain temperature coefficient and high linearity make the AD624 ideal for use in high resolution data acquisition systems.

The AD624C has an input offset voltage drift of less than $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, output offset voltage drift of less than $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMRR above 80dB at unity gain (130dB at $G = 500$) and a maximum nonlinearity of 0.001% at $G = 1$. In addition to these outstanding dc specifications the AD624 exhibits superior ac performance as well. A 25MHz gain bandwidth product, $3\text{V}/\mu\text{s}$ slew rate and $15\mu\text{s}$ settling time permit the use of the AD624 in high speed data acquisition applications.

The AD624 does not need any external components for pre-trimmed gains of 1, 100, 200, 500 and 1000. Additional gains such as 250 and 333 can be programmed within one percent accuracy with external jumpers. A single external resistor can also be used to set the 624's gain to any value in the range of 1 to 10,000.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD624 offers outstanding noise performance. Input noise is typically less than $40\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz.
2. The AD624 is a functionally complete instrumentation amplifier. Pin programmable gains of 1, 100, 200, 500 and 1000 are provided on the chip. Other gains are achieved through the use of a single external resistor.
3. The offset voltage, offset voltage drift, gain accuracy and gain temperature coefficients are guaranteed for all pre-trimmed gains.
4. The AD624 provides totally independent input and output offset nulling terminals for high precision applications. This minimizes the effect of offset voltage in gain ranging applications.
5. A sense terminal is provided to enable the user to minimize the errors induced through long leads. A reference terminal is also provided to permit level shifting at the output.

SPECIFICATIONS (@ $V_i = \pm 15V$, $R_L = 2k\Omega$ and $T_A = +25^\circ C$ unless otherwise specified)

Model	AD42-A			AD42-B			AD42-C			AD42-D			Units
	Min	Typ	Max										
GAIN													
Gain Equation (External Resistor Gain Programming)													
	$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			
Gain Range (Pin Programmable)													
	1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			
Gain Error													
G = 1			± 0.45			± 0.43			± 0.43			± 0.43	%
G = 100			± 0.25			± 0.15			± 0.1			± 0.25	%
G = 200, 500			± 0.3			± 0.25			± 0.25			± 0.3	%
G = 1000			± 1.6			± 1.0			± 1.0			± 1.0	%
Nonlinearity													
G = 1			± 0.005			± 0.001			± 0.001			± 0.005	%
G = 100, 200			± 0.003			± 0.003			± 0.001			± 0.005	%
G = 500, 1000			± 0.005			± 0.005			± 0.003			± 0.005	%
Gain vs. Temperature													
G = 1			5			5			5			5	ppm/°C
G = 100, 200			10			10			10			10	ppm/°C
G = 500, 1000			23			13			11			13	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET (May be Held)													
Input Offset Voltage vs. Temperature													
			200			75			25			75	μV
Output Offset Voltage vs. Temperature													
			1			0.5			0.25			0.9	$\mu V/^\circ C$
Offset Referred to the Input vs. Supply													
G = 1	70			75			80			75			μV
G = 100, 200	75			105			110			105			μV
G = 500, 1000	100			110			115			110			μV
INPUT CURRENT													
Input Bias Current vs. Temperature													
			± 50			± 25			± 50			± 50	nA
Input Offset Current vs. Temperature													
			± 35			± 15			± 10			± 35	nA
INPUT													
Input Impedance													
Differential Resistance													
			10^9			10^9			10^9			10^9	Ω
Differential Capacitance													
			10			10			10			10	pF
Common-Mode Resistance													
			10^9			10^9			10^9			10^9	Ω
Common-Mode Capacitance													
			10			10			10			10	pF
Input Voltage Range													
Max Differ. Input Linear (V_{IL})													
			± 10	V									
Max Common-Mode Linear (V_{ICL})													
			$12V - \left(\frac{G}{1} \times V_D \right)$			$12V - \left(\frac{G}{1} \times V_D \right)$			$12V - \left(\frac{G}{1} \times V_D \right)$			$12V - \left(\frac{G}{1} \times V_D \right)$	V
Common-Mode Rejection dc to 60Hz with 1k Ω Source Impedance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	100			105			110			100			dB
G = 500, 1000	110			120			130			110			dB
OUTPUT RATING													
$V_{OUT}, R_L = 2k\Omega$													
			± 10	V									
DYNAMIC RESPONSE													
Small Signal - 4dB													
G = 1			1			1			1			1	kHz
G = 100			150			150			150			150	kHz
G = 200			100			100			100			100	kHz
G = 500			50			50			50			50	kHz
G = 1000			23			25			25			25	kHz
Slew Rate													
Settling Time to 0.1%, 30V Step													
G = 1 to 200			13			13			13			13	μs
G = 500			33			35			35			35	μs
G = 1000			73			73			73			73	μs
NOISE													
Voltage Noise, 1kHz													
R.T.I.			4			4			4			4	$\mu V/\sqrt{Hz}$
R.T.O.			75			75			75			75	$\mu V/\sqrt{Hz}$

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624D			Units
	Min	Typ	Max										
A.T.I., 0.1 to 10Hz G = 1 G = 100 G = 300, 500, 1000 Common Mode 0.1Hz to 10Hz	10			10			10			10			$\mu V/p-p$
	0.3			0.3			0.3			0.3			$\mu V/p-p$
	0.1			0.1			0.1			0.1			$\mu V/p-p$
	60			60			60			60			$\mu A/p-p$
SENSITIVE INPUT	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	μI
		30			30			30			30		μA
	± 10			± 10			± 10			± 10			V
	1			1			1			1			%
REFERENCE INPUT	16	20	24	16	20	24	16	20	24	16	20	24	μI
		30			30			30			30		μA
	± 10			± 10			± 10			± 10			V
	1			1			1			1			%
TEMPERATURE RANGE													$^{\circ}C$
	-25	+85		-25	+85		-25	+85		-25	+125		$^{\circ}C$
Specified Performance Storage													$^{\circ}C$
	-65	+150		-65	+150		-65	+150		-65	+150		$^{\circ}C$
POWER SUPPLY													V
	0.6	± 13	± 10	V									
		1.5	5		1.5	5		1.5	5		1.5	5	mA
PACKAGE ¹													
		AD624A		AD624B		AD624C		AD624D					

NOTES

¹V_{OS} is the maximum differential input voltage at G = 1 for specified linearity. V_{OC} is offset gain = 10V/O. V_D is spread differential input voltage. Example: G = 10, V_D = 0.50.

V_{CM} = 11V - (10V ± 0.30V) = 0.7V.

See Section 20 for package outline information.

Specifications subject to change without notice.

