



12
28/11/84
Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería

COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA
EN SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS

T E S I S

Que para obtener el título de :
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

p r e s e n t a n :

RENE ARADILLAS PONCE
FIDEL TOVAR PEÑA

DIR. JESUS POMPA R.



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 está 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.

TESIS LICENCIATURA

COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA
EN SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS

INDICE

INTRODUCCION.....	1
CAPITULO UNO	
CONCEPTOS BASICOS.....	4
CAPITULO DOS	
SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS.....	10
2.1 Teoría básica.....	11
2.2 Realización y problemas relacionados.....	17
CAPITULO TRES	
TECNICAS DE REDUCCION DE INTERFERENCIA.....	27
3.1 Balanceo.....	34
3.2 Blindaje.....	35
3.3 Aterrizamiento.....	40
3.4 Filtros de desacoplo.....	49
CAPITULO CUATRO	
INTERACCIONES ELECTROMAGNETICAS EN SISTEMAS ANALOGICO/DIGITALES.....	51

4.1 Planteamiento del problema en un SAU.....	52
4.2 Análisis de las fuentes de IEM.....	55
4.2.1 Análisis de una señal digital.....	56
4.2.2 Otras fuentes de IEM.....	61
4.3 Método recursivo para la disminución de interferencia.....	62
 CAPITULO CINCO	
APLICACION EN DISEÑO DE CASOS PRACTICOS.....	66
5.1 Sistema de Adquisición y Control (SAC).....	67
5.1.1 Fuentes de alimentación.....	68
5.1.2 Tarjeta de entradas analógicas.....	70
5.1.3 Tarjeta de salidas analógicas.....	74
5.2 Digitalizador de señales.....	77
5.3 Fibras Ópticas.....	84
 CAPITULO SEIS	
PRUEBAS Y MEDICIONES.....	90
6.1 Sistema de Adquisición y Control.....	92
6.2 Digitalizador de Señales.....	96
 CONCLUSIONES.....	 106
 BIBLIOGRAFIA.....	 109

INTRODUCCION

Uno de los problemas fundamentales del país en el campo tecnológico es la dependencia del exterior. En el caso particular de la electrónica, esto obliga a la compra de equipo importado, inadecuado a las condiciones existentes en el medio ambiente de trabajo de las instituciones e industrias mexicanas; aunando a esto las condiciones económicas surgidas recientemente, empezamos a desarrollar tecnología propia, cosa que se ha hecho sin contemplar los problemas de Interferencia Electromagnética (IEM) inherentes a la operación de cualquier equipo electrónico.

El objetivo de nuestro trabajo es elaborar una síntesis que sirva como referencia para el diseño de equipos Compatibles Electromagnéticamente, haciendo énfasis en Sistemas de Adquisición de Datos, los cuales están situados en un ambiente real de trabajo en donde se presentan condiciones inadecuadas para la operación de los mismos, tales como: líneas de transmisión de datos digitales próximas a señales analógicas; instalaciones eléctricas mal planeadas (líneas de c.a.); instalación de equipos de alimentación de energía en las inmediaciones de sistemas

con señales de bajo nivel, etc. Desde un punto de vista práctico, lo anterior causa problemas de operación, pérdidas económicas y de tiempo.

Las técnicas que presentamos son de aplicación general en el diseño de equipo electrónico. Con esto queremos decir que la operación de estos equipos será mejor si se diseñan considerando el aspecto de su compatibilidad electromagnética.

Nuestro trabajo empieza con la definición de algunos conceptos técnicos referentes al tema. Una vez adquirido el manejo de los tecnicismos pasamos al estudio de los Sistemas de Adquisición de Datos para conocer su funcionamiento, constitución y los posibles problemas que podrían presentarse debido a su operación interna y el medio ambiente en que se sitúan.

Posteriormente planteamos los problemas de interferencia que afectan a un Sistema de Adquisición de Datos para, así, entender la aplicación de las técnicas de reducción de ruido que, bien aplicadas, garantizan la mayor atenuación de la interferencia. Las principales técnicas son: Blindaje y Aterrizamiento, las cuales se encuentran íntimamente relacionadas y no deben separarse en su estudio. De igual importancia, son las llamadas técnicas secundarias que son: Balanceo, Filtros de Desacople y Circuitos Especiales. Estas sirven para reducir el ruido en condiciones en que las primeras no bastan o cuando se requiere de mayor abatimiento de la interferencia para incrementar la rela-

ción señal a ruido y, en consecuencia, la confiabilidad, especialmente en equipos de gran exactitud.

También realizamos un análisis del por qué las señales digitales afectan a las analógicas. Finalmente, aplicamos los conocimientos adquiridos a algunos casos prácticos, a saber: Sistema de Adquisición y Control (SAC), Digitalizador (DPG-100) y transmisores analógicos a base de fibras ópticas. Proyectos desarrollados en el Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE), que se describen a grosso modo, dando pruebas y mediciones hechas a los equipos.

CAPITULO UNO

CONCEPTOS BASICOS

Los primeros problemas de interferencia electromagnética (IEM) surgieron a principios del siglo XX con el desarrollo de las líneas de comunicación (teléfono, telégrafo) y de transmisión de potencia. La IEM adquirió relevancia durante la Segunda Guerra Mundial debido al gran auge de los sistemas de comunicación empleados por los países involucrados, permitiendo que durante la postguerra se incrementara la complejidad y producción de equipo, paralelamente a la búsqueda de soluciones al problema de IEM.

Tal búsqueda deberá ser función de las condiciones y del desarrollo alcanzado por cada país en particular.

Los Sistemas de Adquisición de Datos (SAD) manejan señales eléctricas provenientes de transductores que sensan parámetros físicos (presión, temperatura, etc.). La señal eléctrica (volta-

je o corriente) que obtenemos del transductor, en muchos casos, es de una magnitud tan pequeña que puede ser contaminada fácilmente en un ambiente electromagnético, alterándose la representación real de la variable medida. Esta modificación de la señal representa un problema en general para los Sistemas de Adquisición de Datos, denominado interferencia.

Para que un SAÜ opere satisfactoriamente debe ser compatible electromagnéticamente con los sistemas que constituyen su medio ambiente (líneas de transmisión de potencia, motores, relevadores, etc.). Compatibilidad Electromagnética (CEM) es la capacidad de un equipo para funcionar apropiadamente en un medio o ambiente electromagnético. Un equipo con CEM no tiene problemas de interferencia, es decir, no es afectado por el ruido.

Para comprender mejor el problema de interferencia definiremos:

RUIDO: Una señal procedente de cualquier tipo de energía distinta a la deseada.

INTERFERENCIA: Es el efecto indeseable del ruido que impide la claridad y fidelidad de una señal.

SUSCEPTIBILIDAD: Es la habilidad de un dispositivo o circuito para responder a energía eléctrica indeseada (Ruido). El nivel de susceptibilidad de un circuito es el medio ambiente ruidoso en el

cual el equipo puede operar satisfactoriamente.*

AMBIENTE ELECTROMAGNETICO: Es el espacio donde existen campos eléctricos y campos magnéticos combinados, generados por la operación de distintos equipos y por líneas de transmisión. Prácticamente existen campos electromagnéticos en cualquier sitio en que instalemos un sistema.

El problema de CEM se hizo patente con el incremento de equipos electrónicos complicados, líneas de comunicación y líneas de potencia, así como con la producción masiva de sistemas con un mayor grado de integración. Esto último ocasionó que el espacio entre componentes fuera cada vez menor y que se le diera mayor importancia al problema de interferencia.

El problema de interferencia proviene del acoplamiento de ruido entre equipos o componentes, el tipo de acoplamiento puede ser radiado o conductivo. Acoplamiento radiado es el que se efectúa a través de campos electromagnéticos, mientras que el acoplamiento conductivo puede darse directa o indirectamente en un circuito, de tres formas: resistivo, capacitivo e inductivo,

en base a los modelos empleados para representar los elementos que constituyen un circuito.

Para analizar un problema de ruido necesitamos definir el problema, es decir, debemos identificar: fuente de ruido, circuito receptor susceptible al ruido y el canal de acoplamiento que transmite el ruido de la fuente al receptor.

Para esto utilizamos la técnica denominada "Análisis de Circuitos Eléctricos", la cual nos da una solución aproximada en función del tiempo. Para ello asumimos que:

- a) Los campos eléctricos están confinados a los interiores de capacitores.
- b) Los campos magnéticos están confinados a los interiores de inductores.
- c) Las dimensiones de los circuitos son pequeñas comparadas con la longitud de onda de la señal involucrada.

Nórmalmente los campos externos son despreciados, excepto cuando su efecto es considerado en otros circuitos.

Consideraremos los canales de acoplamiento como mallas de parámetros concentrados equivalentes; es decir:

- El campo eléctrico variable en el tiempo lo podemos repre-

sentar por medio de un capacitor conectando los circuitos involucrados.

- El campo magnético variable en el tiempo lo podemos representar por medio de una inductancia mutua entre los circuitos.

Si la condición dada por c) no se cumple, la representación de parámetros concentrados sigue siendo útil ya que, si bien no necesariamente, da la respuesta numérica correcta, muestra claramente cómo el ruido depende de los parámetros del sistema.

En base a lo anterior podemos afirmar que al diseñar un equipo no basta crearlo para operar bajo condiciones ideales, sino que se deben tomar en cuenta las condiciones existentes en el 'mundo real'; esto es, debemos considerar que el alambrado entre etapas conduce ruido; cada una de ellas radia ruido y si las corrientes de tierra de varias etapas fluyen a través de una impedancia común, éstas se afectan mutuamente. Asimismo, externamente el sistema puede ser afectado por ruido proveniente de fuentes que están fuera del control del diseñador.

Otra parte del problema de ruido es que el equipo receptor se vuelve fuente. Por lo tanto, al diseñar un equipo debemos pensar tanto en minimizar la generación de ruido como en que no sea susceptible a éste.

Si tomamos en cuenta la CEM en las primeras etapas de di-

seño tendremos la mayor cantidad de técnicas aplicables al menor costo relativo posible, como puede verse en la siguiente gráfica en la que consideramos tres elementos en el desarrollo de un equipo.

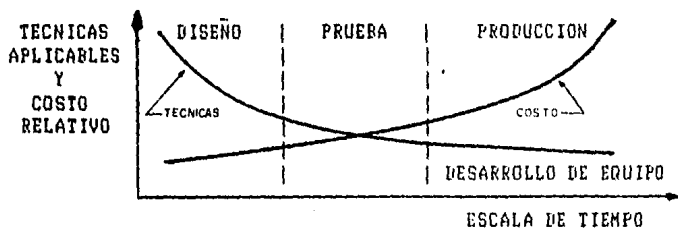


fig. 1.1

Relación Costo-Técnicas contra desarrollo de un equipo.

De la gráfica podemos observar que cuanto mayor es el grado de avance en el desarrollo de un equipo, la cantidad de técnicas aplicables es cada vez menor, mientras que el costo de aplicación aumenta. Es decir, la relación costo/técnicas es cada vez mayor.

CAPITULO DOS

SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS

El desarrollo de la electrónica digital nos permite realizar un mejor análisis de señales analógicas para manejo y control de sistemas en general, las cuales provienen de parámetros físicos. El procesamiento digital es preferido sobre el analógico debido al bajo costo en circuitos complejos, precisión, inmunidad al ruido, velocidad y al abatimiento de costos en la producción masiva de componentes. Para que el procesamiento digital se lleve a cabo es necesario contar con un Sistema de Adquisición y Conversión, que sirva de enlace entre el 'mundo real analógico' y el 'mundo digital', denominado Sistema de Adquisición de Datos (SAD). Para propósitos de control, se necesita que, una vez procesada digitalmente la información, el sistema sea realimentado con señales analógicas. El sistema que realiza la conversión de señales digitales a analógicas se conoce con el nombre de Sistema de Distribución de Datos (SDD).

2.1 Teoría Básica

Un Sistema de Adquisición y Distribución podemos construirlo en base a los siguientes elementos:

Transductor o Sensor

Amplificador (Normalmente de ganancia variable)

Amplificador de Aislamiento

Filtro

Multiplexor (Analógico o Digital) para Multicanalización

Sample-Hold

Fuente de Alimentación

Convertidor A/D y D/A

Algún medio de Almacenamiento de Datos

El orden de interconexión depende del diseñador. Una posibilidad es la que mostramos en la figura 2.1.

El transductor es el dispositivo que lleva a cabo la conversión de una forma de energía a otra. En el caso de un Sistema de Adquisición (SAD) el transductor sensa la variable física, que puede ser volumen, posición, temperatura, etc., convirtiéndola en una señal eléctrica. Por el contrario, en un Sistema de Distribución, el transductor transforma la señal eléctrica en otro tipo de energía. En la práctica es común que nos encontremos que la variable a sensar sea de tipo eléctrico, denomi-

nando también al sensor empleado: transductor, aunque éste no realice la conversión de un tipo de energía a otro.

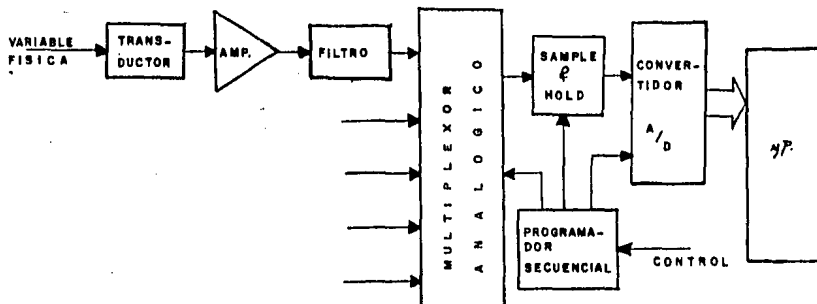


fig. 2.1

Sistema de Adquisición de Datos.

Debido a que la señal eléctrica proporcionada en la mayoría de los casos por el transductor es muy pequeña (de μV a mV), es necesario el uso de un amplificador para elevar el voltaje a niveles utilizables en el procesamiento. Además, dependiendo del tipo de amplificador, puede eliminarse ruido de modo común, tenerse alta impedancia de entrada, manejar corriente o voltaje, o una combinación de éstas, así como aislar etapas de un circuito.

La señal de salida del amplificador (que puede transmitirse por distintos medios, dependiendo de la aplicación), normalmente lleva implícitas frecuencias distintas a la de interés con diferentes niveles de voltaje, de ahí que debamos incluir un filtro para limitar el ancho de banda.

Cuando el SAD maneja distintas variables físicas debemos usar un multiplexor, el cual selecciona una variable a la vez para ser introducida a un S/H o directamente al Convertidor Analógico/Digital (CAD). El circuito 'Sample & Hold' (S/H - Muestreo y Retención) lo utilizamos cuando la señal analógica contiene componentes de frecuencia relativamente altas y empleamos un Convertidor A/D de Aproximaciones Sucesivas. Su función es tomar una muestra de la señal y retenerla para dar tiempo a que la conversión se efectúe, esto se debe a que en este tipo de convertidor la entrada no debe variar más de $\pm 1/2$ LSB (\pm medio Bit Menos Significativo). Esto último se obtiene a partir de que la máxima variación de la señal de entrada respecto al tiempo de conversión de un CAD esta dada por:

$$\left. \frac{\Delta V}{\Delta t} \right|_{\max} = \frac{2^{-n} \text{VE.C.}}{T_{\text{conv.}}} \quad (2-1)$$

Donde:

n = Número de Bits

VE.C. = Voltaje a Escala Completa

$T_{\text{conv.}}$ = Tiempo de Conversión.

Por ejemplo, para un CAD de Aproximaciones Sucesivas de propósito general de 8 bits que tenga un tiempo de conversión:

$$T_{\text{conv}} = 30 \mu\text{s}$$

y para un V.E.C. = 10 V, obtenemos la razón de cambio de la señal (para el caso de una sola muestra tomada al azar)

$$\left. \frac{\Delta V}{\Delta t} \right|_{\max} = 0.001302 \frac{V}{\mu s} = 1.302 \times 10^{-6} \frac{V}{ns} \quad (2-2)$$

y empleando el Teorema de Muestreo nos da una frecuencia máxima de la señal a procesar de (caso repetitivo)

$$f_{\max} = 16.666 \text{ KHz.}$$

Si al mismo convertidor le agregamos un S/H con un tiempo de apertura típico de 3 ns, (sustituyendo Taper por Tconv en la ec. 2-1) obtenemos (caso de una sola muestra)

$$\left. \frac{\Delta V}{\Delta t} \right|_{\max} = 0.01302 \frac{V}{ns} = 13.02 \frac{V}{\mu s} \quad (2-3)$$

lo que nos da una mayor razón de cambio, permitiéndonos con esto manejar señales con variaciones más rápidas de voltaje. De lo anterior observamos que al usar un S/H mejoramos la funcionalidad del sistema, pero tenemos que caracterizar el comportamiento del S/H para que actúe en la forma esperada.

La fuente de alimentación cumple un papel importante en la operación eficiente del SAD, puesto que debe alimentar la parte Analógica y Digital con voltajes fijos de c.d. siendo la causa

principal en la introducción de ruido conducido, a menos que contemplemos este problema desde el diseño de la misma; además, debemos poner especial atención para evitar la generación de campos electromagnéticos debidos a disposiciones geométricas del equipo.

El Convertidor A/D es el elemento principal del SAD, ya que es el circuito que efectúa el enlace entre el "mundo analógico" y el "digital". A la entrada del CAD se tiene una señal cuyo valor está dentro de un rango especificado, mientras que la salida es una palabra digital equivalente.