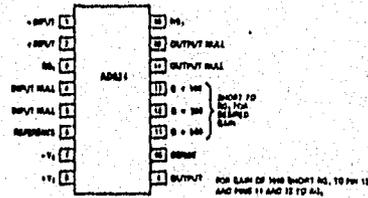
Specifications shown in boldface are based on all production units at final electrical test. Results from these tests are used to calculate outgoing quality levels. All test and pass specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Supply Voltage	±18V
Internal Power Dissipation	420mW
Input Voltage	±V _S
Differential Input Voltage	±V _S
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD624A/B/C	-25°C to +85°C
AD624D	-55°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering, 60secs)	+300°C

*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

PIN CONFIGURATION



Typical Characteristics

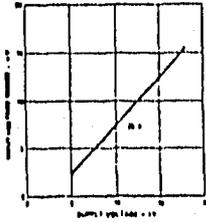


Figure 1. Input Voltage Range vs Supply Voltage. $G = 1$

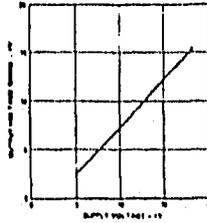


Figure 2. Output Voltage Swing vs Supply Voltage

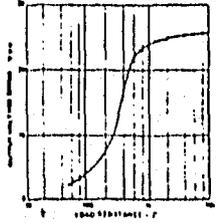


Figure 3. Output Voltage Swing vs Load Resistance

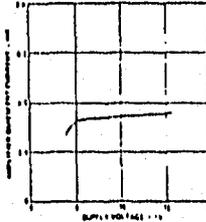


Figure 4. Quiescent Current vs Supply Voltage

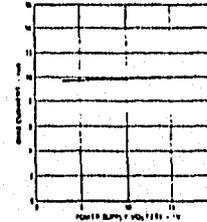


Figure 5. Input Bias Current vs Supply Voltage

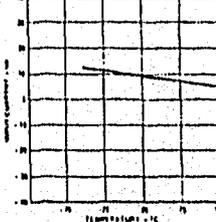


Figure 6. Input Bias Current vs Temperature

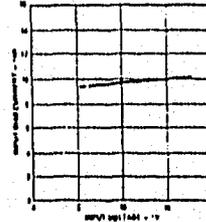


Figure 7. Input Bias Current vs CMV

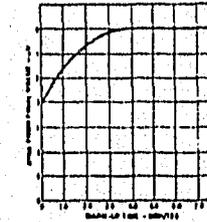


Figure 8. Offset Voltage, RTL Turn On Drift

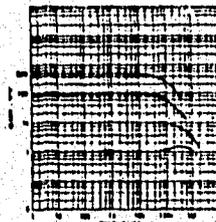


Figure 9. Gain vs Frequency



Figure 10. CMRR vs Frequency RTL Zero to 14 Source Imbalance

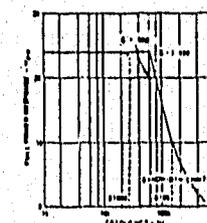


Figure 11. Large Signal Frequency Response

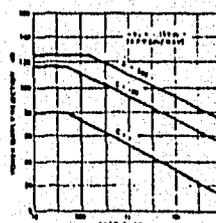


Figure 12. Positive PSRR vs Frequency

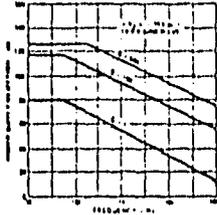


Figure 13 Negative PSRR vs Frequency

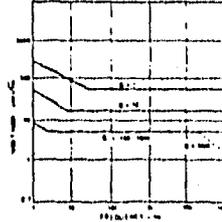


Figure 14 RTI Noise Spectral Density vs Gain

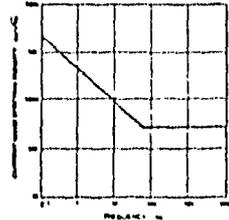


Figure 15 Input Current Noise

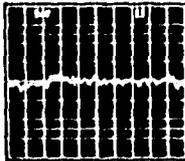


Figure 16 Low Frequency Voltage Noise - G = 1 (System Gain = 1000)



Figure 17 Low Frequency Voltage Noise - G = 1000 (System Gain = 100,000)

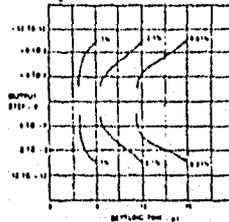


Figure 18 Settling Time Gain = 1

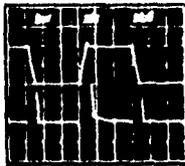


Figure 19 Large Signal Pulse Response and Settling Time - G = 1

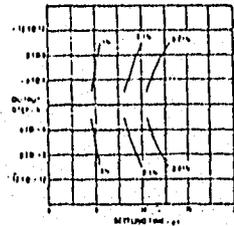


Figure 20 Settling Time Gain = 100

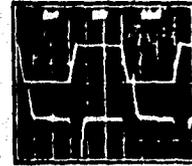


Figure 21 Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 100

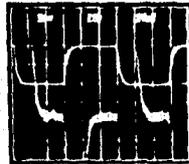


Figure 22 Range Signal Pulse Response and Settling Time G = 500

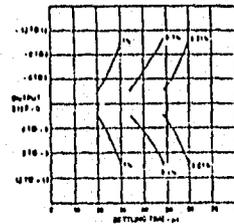


Figure 23 Settling Time Gain = 1000

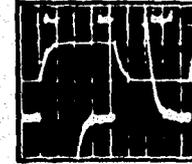


Figure 24 Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 1000



Low Cost, Miniature Isolation Amplifiers

Isolation Amplifiers

AD202/AD204

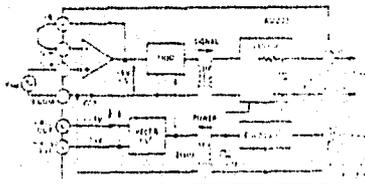
FEATURES

- Small Size: 4 Channels/Inch
- Low Power: 35mW (AD204)
- High Accuracy: $\pm 0.025\%$ max Nonlinearity (K Grade)
- High CMR: 130dB (Gain = 100 V/V)
- Wide Bandwidth: 5kHz Full-Power (AD204)
- High CMV Isolation: ± 2000 V pk Continuous (K Grade) (Signal and Power)
- Isolated Power Outputs
- Uncommitted Input Amplifier

APPLICATIONS

- Multichannel Data Acquisition
- Current Shunt Measurements
- Motor Controls
- Process Signal Isolation
- High Voltage Instrumentation Amplifier

AD202 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The AD202 and AD204 are members of a new generation of low cost, high performance isolation amplifiers. A new circuit design, novel transformer construction, and the use of surface-mounted components in an automated assembly process result in remarkably compact, economical isolators whose performance in many ways exceeds that previously available from very expensive devices. The primary distinction between the AD202 and AD204 is that the AD202 is powered directly from -15 V dc while the AD204 is powered by an externally supplied clock (AD246).

The AD202 and AD204 employ transformer coupling and do not require the design compromises that must be made when optical isolators are used; each provides a complete isolation function, with both signal and power isolation internal to the module, and they exhibit no long-term parameter shifts under sustained common-mode stress. Power consumption, nonlinearity, and drift are each an order of magnitude lower than can be obtained from other isolation techniques, and these advantages are obtained without sacrifice of bandwidth or noise performance.

The design of the AD202 and AD204 emphasizes ease of use in a broad range of applications where signals must be measured or transmitted without a galvanic connection. In addition, the low cost and small size of these isolators makes component-level circuit applications of isolation practical for the first time.

PRODUCT HIGHLIGHTS

The AD202 and AD204 are full-featured isolators offering numerous benefits to the user:

Small Size: The AD202 and AD204 are available in SIP and DIP form packages. The SIP package is just 0.25" wide, giving the user a channel density of four channels per inch. The isolation barrier is positioned to maximize input to output spacing. For applications requiring a low profile, the DIP package provides a height of just 0.35".

High Accuracy: With a maximum nonlinearity of $\pm 0.025\%$ (K Grade), the AD202/AD204R ($\pm 0.05\%$ for the AD202/AD204) exhibits very low drift over temperature, the AD202 and AD204 provide high CMV isolation without loss of signal integrity.

Low Power: Power consumption of 35mW (AD204) and 100mW (AD202) over the full signal range makes these isolators ideal for use in applications with large channel counts and limited power budgets.

Wide Bandwidth: The AD204's full-power bandwidth of 5 kHz makes it useful for wideband signals. It is also suitable for applications like control loops, where limited bandwidth can result in instability.

Excellent Common-Mode Performance: The AD202/AD204 provide ± 2000 V pk continuous common-mode rejection (for the AD202/AD204) provide ± 1000 V pk continuous common-mode isolation. All models have a total common-mode input capacitance of less than 5pF inclusive of power isolation, which results in CMR ranging from 130dB at a gain of 100 V/V to 120dB (minimum common-mode gain) and very low leakage currents (minimum maximum).

Flexible Input: An uncommitted op amp is provided at the input of all models. This provides feedback and gain as desired, and facilitates many alternative input functions including differential summing, high-voltage range, and current sensing.

Isolated Power: The AD204 can supply isolated power of ± 7.5 V at 2mA. This is sufficient to operate a low-drift input pump, provide excitation to a semiconductor strain gage, or to power any of a wide range of user-supplied ancillary circuits. The AD202 can supply ± 7.5 V at 0.4mA which is sufficient to operate adjustment networks or low-power references and a 1mA alarm to provide an open-input alarm.

PIN DESIGNATIONS

AD202/AD204 SIP PACKAGE

PIN	FUNCTION
1	+INPUT
2	INPUT/V ₁₅₀ COMMON
3	-INPUT
4	INPUT FEEDBACK
5	-V ₁₅₀ OUTPUT
6	+V ₁₅₀ OUTPUT
31	+15V POWER IN (AD202 ONLY)
32	CLOCK/POWER COMMON
33	CLOCK INPUT (AD204 ONLY)
37	OUTPUT LO
38	OUTPUT HI

AD202/AD204 DIP PACKAGE

PIN	FUNCTION
1	+INPUT
2	INPUT/V ₁₅₀ COMMON
3	-INPUT
18	OUTPUT LO
19	OUTPUT HI
20	-15V POWER IN (AD202 ONLY)
21	CLOCK INPUT (AD204 ONLY)
22	CLOCK/POWER COMMON
36	+V ₁₅₀ OUTPUT
37	-V ₁₅₀ OUTPUT
38	INPUT FEEDBACK

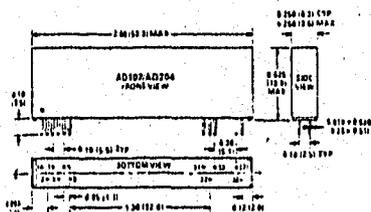
AD202/AD204 ORDERING GUIDE

Model	Package Option	Max Common-Mode Voltage (Peak)	Max Linearity
AD202JY	SIP	1000V	±0.05%
AD202KY	SIP	2000V	±0.025%
AD202JN	DIP	1000V	±0.05%
AD202KN	DIP	2000V	±0.025%
AD204JY	SIP	1000V	±0.05%
AD204KY	SIP	2000V	±0.025%
AD204JN	DIP	1000V	±0.05%
AD204KN	DIP	2000V	±0.025%

OUTLINE DIMENSIONS

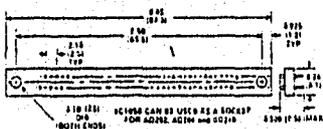
Dimensions shown in inches and (mm)

AD202/AD204 SIP PACKAGE



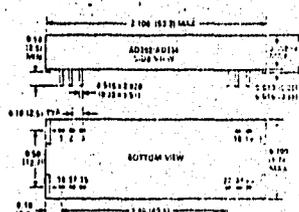
NOTE:
PIN 2 IS PRESENT ONLY ON AD202
PIN 33 IS PRESENT ONLY ON AD204

AC1058 MATING SOCKET



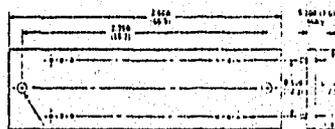
NOTE: AMP 27 SOCKET (PIN 2 - 180000 - 3)
MAY BE USED IN PLACE OF THIS AC1058

AD202/AD204 DIP PACKAGE



NOTE:
PIN 2 IS PRESENT ONLY ON AD202
PIN 33 IS PRESENT ONLY ON AD204

AC1060 MATING SOCKET



SPECIFICATIONS (typical @ +25°C and $V_I = +15V$ unless otherwise noted)