Existen diferentes tipos de CAD's, cuyo empleo depende de la frecuencia de la señal que deseemos digitalizar. Así, para muy altas frecuencias (video) utilizamos un CAD Paralelo, por ser el de más alta velocidad de conversión, aunque se caracterice por ser de baja precisión, sujetándose a compromisos económicos. En bajas frecuencias, normalmente usamos CAD's de Integración (doble, triple y cuádruple), pues a pesar de ser de baja velocidad poseen características de buena linealidad y alto rechazo de ruido. Por último, a frecuencias medias empleamos el CAD de Aproximaciones Sucesivas ya que es el que mejor se adapta a las condiciones existentes en el rango y, basándonos en su alta velocidad de conversión, permite la multicanalización masiva de señales.

Entre los más comúnmente usados se encuentran el de Aproxim-

maciones Sucesivas y el de Doble pendiente de Integración.

Para hacer uso de la información digital requerimos de un medio que nos permita accederla en el momento deseado, es decir, habrá ocasiones en que el procesamiento y utilización de los datos no sean inmediatos, en cuyo caso debemos proporcionar un medio para dar perdurabilidad a los mismos, función que podemos efectuar empleando disco magnético, cinta magnética, memoria semiconductora, etc.

El Sistema de Distribución de Datos podemos describirlo de manera semejante a la anterior, con la diferencia de que partimos de una señal digital y obtenemos, finalmente, una señal analógica, como lo muestra la figura siguiente

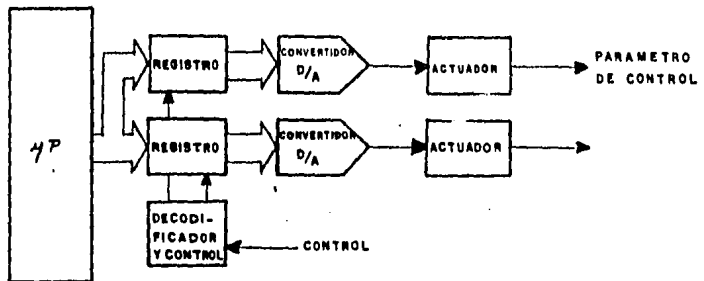


fig. 2.2

Sistema de Distribución de Datos.

2.2 Realización y Problemas Relacionados

La manera de implementar un SAD depende de la aplicación que le vayamos a dar, del medio ambiente de operación, de la disponibilidad de los elementos, así como del diseñador.

Podemos tener (en forma general) dos tipos de SAD's: de Transmisión Analógica y de Transmisión Digital. Los primeros son aquellos en los que la señal (antes del CAD) pasa a través de un mayor número de elementos analógicos que en los de Transmisión Digital, es decir, normalmente estos últimos son menores en número a los analógicos. La diferencia básica consiste en que los primeros utilizan un multiplexor Analógico (fig. 2.1) y los segundos un multiplexor Digital, como exponemos en la figura 2.3

Las figuras 2.1 y 2.3 nos muestran una configuración que no es única. Esto es, el circuito de la fig. 2.1 está diseñado para sensar varias señales con distintos anchos de banda, pero en el caso de que tengamos señales de un mismo ancho de banda podríamos utilizar un solo filtro después del multiplexor, eliminando así componentes y disminuyendo tamaño y costo, pero pueden existir problemas con el tiempo de respuesta del sistema.

En el diagrama de la fig. 2.3, dependiendo del transductor y de la señal a sensar, podemos excluir el amplificador, el filtro o ambos, conectando directamente el transductor al CAD, lo-

grando así que la mayor parte de la transmisión de la señal sea digital.

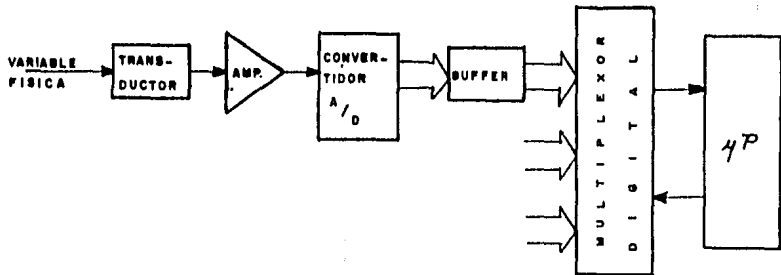


fig. 2.3

SAD con multiplexor Digital.

Los SAD's de Transmisión Digital son preferidos, cuando el medio de trabajo es ruidoso, puesto que una señal digital se ve menos afectada por el ruido, aunque al utilizar varios CAD's el costo puede incrementarse. Los de Transmisión Analógica tienen la ventaja de emplear un solo CAD, cuyo costo puede variar dependiendo del tipo; éste se minimiza con uno de integración y aumenta con uno de Aproximaciones Sucesivas (incluye un S/H). La desventaja del de Transmisión Analógica es que es más susceptible al ruido.

Las características vistas anteriormente corresponden a un SAD en general. Cada uno de los componentes puede introducir errores, afectando el procesamiento de la información. Además de los problemas propios de cada uno de los elementos, todos pueden

ser fuente y receptor de ruido, el cual, a su vez, puede ser generado por ellos mismos o por elementos externos al sistema.

El análisis de error de cada uno de los componentes que forman un SAD, presentado en la referencia cinco, nos sirve para determinar los errores generados por los elementos del SAD básico planteado en la figura 2.1.

Los errores introducidos por el transductor (e1) pueden ser debidos a la no linealidad, falta de exactitud y características inherentes del mismo.

El amplificador puede ser una de las principales fuentes de error debido a que está constituido por circuitos de comportamiento no lineal, como transistores, diodos, capacitores, etc. A nivel de bloque el error (e2) podría ser debido a voltaje de offset, ganancia variable (ajustable), no linealidad, corriente de polarización, rechazo en modo común (RMC) y variación de parámetros respecto de la temperatura. Otra característica importante de este dispositivo es el retraso en tiempo de la señal de salida con respecto a la de entrada, el cual afecta a todo el sistema (cuando tenemos exigencias temporales).

El error introducido por el filtro (e3) tiene su origen en la no linealidad de sus componentes, además de su tiempo de respuesta.

Las fuentes de error del multiplexor (e4) básicamente ser-

rían corrientes debidas a las capacitancias parásitas en los interruptores no seleccionados; rechazo en modo común en multiplexores diferenciales; no linealidad en sus componentes; corrientes de polarización; 'cross-talk' originado por las capacitancias parásitas en las salidas. El multiplexor al igual que el amplificador también produce un retraso en la señal debido al tiempo de apertura y cierre del interruptor y a la constante de tiempo RC del mismo.

Los errores producidos por el S/H (e5) se deben principalmente a voltaje de offset (si es a base de amplificadores); descarga del capacitor de retención; retardo de apertura (incertidumbre de apertura); absorción dieléctrica y no linealidad. El retraso de la señal del S/H se debe al tiempo de adquisición y al tiempo de asentamiento después del comando retén.

Algunas de las fuentes de error mencionadas anteriormente se encuentran presentes en un CAD; adicionalmente, podemos tener un error causado por pérdida de códigos. Este error (e7) es uno de los más importantes del sistema y debe ser caracterizado contra cambios de temperatura.

Los errores dependen de la arquitectura propia de cada uno de los componentes, pudiendo aumentar o disminuir según sea la construcción de cada cual.

Si los errores son independientes, podemos obtener un error

total del sistema, mediante la expresión:

$$e_t = \sqrt{\sum_{i=1}^n e_i^2} \quad (2-4)$$

el valor dado por e_t debe ser de una magnitud tal que no exceda la resolución del CAD empleado (idealmente).

Para tener una idea más clara de cómo es que nos afectan los errores de cada uno de los componentes, veremos un ejemplo en el cual trataremos de considerar los aspectos fundamentales que se pueden presentar en un SAD en su etapa de diseño (las características de un SAD varían de acuerdo a la aplicación y ambiente de trabajo).

Ejemplo:

Necesitamos realizar mediciones de temperatura para analizar el comportamiento de un sistema, éste tiene 16 salidas con termopar, cada termopar genera una salida de 0 a 0.025 volts para un rango de temperatura de 0 a 450 grados Celsius. La resolución de temperatura requerida es 0.1 grados. La señal del termopar puede estar montada en un voltaje de modo-común (VMC) de 10 volts y la lectura de temperatura debe hacerse una vez por segundo.

Formemos el SAD a partir de un multiplexor para seleccionar el termopar y guiar la señal a un amplificador de instrumentación y posteriormente al CAD (figura 2.4). A causa de la existencia del VMC y al nivel de resolución, se hace necesario que el multiplexor sea diferencial y, en combinación con el amplificador de

instrumentación, debe rechazar el VMC. El rechazo en modo-común (RMC) debe ser mayor a 130 dB para que no se afecte a la señal deseada, es decir, el error que introduce la entrada común debe ser menor que el bit menos significativo (LSB) ($\lambda_{VMC} \ll 3 \mu V$), de aquí que λ (RRMC) sea $\ll 3 \times 10 \text{EXP}(-7)$.