Model	AD104	AD104K	AD10J	AD10JK
GAIN				
Range	1V: 100V	*	*	*
Error	$\pm 0.1\%$ typ, $\pm 0.5\%$ max	*	*	*
vs. Temperature	$\pm 30\text{ppm}/^\circ\text{C}$ typ ($\pm 45\text{ppm}/^\circ\text{C}$ max)	*	*	*
vs. Time	$\pm 50\text{ppm}/1000\text{Hours}$	*	*	*
vs. Supply Voltage	$\pm 0.001\%$ V	$\pm 0.001\%$ V	$\pm 0.01\%$ V	$\pm 0.01\%$ V
Nonlinearity ($G = 1V/V$) ¹	$\pm 0.03\%$ max	$\pm 0.025\%$ max	$\pm 0.015\%$ max	$\pm 0.015\%$ max
INPUT VOLTAGE RATINGS				
Linear Differential Range	$\pm 5V$	*	*	*
Max CMV Input to Output				
ac, 60Hz, Continuous	750V rms $\pm 1000V$ peak	1500V rms $\pm 2000V$ peak	750V rms $\pm 1000V$ peak	1500V rms $\pm 2000V$ peak
Common-Mode Rejection (CMR), $\rho = 60\text{Hz}$				
$R_I = 10k\Omega$, HI & LO Inputs ($G = 1$)	110dB	110dB	101dB	101dB
$G = 100$	130dB			
$R_I = 1k\Omega$ (Input HI, LO), or Bias ($G = 1$)	104dB min 114dB min	104dB min	100dB min	100dB min
$G = 100$				
Leakage Current Input to Output	$\pm 10V$ rms, 60Hz	*	*	*
INPUT IMPEDANCE				
Differential ($G = 1V/V$)	$10^9 \Omega$	*	*	*
Common-Mode	$10^9 \Omega$ to F	*	*	*
INPUT BIAS CURRENT				
Initial, $v = +25^\circ\text{C}$	$\pm 30\text{pA}$	*	*	*
vs. Temperature ($v = +25^\circ\text{C}$)	$\pm 10\text{pA}$	*	*	*
INPUT DIFFERENCE CURRENT				
Initial, $v = +25^\circ\text{C}$	$\pm 3\text{pA}$	*	*	*
vs. Temperature ($v = +25^\circ\text{C}$)	$\pm 2\text{pA}$	*	*	*
INPUT NOISE				
Voltage, 0.1 to 100Hz	1 μ V p-p	*	*	*
1 to 100Hz	30nV/Hz	*	*	*
FREQUENCY RESPONSE				
Bandwidth ($V_o = 10V$ p-p, $G = 100V/V$)	5kHz	1kHz	2kHz	2kHz
Slew Rate, $v_o = \pm 10mV$ (10V Step)	1ms			
OFFSET VOLTAGE (RTI)				
Initial, $v = +25^\circ\text{C}$, Adjustable to Zero	$(\pm 15 \pm 15/G)\text{mV max}$	$(\pm 3 \pm 5/G)\text{mV max}$	$(\pm 15 \pm 15/G)\text{mV max}$	$(\pm 3 \pm 5/G)\text{mV max}$
vs. Temperature ($v = +25^\circ\text{C}$)	$(\pm 10 \pm 10/G)\%V/C$			
RATED OUTPUT				
Voltage (Out HI to Out LO)	$\pm 5V$	*	*	*
Voltage (Out HI to Out LO) (Ref. Pin 3)	$\pm 3.5V$	*	*	*
Output Resistance	1k Ω	1k Ω	7k Ω	7k Ω
Output Ripple, 100kHz Bandwidth	10mV pk-pk	*	*	*
5kHz Bandwidth	0.5mV rms	*	*	*
ISOLATED POWER OUTPUT²				
Voltage, No Load	$\pm 7.5V$	*	*	*
Accuracy	$\pm 10\%$	*	*	*
Current regulation, No Load to Full Load	3mA (Either Output) ³	2mA (Either Output) ³	400 μ A Total	400 μ A Total
Ripple	5%	*	*	*
100mV pk-pk		*	*	*
OSCILLATOR DRIVE INPUT				
Input Voltage	15V pk-pk nominal	15V pk-pk nominal	N/A	N/A
Input Frequency	25kHz nominal	25kHz nominal	N/A	N/A
POWER SUPPLY (AD-20 Only)				
Voltage, Full Performance	N/A	N/A	+15V $\pm 5\%$	+15V $\pm 5\%$
Voltage, Operating	N/A	N/A	+15V $\pm 10\%$	+15V $\pm 10\%$
Current, No Load ($V_o = +15V$)	N/A	N/A	3mA	3mA
TEMPERATURE RANGE				
Rated Performance	0 to +70°C	*	*	*
Operating	-40°C to +65°C	*	*	*
Storage	-40°C to +65°C	*	*	*
PACKAGE DIMENSIONS⁴				
SIP Package (V)	7.0" \times 0.25" \times 0.615"	*	*	*
DIP Package (N)	2.14" \times 0.100" \times 0.210"	*	*	*

NOTES

- ¹Typical values are for AD104.
- ²Maximum output is dependent on the difference between the input and output.
- ³See Pin 3 for more information.
- ⁴Dimensions are in inches.
- ⁵See Pin 3 for more information.

Specifications are subject to change without notice.

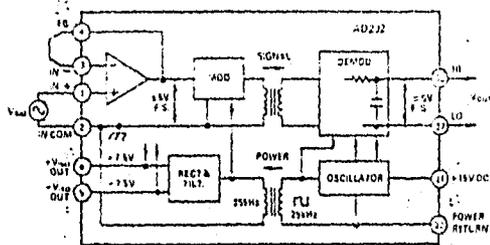


Figure 1a. AD202 Functional Block Diagram

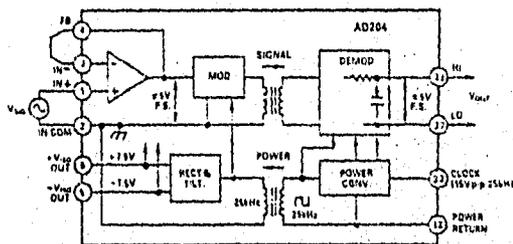


Figure 1b. AD204 Functional Block Diagram

INSIDE THE AD202 AND AD204

The AD202 and AD204 use an amplitude modulation technique to permit transformer coupling of signals down to dc (Figure 1a and 1b). Both models also contain an uncommitted input op amp and a power transformer which provides isolated power to the op amp, the modulator, and any external load. The power transformer primary is driven by a 25kHz, 15V p-p square wave which is generated internally in the case of the AD202, or supplied externally for the AD204.

Within the signal swing limits of approximately $\pm 5V$, the output voltage of the isolator is equal to the output voltage of the op amp; that is, the isolation barrier has unity gain. The output

signal is not internally buffered, so the user is free to interchange the output leads to get signal inversion. Additionally, in multi-channel applications, the unbuffered outputs can be multiplexed with one buffer following the mux. This technique minimizes offset errors while reducing power consumption and cost. The output resistance of the isolator is typically 3k Ω for the AD204 (7k Ω for AD202) and varies with signal level and temperature, so it should not be loaded (see Figure 2 for the effects of load upon nonlinearity and gain drift). In many cases a high-impedance load will be present or a following circuit such as an output filter can serve as a buffer, so that a separate buffer function will not often be needed.

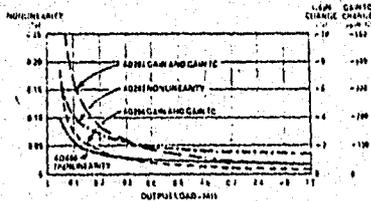


Figure 2. Effects of Output Loading

The step response of the AD204 for very fast input signals can be improved by the use of an input filter, as shown in Figure 12. The filter limits the bandwidth of the input (to about 5.3kHz) so that the isolator does not see fast, out-of-band input terms that can cause small amounts ($\pm 0.3\%$) of internal ringing. The AD204 will then settle to $\pm 0.1\%$ in about 300 microseconds for a 10V step.

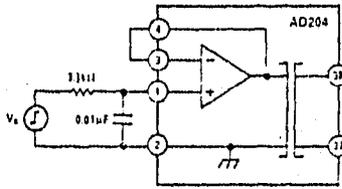


Figure 12. Input Filter for Improved Step Response

Except at the highest useful gains, the noise seen at the output of the AD202 and AD204 will be almost entirely comprised of carrier ripple at multiples of 25kHz. The ripple is typically 2mV p-p near zero output and increases to about 7mV p-p for outputs of $\pm 5V$ (1MHz measurement bandwidth). Adding a capacitor across the output will reduce ripple at the expense of bandwidth; for example, 0.05 μF at the output of the AD204 will result in 1.5mV ripple at $\pm 5V$, but signal bandwidth will be down to 1kHz.

When the full isolator bandwidth is needed, the simple two-pole active filter shown in Figure 13 can be used. It will reduce ripple to 0.1mV p-p with no loss of signal bandwidth, and also serves as an output buffer.

An output buffer or filter may sometimes show output spikes that do not appear at its input. This is usually due to clock noise appearing at the op amp's supply pins (since most op amps have little or no supply rejection at high frequencies).

Another common source of carrier-related noise is the sharing of a ground track by both the output circuit and the power input. Figure 13 shows how to avoid these problems: the clock/supply part of the isolator does not share ground or 15V tracks with any signal circuits, and the op amp's supply pins are bypassed to signal common (note that the grounded filter capacitor goes here as well). Ideally, the output signal I/O lead and the supply common meet where the isolator output is actually measured, e.g. at an A/D converter input. If that point is more than a few feet from the isolator, it may be useful to bypass output LO to supply common at the isolator with a 0.1 μF capacitor.

In applications where more than a few AD204s are driven by a single clock driver, substantial current spikes will flow in the power return line and in whichever sense-out lead returns to a low impedance point (usually output LO). Both of these traces should be made large to minimize inductance and resistance. Ideally, output LO should be directly connected to a ground plane which serves as measurement common.

Current spikes can be greatly reduced by connecting a small inductance (50nH-100nH) in series with the clock pin of each AD204. Molded chokes such as the Dale IM-2 series, with DC resistance of about 5 Ω , are suitable.

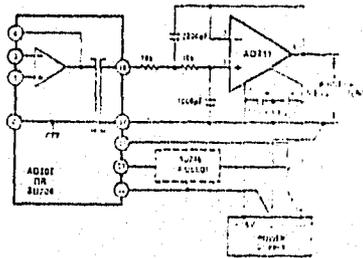


Figure 13. Output Filter Circuit Showing Proper Grounding

Using Isolator Power. Both the AD202 and the AD204 sources $\pm 7.5V$ power outputs referenced to input common. These may be used to power various accessory circuits. A typical example is at the input common-mode level; the input zero output level, as described above are an example, and several other possible uses are shown in the section titled Application Examples.

The isolated power output of the AD202 (400mA total from either or both outputs) is much more limited, of course, than that of the AD204, but it is sufficient for operating general purpose op amps, low power references (such as the AD550), and similar circuits, and the like.

The AD204 gets its power from an external clock driver, and can handle loads on its isolated supply outputs of 500mA per even supply terminal ($+7.5V$ and $-7.5V$) or 250mA for a single common output. Whenever the external load on either supply is more than about 250mA, a 1 μF tantalum capacitor should be used to bypass each loaded supply pin to input common.

Figure 9 shows how zero adjustment is done at the output by taking advantage of the semi-floating output port. The range of this adjustment will have to be increased at higher gains; if that is done, be sure to use a suitably stable supply voltage for the pot circuit.

There is no easy way to adjust gain at the output side of the isolator itself. If gain adjustment must be done on the output side, it will have to be in a following circuit such as an output buffer or filter.

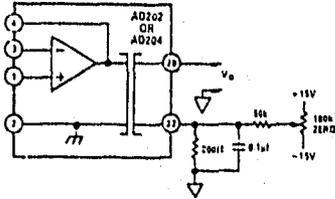


Figure 9. Output-Side Zero Adjustment

Common-Mode Performance. Figures 10a and 10b show how the common-mode rejection of the AD202 and AD204 varies with frequency, gain, and source resistance. For these isolators, the significant resistance will normally be that the path from the source of the common-mode signal to 1N COM. The AD202 and AD204 also perform well in applications requiring rejection of fast common-mode steps, as described in the Applications section.

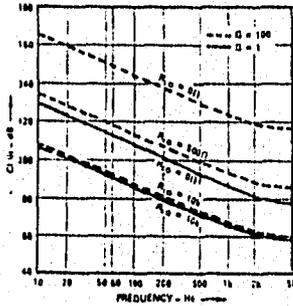


Figure 10a. AD204

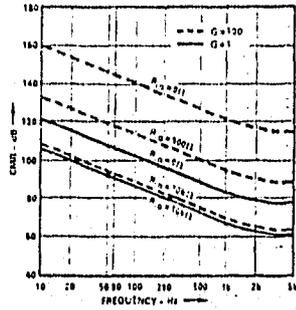


Figure 10b. AD202

Dynamics and Noise. Frequency response plots for the AD202 and AD204 are given in Figure 11. Since neither isolator is slow-rate limited, the plots apply for both large and small signals. Capacitive loads of up to 470pF will not materially affect frequency response. When large signals beyond a few hundred Hz will be present, it is advisable to bypass $-V_{150}$ and $+V_{150}$ to 1N COM with 1μF tantalum capacitors even if the isolated supplies are not loaded.

At 30-60Hz, phase shift through the AD202/AD204 is typically 0.8°C (lagging). Typical unit - unit variation is $\pm 0.2^\circ\text{C}$ (lagging).