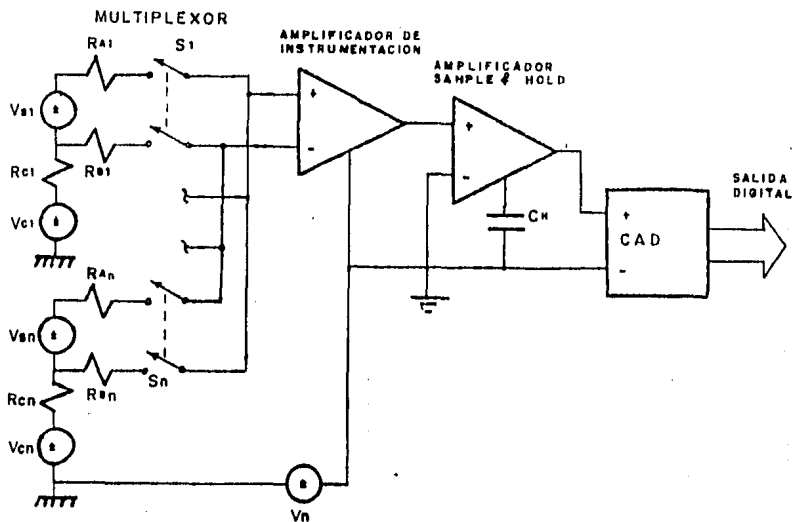


fig. 2.4

Sistema de entradas analógicas.

Para obtener un RMC de tal valor usamos un 'capacitor flotado' en la configuración del multiplexor, este esquema nos permite hacer uso de relevadores proporcionando alto aislamiento al VMC, debido a la baja velocidad de operación. Por otra parte, el uso del 'capacitor flotado' (si el valor de capacitancia es adecuado) disminuye el error de modo normal producido por el multiplexor y, por lo tanto, lo podemos despreciar; además proporciona el nivel deseado de RMC.

La resolución del sistema de medición es de una parte en 4500, por lo que el convertidor AD debe tener una resolución de por lo menos 13 bits, ya que si usáramos un CAD de 12 bits la resolución sería de 1/4096, que resulta ser menor a la deseada.

Generalmente, el voltaje de entrada a los CAD's es de una polaridad (unipolar) y de rangos específicos. Si el rango de entrada al CAD es 5 volts, la ganancia del amplificador tiene que ser de 200 para obtener el voltaje a escala completa anterior, y, como las entradas son iguales y tenemos el sistema de multiplexor con capacitor flotado, el amplificador requerido lo podemos conectar como terminal única y con ganancia fija.

El amplificador que utilicemos necesita tener una ganancia de lazo abierto de 4×10^6 para obtener un error de ganancia fraccional de por ciento, puesto que este valor da menor que el correspondiente porcentaje de la resolución. El error de ganancia también puede aumentarse o compensarse, según el valor de los resistores (y tolerancia) para la ganancia.

Otros errores que puede introducir el amplificador son:

- El retraso que sufre la salida (respuesta) respecto a la entrada y que está dado por las especificaciones de razón de cambio ('slew-rate'), el cual representa un problema para la ganancia en lazo cerrado. Por otro lado, la salida puede afectarse por el ancho de banda del amplificador (disminuye conforme aumenta la ganancia); para nuestro caso el ancho de banda es de 5 KHz si tenemos un ancho de banda de 1 MHz con ganancia unitaria.

- El RMC del amplificador lo debemos tomar en cuenta para evitar que la entrada se

modifique. Si la entrada es de 0.025 V, el RMC debe ser >> que 78 dB.

- Dos aspectos importantes para el error del amplificador son la corriente de polarización ('bias') y el offset de voltaje y corriente. El primero de ellos puede descargar al capacitor flotado durante el tiempo en que se lleve a cabo la conversión, o puede producir una caída de voltaje en las resistencias de realimentación; para disminuir esto último, colocamos un resistor (en la entrada contraria) de valor igual al paralelo de las resistencias que dan la ganancia, y éstas las hacemos más pequeñas de valor. El segundo, a pesar de que puede causar la mayoría de los problemas, quizás sea el que más se puede controlar, ya sea en el mismo amplificador o con circuitos externos a éste.

Como tenemos 16 canales de entrada, y cada uno debe muestrearse cada segundo, la razón de proceso es de 16 muestras por segundo (MPS), ésto es relativamente bajo y al menos cualquier convertidor debe ser capaz de obtener esta razón.

Un convertidor de Aproximaciones Sucesivas (con S/H) de baja velocidad puede realizar la conversión fácilmente, mientras que un convertidor de Doble-Rampa puede requerir de 20 milisegundos para completar la conversión, si a esto aunamos el tiempo de selección y desconecte del multiplexor (20 ms), obtenemos una razón de muestreo de 25 MPS, la cual es superior a la del sistema. La ventaja del segundo sobre el primero es la inmunidad al ruido y no requiere de S/H.

Hasta aquí hemos tratado superfluamente los componentes con las características que podemos conocer y modificar de cada uno, pero existen fuentes de ruido en las que no podemos actuar, y que afectan directamente el procesamiento de la señal analógica; tales fuentes pueden ser:

- ruido térmico en resistores y, normalmente, en cualquier elemento
- resistencia de encendido 'on' de los relevadores del multiplexor
- fuentes de ruido internas al amplificador, que podemos modelar mediante una fuente de voltaje y una fuente de corriente dadas por el fabricante
- características inherentes a la operación de cada uno de los elementos

El diagrama de la figura 2.5 muestra la parte del multiplexor y amplificador con todas las posibles fuentes de ruido mencionadas anteriormente. Para calcular el ruido total que nos puede afectar podemos hacer uso de la ecuación 2-4.

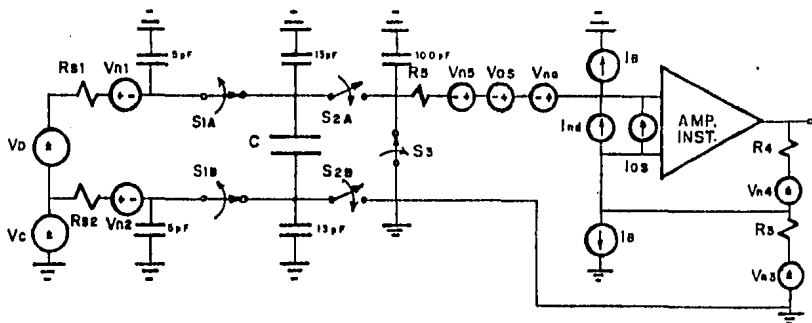


fig. 2.5

Fuentes de ruido en la entrada analógica

El ejemplo nos ilustra la forma en que podemos enfrentar las exigencias propias de un problema y canalizarlas hacia el diseño del SAD, que puede realizarse de diferentes maneras. Una vez dentro del diseño debemos considerar todas las posibles

fuentes de error, para evitar problemas en la implementación; algunas de estas serán factibles de modificar, mientras que encontramos otras fuera del control del diseñador que afectan al sistema irremediablemente.

CAPITULO TRES

TECNICAS DE REDUCCION DE INTERFERENCIA

Un Sistema de Adquisición de Datos (SAD) podemos dividirlo en dos secciones basándonos en el tipo de señal con que trabaja: una Analógica y una Digital. De éstas, la más afectada por el ruido es la analógica. Por tanto, es en esta parte en donde la información puede modificarse con mayor facilidad, debido a lo cual nuestro estudio lo enfocaremos a resolver los problemas de interferencia que afectan a la sección analógica y, en general, a las precauciones tomadas en este sentido; algunas otras recomendaciones para sistemas no analógicos serán suficientes para asegurar la Compatibilidad EM de las partes digitales del equipo.

Nota: Para consulta sobre el por qué del aterrizamiento de componentes digitales, ver el artículo: 'Digital Circuit Grounding and Interconnection', Ott, H. W., International Symposium on Electromagnetic Compatibility, IEEE 1981, pag's. 292-297.

Como explicamos en el capítulo dos, un SAD, en general, es un sistema de n entradas, sin embargo, para simplificación del estudio tomaremos una sola entrada, obteniendo el sistema equivalente mostrado en la figura 3.1.

De la figura observamos que el sistema lo hemos dividido en dos bloques, detallando en el bloque A la parte más sensible al ruido, debido a que es la sección del sistema que opera con niveles más bajos de voltaje (circuito de bajo nivel).

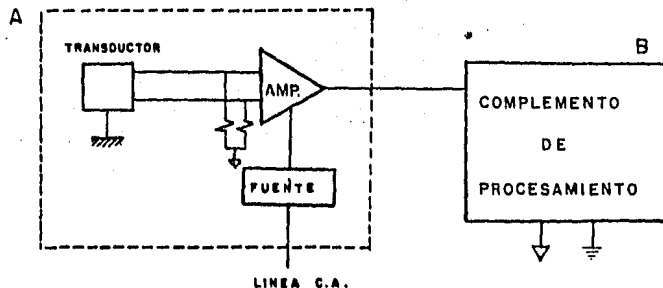


fig. 3.1

SAD. Procesamiento de la señal.

Ubicando el sistema en un ambiente de trabajo, podemos notar que existen otros equipos que pueden influir en el procesamiento de la señal, como mostramos en la figura 3.2.

El circuito de la figura 3.2 es afectado por medio de energía radiada (campo eléctrico y/o magnético) y conducida. Analizando el bloque de interés podemos modelar los conductores

por medio de parámetros concentrados, como una resistencia y una inductancia propia; además, existirá capacitancia parásita entre cada uno de ellos y tierra, y, dependiendo de las distancias entre conductores de fuente y receptor, existirá capacitancia parásita e inductancia mútua.

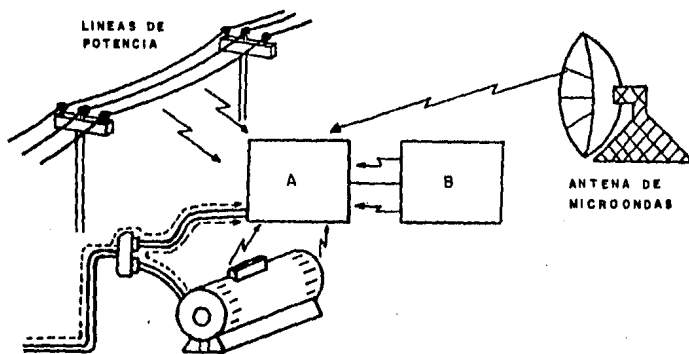


fig. 3.2

Fuentes externas de ruido actuando sobre un SAD.

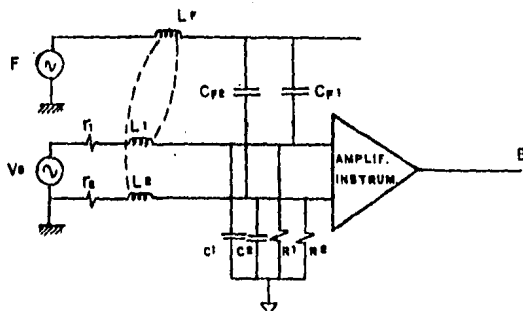


fig. 3.3

Modelado del bloque A con parámetros concentrados.

En base a lo anterior, el bloque A de la figura 3.2 podemos

redibujarlo como indicamos en la figura 3.3, en donde, considerando que el circuito de bajo nivel es el receptor, hemos modelado la influencia externa como una fuente de radiación electromagnética, es decir, una fuente de voltaje con una línea de transmisión asociada que actúa como antena y emite campo eléctrico y magnético.

Donde:

- F.- Fuente de interferencia
- V_s .- Voltaje de señal (transductor)
- LE.- Inductancia propia de un conductor intrínseco a la fuente (antena)
- L1,L2.- Inductancias propias del conductor 1 y 2 respectivamente
- ME1,ME2.- Inductancia mutua entre conductor de la fuente y conductores 1 y 2
- r_1,r_2 .- Resistencia interna de los conductores
- R1,R2.- Resistencias de polarización del Amplificador de Instrumentación
- C1,C2.- Capacitancia parásita entre conductores 1,2 y tierra
- CE.- Capacitancia parásita de la fuente a tierra que no afecta al circuito
- CE1,CE2.- Capacitancia parásita entre conductor de la fuente y conductores 1 y 2

Aplicando la técnica de Análisis de Circuitos Eléctricos al circuito de la figura 3.3, el acoplamiento eléctrico se da por medio del divisor capacitivo formado por C1 y CE1 (C2 y CE2), obteniendo un voltaje de ruido (V_{Re}) entre el conductor 1(2) y

tierra.

La corriente de la fuente produce un flujo magnético ϕ que induce una corriente en el conductor 1(2). Como sabemos, en un inductor

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (3-1)$$

En nuestro caso particular V_L es el voltaje inducido en el circuito receptor debido a la corriente de la fuente, obteniendo

$$V_R = M \frac{di_F}{dt} = j\omega M I_F \quad (3-2)$$

donde

$$M = M_{F1}, M_{F2}$$

M depende del flujo ϕ y de I_F

$$M = \frac{\phi}{I_F} \quad (3-3)$$

y

$$\phi = \bar{B} \cdot \bar{A} = B A \cos \theta \quad (3-4)$$

Sustituyendo ec. (3-4) en ec. (3-3) y en (3-2)

$$V_{Rm} = j\omega B A \cos \theta \quad (3-5)$$

De la ec. 3-5 observamos que el voltaje inducido (V_{Rm}), que aparece en serie con el conductor, depende de la frecuencia angular del flujo magnético, de la densidad de flujo, del área del circuito receptor y del ángulo (θ) que forman el flujo y el área. El área se forma a partir de que el circuito se encuentra aterrizado en distintos puntos, utilizando el plano de tierra como retorno, formándose lo que conocemos como mallas de tierra, como ilustramos en la figura siguiente.



fig. 3.4

Representación de una malla de tierra.

Si los conductores no son iguales, el voltaje inducido en cada uno de ellos es diferente acoplándose a la señal un voltaje de ruido en modo diferencial; mientras que si los conductores son iguales el voltaje acoplado es en modo común. Considerando una situación más real: en un circuito puede existir voltaje inducido en modo diferencial y en modo común.

Otra forma en que puede verse afectada la señal es mediante

el ruido conducido por el sistema de alimentación y por etapas relacionadas. Esto podemos verlo con mayor claridad si consideramos que el voltaje de la línea no es una senoide pura, es decir, lleva implícitas componentes de alta frecuencia que se acoplan a la señal a través de la fuente de polarización.

Haciendo un resumen, el bloque A de la figura 3.3 podemos redibujarlo como indicamos en la figura 3.5, en donde mostramos tanto el ruido conducido como las fuentes que modelan al ruido acoplado a la entrada y salida del amplificador.

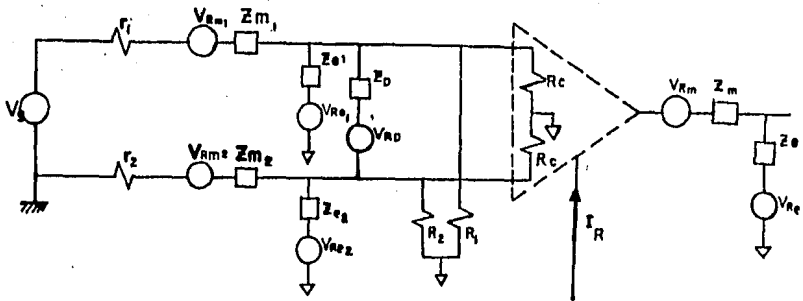


fig. 3.5

Modelado de ruido acoplado inductiva y conductivamente.

Una vez explicados los principales problemas de interferencia que pueden afectar el procesamiento de la señal (variable física), procederemos a aplicar las Técnicas de Reducción de Interferencia más apropiadas para lograr la correcta operación del circuito. El orden que seguiremos en la explicación de las técnicas no indica la prioridad de una sobre otra, puesto que esto

depende de las características del circuito y del diseñador.

3.1 Balanceo

Esta es una técnica aplicable a circuitos diferenciales, la cual consiste en lograr que cada uno de los conductores vea la misma impedancia a tierra con el objeto de lograr que el voltaje de ruido sea el mismo en ambas entradas del amplificador y si éste es diferencial se aprovechará su rechazo al M.C.

En nuestro caso, necesitamos que la impedancia que observe el conductor 1 (Z_1) sea igual a la impedancia que observe el conductor 2 (Z_2). Para que esto se cumpla el amplificador debe estar balanceado en su entrada, lo cual se logra con un Amplificador de Instrumentación; los conductores 1 y 2 deben tener las mismas características internas (r y L), y para que el efecto externo (M 's y C 's parásitas) sea el mismo en ambos conductores es conveniente utilizar un par trenzado. Además, para que el sistema se encuentre completamente balanceado, la fuente deberá estar balanceada con respecto a tierra.

Si la reducción de interferencia no es suficiente, podemos blindar el par trenzado o sustituir cada uno de los conductores por cable coaxial. La manera de aterrizarse el blindaje la veremos posteriormente.

Puesto que el balance del sistema depende del balance de la fuente, del balance de los conductores de la señal y del balance de la carga, así como del balance en todas las impedancias parásitas, algún voltaje de ruido puede acoplarse al circuito, siempre que estén presentes voltajes de ruido de modo común, debido a que nunca logramos un balance perfecto. Asimismo, el balance del circuito depende de la frecuencia de operación, ya que a mayor frecuencia la capacitancia parásita es más representativa.

3.2 Blindaje

La técnica del blindaje constituye uno de los métodos más útiles, en conjunto con aterrizamiento, para reducir la interferencia debido a radiación electromagnética. La mayor efectividad del blindaje se tiene contra campo eléctrico, mientras que contra campo magnético, en baja frecuencia, su efecto es mínimo, a menos que se sigan ciertas normas en cuanto al aterrizamiento.

Tomando en cuenta que un circuito puede ser tanto fuente como receptor de ruido radiado, el blindaje cumple la función dual de prevenir la radiación y proteger contra la misma.

Para el circuito que hemos considerado, podemos aplicar el blindaje al conductor de salida del amplificador, al

amplificador, o como ya lo mencionamos, a los conductores de entrada. Esto se debe a que el blindaje es de aplicación general, para equipos, conductores o etapas de un sistema.