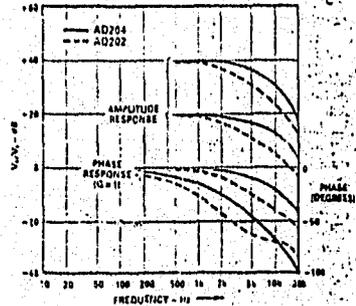


Figure 11. Frequency Response at Several Gains

Up to 32 AD204's can be driven from a single AD246 (or equivalent) clock driver when the isolated power outputs of the AD204's are loaded with less than 200 μ A each, as a worst-case supply voltage of 14.25V at the clock driver. The number of AD204's that can be driven by one clock driver is reduced by one AD204 per 3.5mA of isolated power load current at 7.5V, distributed in any way over the AD204's being supplied by that clock driver. Thus a load of 1.75mA from +V₁₅₀ to -V₁₅₀ would also count as one isolator because it spans 15V.

It is possible to increase clock fanout by increasing supply voltage above the 14.25V minimum required for 32 loads. One additional isolator (or 3.5mA unit load) can be driven for each 40mV of increase in supply voltage up to 15V. Therefore if the minimum supply voltage can be held to 15V - 1%, it is possible to operate 32 AD204's and 32mA of 7.5V loads. Figure 14 shows the allowable combinations of load current and channel count for various supply voltages.

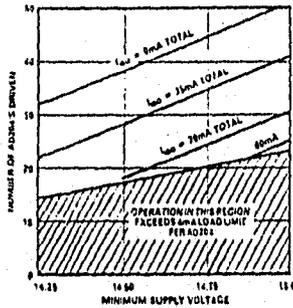


Figure 14. AD246 Fanout Rules

Operation at Reduced Signal Swing. Although the nominal output signal swing for the AD202 and AD204 is $\pm 5V$, there may be cases where a smaller signal range may be desirable. When that is done, the fixed errors (principally offset terms and output noise) become a larger fraction of the signal, but nonlinearity is reduced. This is shown in Figure 15.

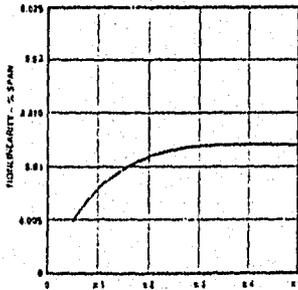


Figure 15. Linearity vs. Signal Swing

PCB Layout for Multichannel Applications. The AD204Y has been designed to make very dense packing possible in multichannel applications. Figure 16a shows the recommended printed circuit board (PCB) layout for the simple voltage-to-current connection. When gain-setting resistors are present, 0.25" channel centers can still be achieved, as shown in Figure 16b.

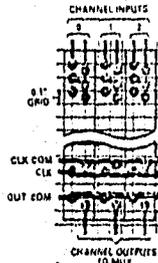


Figure 16a.

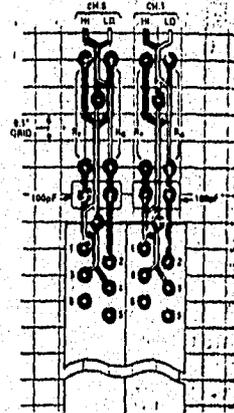


Figure 16b.

(Circuit figures shown on this page are for AD204Y only. Refer to the data sheet for details.)

Single-chip 8-bit microcontroller

80C552/83C552/87C552

Single-chip 8-bit microcontroller with 10-bit A/D, capture/compare timer, high-speed outputs, PWM

DESCRIPTION

The 80C552/83C552/87C552 (hereinafter generally referred to as 87C552) Single-Chip 8-Bit Microcontroller is manufactured in an advanced CMOS process and is a derivative of the 80C51 microcontroller family. The 87C552 has the same instruction set as the 80C51. Three variants of the derivative are:

- 83C552 — 8k bytes mask-programmable ROM
- 80C552 — ROMless version of the 83C552
- 87C552 — 8k bytes EPROM

The 87C552 contains a non-volatile 8k x 8 mask-program memory (83C552), EPROM (87C552), 8 volatile 256 x 8 on-chip data memory, two 8-bit I/O ports, one 8-bit input port, two 16-bit timer/counters (identical to the timers of the 80C51), an 8-bit timer (16-bit timer coupled to capture and compare timers), a 16 source, two-priority-level, nested interrupt structure, an 8-bit DAC, a dual DAC pulse-width modulated interface, and serial interfaces (UART and I²C-bus), a "watchdog" timer and on-chip oscillator and timing circuit. For systems that require no PC capability, the 87C552 can be expanded using standard TTL compatible memories and logic.

In addition, the 87C552 has two software-selectable modes of power reduction — idle mode and power-down mode. The idle mode freezes the CPU while allowing the RAM, memory ports, and interrupt system to continue functioning. The power-down mode allows the RAM contents but freezes the oscillator, causing all other chip functions to be suspended.

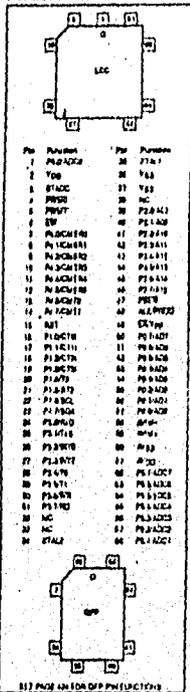
The device also functions as an arithmetic processor having facilities for both binary and BCD arithmetic plus bit-handling capabilities. The instruction set consists of over 100 instructions of 8-bit one-byte, 43 two-byte, and 17 three-byte. With a 16MHz (2.5MHz) crystal, 80% of the instructions are executed in 0.7µs (0.8µs) and 10% in 1.5µs (1.6µs). Multiply and divide instructions require 3µs (3.5µs).



FEATURES

- 80C51 central processing unit
- 8k x 8 ROM (expandable internally to 64k bytes)
- An additional 16-bit timer/counters coupled to two capture registers and three compare registers
- Two standard 16-bit timer/counters
- 256 x 8 RAM, expandable externally to 64k bytes
- Capable of producing eight synchronized timed outputs
- A 10-bit ADC with eight multiplexed analog inputs
- Two 8-bit resolution, pulse-width modulation outputs
- Five 8-bit I/O ports plus one 8-bit input port shared with analog inputs
- I²C-bus serial I/O port with byte-oriented master and slave functions
- Full-duplex UART compatible with the standard 80C51
- On-chip watchdog timer
- Three speed ranges
 - 16MHz
 - 32MHz (in preparation)
- Extended temperature ranges
- DIP package available

Pin Configurations



PIN DESCRIPTION (Continued)

SYMBOL	PIN NO.		TYPE	NAME AND FUNCTION
	PLOC	QFP		
V _{SS}	36, 37	34, 38	I	Digital ground.
PSEN	17	45	O	Program Store Enable: Active low read strobe to external program memory.
ALE/PROG	48	48	O	Address Latch Enable: Latches the low byte of the address during access to external memory. It is active-low and strobe period is 100 ns. During an external data memory access, one ALE pulse is allowed. ALE can drive up to eight LS TTL inputs and handles CMOS inputs with an external pull-up. This pin is also the program pulse input (PROG) during EPROM programming.
EA/V _{PP}	49	50	I	External Access: When EA is held at TTL level high, the CPU accesses out of the internal program memory provided the program counter is less than 8192. When EA is held at TTL low level, the CPU accesses out of external program memory. EA is not allowed to float. This pin also receives the 1275V programming supply voltage (V _{PP}) during EPROM programming.
AV _{REFL}	58	60	I	Analog to Digital Conversion Reference Resistor: Low end.
AV _{REFH}	59	60	I	Analog to Digital Conversion Reference Resistor: High end.
AV _{SS}	60	61	I	Analog Ground.
AV _{DD}	61	62	I	Analog Power Supply.