Con un fin únicamente ilustrativo (tomemos en cuenta que en nuestro caso no es el más restrictivo), blindaremos solo la línea de transmisión que enlaza al amplificador con la siguiente etapa, modelando al amplificador como una fuente de voltaje, y la etapa posterior como una resistencia de carga, como mostramos en la figura 3.6.

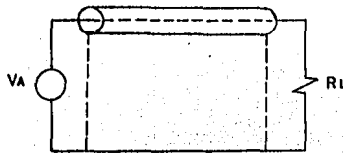


fig. 3.6

Línea de transmisión blindada.

Debemos notar que si el blindaje aplicado a la línea de transmisión se encuentra aterrizado en ambos extremos, podemos obtener protección contra campos externos y evitar la emisión de campos generados por el circuito. Para explicar esto último, consideraremos el circuito equivalente al de la figura 3.6, mostrado en la figura 3.7.

Si obtenemos la ecuación de la malla interior de la figura

3.7, mediante algunas manipulaciones llegamos a la expresión dada por la ecuación 3-6.

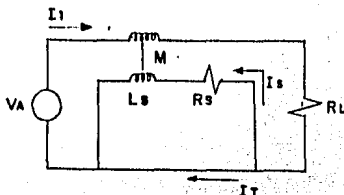


fig. 3.7

Circuito equivalente.

$$I_s = \frac{j\omega}{j\omega + R_s/L_s} I_1 \quad (3-6)$$

donde:

- I_s .- Corriente del blindaje
- I_1 .- Corriente del conductor
- I_T .- Corriente del plano de tierra

En la ec. 3-6, a

$$\omega = \frac{R_s}{L_s} = \omega_c$$

se le denomina frecuencia de corte del blindaje. Podemos notar que si $\omega \gg \omega_c$ el retorno de corriente se llevará a cabo a través del blindaje y no por el plano de tierra, logrando con ello la cancelación del campo magnético exterior al blindaje. De esta manera logramos que el circuito deje de ser una fuente de ruido

electromagnético.

Para frecuencias menores que ωc , es necesario evitar la conexión a tierra de la carga, con el objeto de formar a que el retorno de corriente sea sólo por el blindaje.

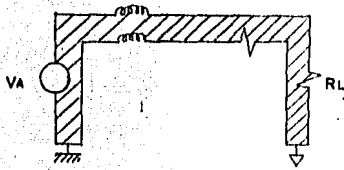


fig. 3.8

Circuito equivalente con protección contra campos externos.

En un caso más real existirá una diferencia de potencial entre los puntos de tierra de la fuente y la carga, el cual aparece como una fuente de ruido. Además, existe una malla de tierra que ocasiona que el circuito se vea afectado por campo magnético externo en el caso en que el blindaje no se encuentre aterrizado en ambos extremos. Como ya dijimos, teniendo aterrizados ambos extremos evitamos la malla de tierra, eliminando la influencia externa de los campos radiados, con esto, el voltaje de ruido que aparece en la carga se debe básicamente a la diferencia de potencial existente entre los puntos de tierra. El circuito resultante lo vemos en la figura 3.8.

Una forma de que conozcamos cómo opera el blindaje contra

interferencia electromagnética, es analizando el material que se va a utilizar como tal. Partiendo del hecho de que se define la efectividad del blindaje ante campos eléctricos y magnéticos como:

$$EB \left|_e = 20 \log \frac{E_o}{E_l} \text{ dB}; \quad EB \left|_m = 20 \log \frac{H_o}{H_l} \text{ dB} \quad (3-7)$$

respectivamente, donde

H_o, E_o = magnitud del campo incidente sobre el blindaje

H_l, E_l = magnitud del campo transmitido al pasar el blindaje.

Ecuaciones que para un caso dado se pueden expresar (para obtención de éstas ver las referencias) en función de las propiedades del material y del medio de propagación, a saber: constante de atenuación (α), constante de propagación (γ), impedancia de onda (Z_w) e impedancia del metal del blindaje (Z_m). El manejo de estas características nos da la ecuación siguiente para la efectividad de un blindaje ideal:

$$EB \left|_{dB} = A + R + C \quad (3-8)$$

donde

A - Pérdidas por Absorción

R - Pérdidas por Reflexión

C - Factor de corrección (Re-Reflexión)

es decir, no tomamos en cuenta la degradación del blindaje debido a ventilaciones, agujeros, juntas, no homogeneidad del material, etc. Si alguna de las discontinuidades anteriores se presentan en el blindaje, cada una de las pérdidas en la ecuación 3-8 se afecta por un factor diferente.

Nota: Para mayor información sobre el análisis de la efectividad del blindaje ver el capítulo 6 de H. W.

Ott(ref. # 1)

3.3 Aterrizamiento

En las técnicas vistas con anterioridad hemos manejado implícitamente el aterrizamiento de componentes, dándonos cuenta con ello que es una de las herramientas de mayor importancia para la reducción de interferencia, pero su aplicación es muy difícil de llevar a cabo en un proyecto concluido. De ahí que, esta técnica debemos considerarla desde la etapa inicial del diseño de un equipo, pues un sistema de tierras mal implementado puede ser una causa principal de acoplamiento de ruido, mientras que un sistema bien diseñado nos llevará a:

- a) Minimizar la generación de ruido debido al flujo de corriente de tierra de más de un circuito a través de una impedancia común.
- b) Evitar crear mallas de tierra.

Para que se cumplan los puntos anteriores es necesario que conozcamos los diferentes tipos de tierras que podemos tener en un equipo, a saber:

TIERRA DE SEÑAL.- Es el punto o plano por donde retorna la corriente suministrada a una carga, empleado como referencia para el voltaje (neutro), razón por la cual también la conocemos como tierra de referencia.

TIERRA DE SEGURIDAD.- Es la conexión a tierra física que debemos realizar en cualquier equipo (chasis), con el propósito de evitar que se encuentre a un potencial elevado que puede resultar peligroso en su manejo.

Normalmente usamos el neutro como una referencia de voltaje para un circuito, sin tomar en cuenta que esté conectado a tierra física; a esta última, siempre se conecta la tierra de seguridad de cualquier equipo mientras que el neutro usualmente puede estar conectado, pero no necesariamente, a tierra física.

Debido a que un sistema está expuesto a voltajes inducidos o a fallas de alimentación, se hace imprescindible un sistema de protección, el cual lo podemos obtener con un interruptor térmico a la entrada de la alimentación (señal) y conectando el

chasis del equipo a tierra física.

La tierra de señal la dividimos en dos clases: (1) Tierra Puntual y (2) Tierra Multipunto. La primera tiene dos subclases: (a) Conexión Serie (Tierra Común) y, (b) Conexión Paralelo (Tierra Separada). Representando un SAD junto con otros sistemas, las tierras de señal mencionadas quedarían como mostramos en la figura siguiente

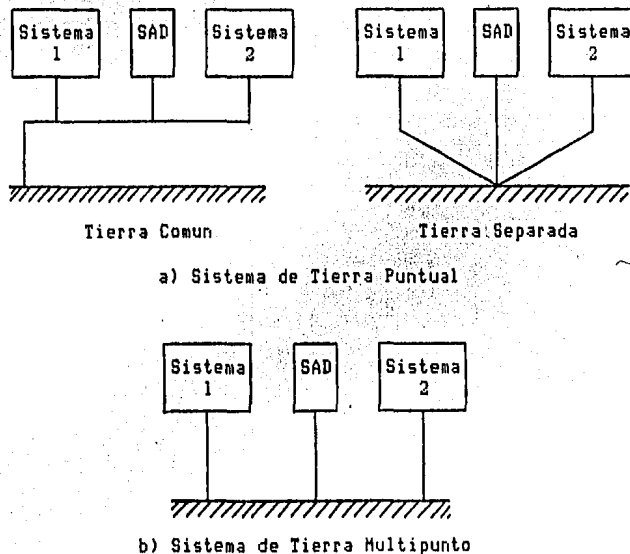


fig. 3.9

Esquemas de Tierras de Señal.

Recordando que los conductores tienen impedancia finita (r

y L), y que dos puntos a tierra separados físicamente no están al mismo potencial, el circuito que menos debemos usar es el de conexión de tierra común, puesto que en éste se acoplarían voltajes de ruido a través de las impedancias que conectan a los equipos.

Esta característica debemos tomarla en cuenta cuando manejamos circuitos de bajo y alto nivel. Una segunda característica que es importante es la frecuencia de operación del equipo, ya que un sistema de conexión paralelo opera optimamente a bajas frecuencias, debido a que no hay acoplamiento de corrientes de tierra de diferentes circuitos, pero en altas frecuencias se debe cuidar el acoplamiento inductivo y capacitivo de los conductores. Además, los conductores de tierra se deben mantener cortos, hasta un vigésimo de la longitud de onda, para prevenir radiación (actúan como antenas) y mantener una impedancia baja.

Por otro lado, el sistema de tierra multipunto es el que mejor trabaja en altas frecuencias, si la conexión entre circuito y plano de tierra es corta, puesto que se mantiene una baja impedancia. Esta conexión no es buena a bajas frecuencias, pues ocasiona que circulen corrientes de circuitos a través de una impedancia común (plano de tierra).

Tomando en cuenta un solo bloque (SAD) de los sistemas de tierra mostrados en la figura 3.9, deberemos obtener como mínimo tres retornos de tierra separados, es decir, la tierra de señal

que usamos para circuitos analógicos de bajo nivel debe separarse de la tierra digital, de la tierra analógica de alto nivel y de la tierra usada para circuitos como relevadores y transformadores (tierra 'ruidosa'), así como de la tierra empleada para medios mecánicos (chasis, racks, etc.), denominada tierra de 'hardware' o de seguridad. Los retornos de estas señales de tierra debemos conectarlos juntos a un solo punto (muchas veces al plano de tierra de la fuente de poder).

Las conexiones a tierra deben estar hechas por soldadura (cobre o plata) y no por tornillos, bisagras, pernos, gavetas o similares, puesto que estas últimas proporcionan tierras dudosas o causan que no se tenga contacto de un circuito a otro, ya sea por uniones, ranuras o debido a la acción galvánica por utilizar metales diferentes.

Una vez que conocemos los métodos para aterrizar un circuito, procederemos a la aplicación de éstos en el SAD. Para aterrizar el blindaje de cables (par torcido y cable coaxial) y del amplificador, debemos tomar en cuenta, de nuevo, la frecuencia del sistema. El amplificador lo blindamos cuando es de alta ganancia y queremos protección contra campos electromagnéticos. La mejor forma de aterrizar el blindaje es conectando éste a la terminal común del amplificador, aunque ésta no sea tierra de seguridad.

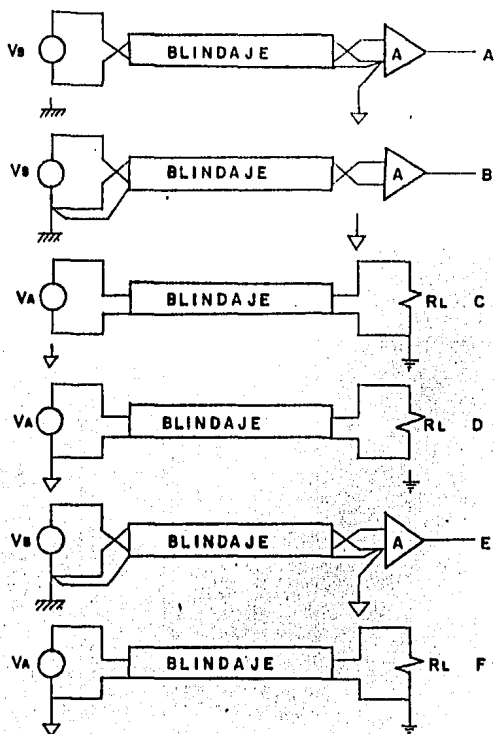


fig. 3.10

Aterrizamiento del blindaje para par trenzado y cable coaxial en baja (A-D) y alta (E y E) frecuencia.

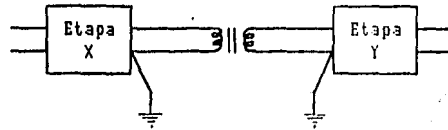
Si el SAD va a trabajar en baja frecuencia, los cables blindados deberemos aterrizarlos a un solo punto, de lo contrario se puede acoplar un voltaje de ruido. La figura 3.10 muestra las conexiones que debemos seguir para aterrizamiento del blindaje del par torcido o cable coaxial. Del circuito A al D, la fuente o el

amplificador es lo que debemos aterrizar, mientras que los circuitos E y F los aterrizamos en ambas terminales cuando el sistema opera en altas frecuencias. Los diagramas E y F de la figura 3.10 los podemos emplear en baja frecuencia en casos especiales, pero si se requiere de mayor inmunidad al ruido, el lazo de tierra deberemos abrirlo.

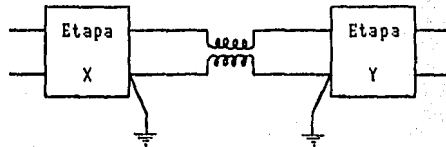
Para evitar crear mallas de tierra por aterrizar ambas terminales podemos usar transformadores, acopladores ópticos, el ya mencionado amplificador diferencial (que elimina el efecto del voltaje de ruido común) o un amplificador de aislamiento, cuyo comportamiento en bajas frecuencias es aceptable. Para abrir un lazo de tierra en un circuito que maneja c.a. podemos usar un transformador de aislamiento, mientras que, si el sistema opera con corriente directa, no se puede usar un transformador de aislamiento, sino más bien utilizamos un transformador de neutralización ('balun'). Este transformador presenta baja impedancia a la señal y permite el acoplamiento de c.d., pero para corriente de ruido en modo común presenta una alta impedancia.

Otra forma de abrir la malla de tierra es empleando un acoplador óptico, el cual nos da acoplamiento casi perfecto contra cualquier diferencia en el potencial de tierra; aunque este método no es muy útil en señales analógicas, ya que la linealidad de este circuito no es muy satisfactoria. La representación de las formas de abrir un lazo de tierra las observamos

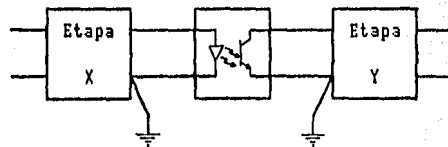
en la figura 3.11, en donde las etapas representadas forman parte del SAD.



Transformador de aislamiento



Transformador de neutralización



Acoplador óptico básico

fig. 3.11

Formas de abrir una malla de tierra.

Un método relativamente nuevo que está ocupando un lugar primordial como medio de transmisión para abrir mallas de tierra es la fibra óptica. La más grande atracción de la tecnología de fibra óptica es el ancho de banda de la transmisión de luz. La luz, en y cerca del espectro visible, tiene frecuencias carac-

terísticas tan altas como: cientos de gigahertz (GHz) o billones de ciclos por segundo. De acuerdo a la teoría, una onda portadora compuesta de estas altas frecuencias puede transmitir información significativa a una tremenda velocidad y con gran capacidad de transmisión de información.

Las fibras ópticas tienen otras buenas cualidades. El ancho de banda es acompañado por baja pérdida, comparada con medios metálicos. Los cables de fibra óptica son inmunes a la interferencia electromagnética (IEM); una fibra podemos instalarla en un área de máquinas (ambiente ruidoso) sin blindaje. Contrariamente, no escapa radiación de la fibra que pueda interferir con su medio. Además, puede operar en niveles altos de temperatura.

El núcleo de la fibra óptica es de micras de diámetro, por lo cual los cables fabricados con fibras ahorran peso y tamaño, aunado a esto, tiene baja atenuación de la señal, por lo que la longitud de la línea de transmisión de ésta puede ser muy superior a una convencional.

La fibra óptica está constituida por un núcleo cilíndrico de vidrio (y algunas veces de plástico) y un revestimiento exterior concéntricos; ambos efectúan la transmisión utilizando como fuente la luz modulada en pulsos. Cabe señalar que la importancia de las fibras ópticas radica en que la transmisión es exclusivamente al través del haz luminoso.

3.4 Filtros de Desacoplo

Una buena forma de disminuir ruido conducido entre etapas del SAD o del sistema de alimentación al SAD es por medio de la técnica de filtros de desacoplo. Con éstos, también logramos eliminar el efecto de la resistencia de la fuente (que no es ideal) y del conductor entre etapas, en donde se acopla voltaje de ruido.

Los filtros de desacoplo o redes R-C (filtro disipativo) y L-C (filtro reactivo) podemos utilizarlos para aislar circuitos de la fuente de alimentación, para eliminar acoplamiento entre circuitos, y para retener el ruido que del sistema de alimentación pudiera entrar al circuito. La aplicación de alguna de estas reglas depende del problema que se tenga entre circuitos y de la operación de estos. Cuando consideramos un filtro R-C, se presenta una caída de voltaje a través del resistor y esto limita la cantidad de filtraje en el equipo.

Si utilizamos un filtro L-C proporcionamos más filtraje, pero tenemos el problema de la frecuencia de resonancia, la cual no debe afectar el ancho de banda de paso del circuito conectado al filtro. Otro problema de este filtro es el inductor utilizado, el cual debe dejar pasar corriente directa sin saturar.

rarse.

Si quisieramos desacoplar la fuente del SAD de alguno de los circuitos o filtrar el ruido conducido por la fuente, el circuito quedaría como mostramos en la figura 3.12, en donde indicamos (con línea punteada) el capacitor que podríamos emplear para formar una red pi, en caso de que necesitemos mayor filtraje.

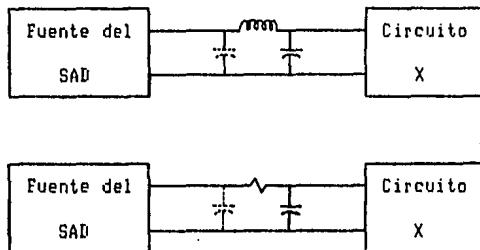


fig. 3.12

Filtros L-C y R-C de desacoplo.