NOTE:

1. To avoid "kick up" effect at power on, the voltage on any pin at any time must not be higher or lower than V_{DD} - 0.5V or V_{SS} + 0.5V, respectively.

OSCILLATOR CHARACTERISTICS

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier. The pins can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in the logic symbol, page 124.

To drive the device from an external clock source, XTAL1 should be driven while XTAL2 is left unconnected. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, because the input to the internal clock circuitry is through a divide-by-two flip-flop. However, minimum and maximum high and low times specified in the data sheet must be observed.

RESET

A reset is accomplished by holding the RST pin high for at least two machine cycles (24 oscillator periods) while the oscillator is running. To ensure a good power-on reset, the RST pin must be high long enough to allow the oscillator time to start up (normally a few milliseconds) plus two machine cycles. At power-on, the voltage on V_{DD} and RST must come up at the same time for a proper start-up.

IDLE MODE

In the idle mode, the CPU pins will be sleep while all of the on-chip peripherals stay active. The instruction to enter the idle mode is the last instruction executed in the normal operating mode before the idle mode is entered. The CPU terminates the on-chip RAM, and all of the special function registers

remain intact during this mode. The idle mode can be terminated either by any enabled interrupt (at which time the processor is placed up at the interrupt service routine and continued), or by a hardware reset when starts the processor in the same manner as a power-on reset.

POWER-DOWN MODE

In the power-down mode, the oscillator is stopped and the instruction to enter a power-down mode is the last instruction executed. Only the contents of the on-chip RAM are retained. A hardware reset is the only way to terminate the power-down mode. The control bits for the locked power-down mode are in the special function register PCON. Table 1 shows the state of the I/O pins during the various operating modes.

Table 1. External Pin Status During Idle and Power-Down Modes

MODE	PROGRAM MEMORY	ALE	PSEN	PORT 0	PORT 1	PORT 2	PORT 3	PORT 4	POWER SWITCH
Idle	Internal	1	1	Data	Data	Data	Data	Data	High
Idle	External	1	1	Float	Data	High-Z	Data	Data	High
Power-down	Internal	0	0	Data	Data	Data	Data	Data	High
Power-down	External	0	0	Float	Data	Data	Data	Data	High

PIN DESCRIPTION

MEMORIC	PIN NO.		TYPE	NAME AND FUNCTION	
	PLCC	QFP			
VDD	2	72	I	Digital Power Supply: +5V power supply pin during normal operation and power-down mode.	
STANB	3	74	I	Start ADC Operation: Input starting enable to digital conversion (ADC operation can also be started by software).	
PALE	4	76	O	Pulse Width Modulation: Output 0	
PAUT	6	78	O	Pulse Width Modulation: Output 1	
EW	8	77	I	Enable Watchdog Timer: Enable for T3 reset dog timer and disable power-down mode.	
PO0-PO7	17-20	16-21	IO	Port 0: Port 0 is an 8-bit open-drain bidirectional I/O port. Port 0 pins that have 16 ohms to them (not all) can be used as high-impedance inputs. Port 0 is also the multiplexed bus control address and data bus during accesses to external program and data memory. In this application it is a strong internal pull-up when enabling it. Port 0 is also used to input the code byte during programming and to output the code byte during verification.	
P10-P17	16-23	10-17	IO	Port 1: 8-bit I/O port. Alternate functions include:	
	16-21	10-15	IO	(P10-P15): Open-drain external ports	
	22-23	16-17	IO	(P16, P17): Open-drain ports	
	16-18	16-19	I	CTDR-CTR0 (P10-P13): Capture timer input signals for timer T2	
	19	14	I	T2 (P14): T2 event output	
	21	15	I	R22 (P15): T2 timer reset signal. Rising edge triggered.	
	22	16	IO	BCL (P16): Serial port data line (PC bus)	
23	17	IO	SDA (P17): Serial port data line (PC bus) Port 1 is also used to input the lower order address bytes during EPROM programming and verification. A0 is on P10, etc.		
P20-P27	36-43	36-43	IO	Port 2: 8-bit quasi-bidirectional I/O port. Alternate function: High-order address bytes for external memory (A08-A15). Port 2 is also used to input the upper order address during EPROM programming and verification. A6 is on P20, A9 on P21, the high A12 on P24.	
	24-31	18-20, 23-27	IO	Port 2: 8-bit quasi-bidirectional I/O port. Alternate functions include:	
P30-P37	24	18	IO	RXD0 (P30): Serial input port.	
	25	19	IO	TXD0 (P31): Serial output port.	
	26	20	IO	INT0 (P32): External interrupt.	
	27	23	IO	INT1 (P33): External interrupt.	
	29	34	IO	T0 (P34): Timer 0 external input.	
	26	25	IO	T1 (P35): Timer 1 external input.	
	30	26	IO	WRN (P36): External data memory write strobe.	
	31	27	IO	RDN (P37): External data memory read strobe.	
	P40-P47	7-14	60, 1-7	IO	Port 4: 8-bit quasi-bidirectional I/O port. Alternate functions include:
		7-13	60, 1-7	O	CMSR0-CMSR4 (P40-P44): Timer T0 compare and toggle outputs on a match with timer T0.
13-14		7, 8	O	CM70, CM71 (P45, P47): Timer T0 compare and toggle outputs on a match with timer T0.	
7		71-64	I	Port 4: 8-bit input port. ADC-A/DCTZ (P40-P47): Alternate function. Eight input channels to ADC.	
RST	15	6	IO	Reset: Input to reset the 82C552. It also provides a reset pulse at output when timer T0 overflows.	
XTAL1	35	32	I	Crystal input 1: Input to the inverting amplifier that forms the oscillator and input to the external clock generator. Receives the external clock signal when an external oscillator is used.	
XTAL2	34	31	O	Crystal input 2: Output of the inverting amplifier that forms the oscillator. Left open-circuit when an external clock is used.	

intel

82C55A CMOS PROGRAMMABLE PERIPHERAL INTERFACE

- Compatible with all Intel and Most Other Microprocessors
- High Speed, "Zero Wait State" Operation with 8 MHz 8086/88 and 80186/188
- 24 Programmable I/O Pins
- Low Power CMOS
- Completely TTL Compatible
- Control Word Read-Back Capability
- Direct Bit Set/Reset Capability
- 2.5 mA DC Drive Capability on all I/O Port Outputs
- Available in 40-Pin DIP and 44-Pin PLCC
- Available in EXPRESS
 - Standard Temperature Range
 - Extended Temperature Range

The Intel 82C55A is a high-performance, CMOS version of the industry standard 8255A general purpose programmable I/O device which is designed for use with all Intel and most other microprocessors. It provides 24 I/O pins which may be individually programmed in 2 groups of 12 and used in 3 major modes of operation. The 82C55A is pin compatible with the NMOS 8255A and 8255A-5.

In MODE 0, each group of 12 I/O pins may be programmed in sets of 4 and 8 to be inputs or outputs. In MODE 1, each group may be programmed to have 6 lines of input or output. 3 of the remaining 4 pins are used for handshaking and interrupt control signals. MODE 2 is a strobed bi-directional bus configuration.

The 82C55A is fabricated on Intel's advanced CMOS III technology which provides low power consumption with performance equal to or greater than the equivalent NMOS product. The 82C55A is available in 40-pin DIP and 44-pin plastic loaded chip carrier (PLCC) packages.

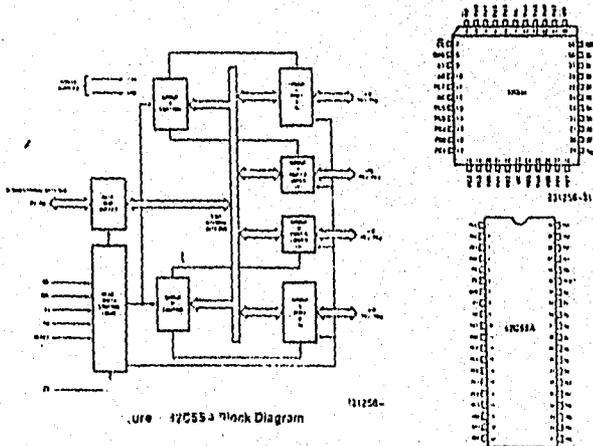


Table 1. Pin Description

Symbol	Pin Number Dip	PLCC	Type	Name and Function																																																																														
PA ₃₋₀	1-4	2-5	I/O	PORT A, PINS 0-3: Lower nibble of an 8-bit data output latch/buffer and an 8-bit data input latch.																																																																														
RD	5	6	I	READ CONTROL: This input is low during CPU read operations.																																																																														
CS	6	7	I	CHIP SELECT: A low on this input enables the 82C55A to respond to RD and WR signals. RD and WR are ignored otherwise.																																																																														
GrD	7	8		System Ground																																																																														
A ₁₋₀	8-9	9-10	I	ADDRESS: These input signals, in conjunction RD and WR, control the selection of one of the three ports or the control word registers.																																																																														
				<table border="1"> <thead> <tr> <th>A₁</th> <th>A₀</th> <th>RD</th> <th>WR</th> <th>CS</th> <th>Input Operation (Read)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Port A - Data Bus</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Port B - Data Bus</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Port C - Data Bus</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Control Word - Data Bus</td> </tr> <tr> <th colspan="6">Output Operation (Write)</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Data Bus - Port A</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Data Bus - Port B</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Data Bus - Port C</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Data Bus - Control</td> </tr> <tr> <th colspan="6">Disable Function</th> </tr> <tr> <td>X</td> <td>X</td> <td>X</td> <td>X</td> <td>1</td> <td>Data Bus - 3 - Strobe</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>X</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Data Bus - 3 - Strobe</td> </tr> </tbody> </table>	A ₁	A ₀	RD	WR	CS	Input Operation (Read)	0	0	0	1	0	Port A - Data Bus	0	1	0	1	0	Port B - Data Bus	1	0	0	1	0	Port C - Data Bus	1	1	0	1	0	Control Word - Data Bus	Output Operation (Write)						0	0	1	0	0	Data Bus - Port A	0	1	1	0	0	Data Bus - Port B	1	0	1	0	0	Data Bus - Port C	1	1	1	0	0	Data Bus - Control	Disable Function						X	X	X	X	1	Data Bus - 3 - Strobe	X	X	1	1	0	Data Bus - 3 - Strobe
A ₁	A ₀	RD	WR	CS	Input Operation (Read)																																																																													
0	0	0	1	0	Port A - Data Bus																																																																													
0	1	0	1	0	Port B - Data Bus																																																																													
1	0	0	1	0	Port C - Data Bus																																																																													
1	1	0	1	0	Control Word - Data Bus																																																																													
Output Operation (Write)																																																																																		
0	0	1	0	0	Data Bus - Port A																																																																													
0	1	1	0	0	Data Bus - Port B																																																																													
1	0	1	0	0	Data Bus - Port C																																																																													
1	1	1	0	0	Data Bus - Control																																																																													
Disable Function																																																																																		
X	X	X	X	1	Data Bus - 3 - Strobe																																																																													
X	X	1	1	0	Data Bus - 3 - Strobe																																																																													
PC ₇₋₄	10-13	11,13-15	I/O	PORT C, PINS 4-7: Upper nibble of an 8-bit data output latch/buffer and an 8-bit data input buffer (no latch for input). This port can be divided into two 4-bit ports under the mode control. Each 4-bit port contains a 4-bit latch and it can be used for the control signal outputs and status signal inputs in conjunction with ports A and B.																																																																														
PC ₃₋₀	14-17	16-19	I/O	PORT C, PINS 0-3: Lower nibble of Port C.																																																																														
PD ₀₋₇	10-25	20-22, 24-20	I/O	PORT D, PINS 0-7: An 8-bit data output latch/buffer and an 8-bit data input buffer.																																																																														
VCC	28	29		SYSTEM POWER: + 5V Power Supply.																																																																														
D ₇₋₀	27-34	30-33, 35-38	I/O	DATA BUS: Bi-directional, tri-state data bus lines, connected to system data bus.																																																																														
RESET	35	39	I	RESET: A high on this input clears the control register and all ports are set to the input mode.																																																																														
WR	36	40	I	WRITE CONTROL: This input is low during CPU write operations.																																																																														
PA ₇₋₄	37-40	41-44	I/O	PORT A, PINS 4-7: Upper nibble of an 8-bit data output latch/buffer and an 8-bit data input latch.																																																																														
NC		1, 2		No Connect																																																																														