CAPITULO CUATRO**INTERACCIONES ELECTROMAGNETICAS EN
SISTEMAS ANALOGICO/DIGITALES**

En la actualidad, el desarrollo de componentes y técnicas digitales ha permitido que los equipos analógicos en general se unan más estrechamente a los sistemas digitales, ya sea operando por separado o interactuando unos con otros. Esto ha dado lugar a la interferencia de equipos digitales en la operación de sistemas analógicos.

El presente capítulo tiene como objetivo estudiar los efectos que causan las señales digitales en conjunto con la línea de potencia (60 Hz) sobre las señales analógicas, así como el error total debido a componentes e interferencia radiada y conducida de otros elementos.

4.1 Planteamiento del problema en un SAD

Un Sistema de Adquisición de Datos bien diseñado y sin problemas de interferencia (ideal) podría tener una configuración básica, como la que mostramos en la figura 4.1.

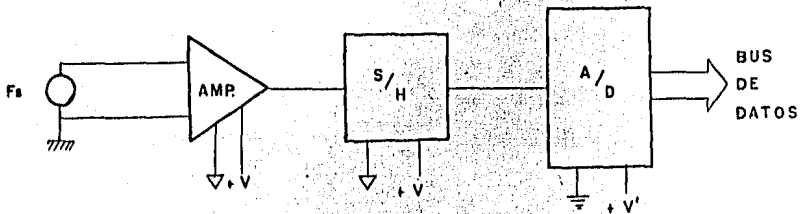


fig. 4.1

SAD básico con componentes ideales.

En este diagrama hacemos la consideración de que la frecuencia de operación del sistema está en un rango medio, por lo cual empleamos un CAD de Aproximaciones Sucesivas con un S/H, a la vez observamos que existe diferente notación para las tierras empleadas, de aquí que tengamos tierras analógicas y tierra digital, situación que podemos encontrar en circuitos de carácter mixto.

Debido a que los dispositivos con que trabajamos normalmente no son ideales, podemos representar los conductores por medio de resistencia e inductancia propia, así como modelar la

capacitancia parásita de cada uno de ellos a tierra, lo que a la postre será la causa del posible malfuncionamiento del sistema, debido al acoplamiento de IEM. Y, como la fuente tampoco es ideal, la representaremos como una fuente en modo diferencial y una fuente en modo común, sin olvidar que la fuente de polarización puede introducir voltaje de rizo con armónicas de 60 Hz, puesto que la rectificación de voltaje nunca es perfecta, modificándose nuestro circuito original al de la figura 4.2.

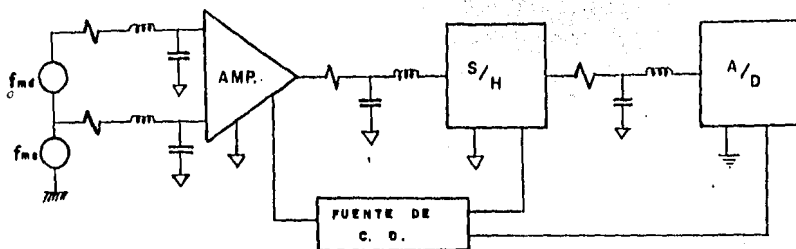


fig. 4.2

SAD con componentes no ideales.

Tomando en cuenta que las tierras se deben unir en un punto o plano, vemos que se pueden formar mallas de tierra o tener diferencia de potencial entre tierras, según sea el caso de aterrizamiento empleado. Las consideraciones anteriores nos dan una primera aproximación de los errores que se pueden introducir al sistema y afectar el procesamiento de la señal, aún sin evaluar la IEM.

Recordando que existe acoplamiento de señales por medio de

conducción y radiación electromagnética, de un circuito a otro, el SAD puede verse afectado por voltajes y corrientes que maneje él mismo u otro circuito, ya sea analógico o digital. De estos últimos, fijaremos una línea de transmisión de datos digitales, la cual lleva una señal con niveles de voltaje y corriente variables, para poder determinar el efecto sobre nuestro sistema basándonos en el estudio hecho en el capítulo tres acerca del acoplamiento electromagnético entre circuitos, el cual se da a través de la capacitancia parásita e inductancia mutua entre ellos, como mostramos en la figura 4.3.

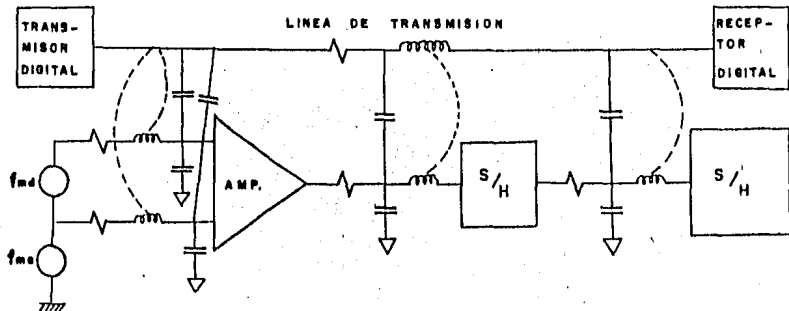


fig. 4.3

IEM modelada mediante parámetros concentrados.

Mediante el mismo fenómeno físico, una línea de transmisión de potencia causará un efecto similar en nuestro circuito básico del SAD, el cual, aunado a las otras posibles causas de interferencia, podemos resumir en un efecto total sobre la configuración empleada mediante fuentes de ruido, como mostramos en

la figura siguiente

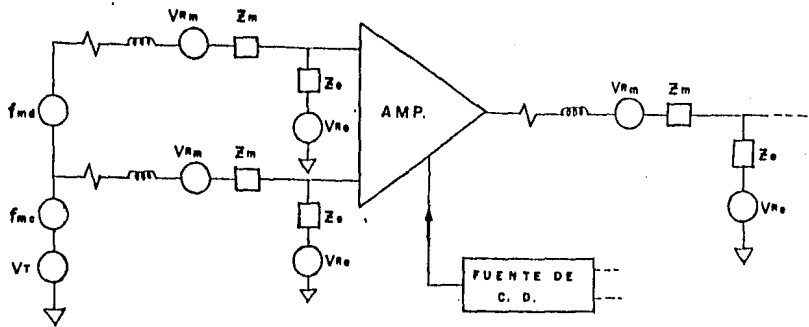


fig. 4.4

Modelo equivalente de un SAD con IEM.

En esta figura debemos notar que hemos uniformizado la notación de tierras analógicas, incluyendo en una fuente total (V_t) las diferencias de potencial existentes entre las anteriores; indicamos como fuentes V_{Rm} y V_{Re} al acoplamiento total debido a campo magnético y campo eléctrico respectivamente.

4.2 Análisis de las fuentes de IEM

Para dar solución a los problemas de interferencia electromagnética planteados con anterioridad, es necesario que hagamos primero un análisis de las características que presentan los voltajes de ruido interfiriendo con nuestra señal, sabiendo que el voltaje de ruido de campo eléctrico para una fuente y un receptor está dado por:

$$V_{Re} = \frac{j\omega C_{fr} / (C_{fr} + C_{rt})}{j\omega + 1/R(C_{fr} + C_{rt})} V_f \quad (4-1)$$

Nota: Dedución formal en la referencia 1 de la bibliografía

donde

C_{fr} - capacitancia parásita entre fuente y receptor

C_{rt} - Capacitancia parásita entre receptor y tierra

y el voltaje debido a campo magnético

$$V_{Rm} = j\omega M I_f \quad (4-2)$$

De las ecuaciones anteriores, podemos ver que los voltajes de ruido inducidos son función de la frecuencia, voltaje y corriente de la fuente de interferencia, así como de la distancia existente entre fuente y receptor, de donde deducimos que el voltaje de ruido en la señal tiene la misma forma que el voltaje que lo genera, debido a lo cual necesitamos conocer el comportamiento de este último.

4.2.1 Análisis de una señal digital

Sabemos que en una línea de transmisión de datos digitales los 'unos' y 'ceros' se presentan aleatoriamente, sin embargo, para simplificación del análisis, tomaremos una señal periódica

con un nivel de voltaje A y tiempos de subida y bajada tr .

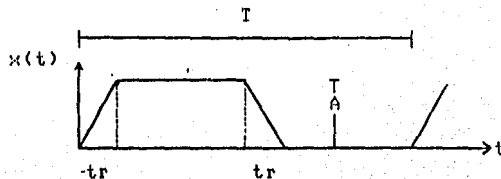


fig. 4.5

Señal digital real.

Esta onda tiene un espectro en frecuencia que podemos conocer mediante un análisis, en base a la teoría de Fourier, presentado a continuación.

$$E_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega t} dt, \quad (4-3)$$

donde la ecuación nos da la magnitud de cada una de las componentes armónicas para la serie de Fourier, y, de la figura 4.5, $f(t)$ esta dada por:

$$f(t) = \begin{cases} 0 < t < tr & (A/tr)t \\ tr < t < T/2 & A \\ -T/2 < t < -T/2 + tr & -\frac{A}{tr}t + A\left(\frac{T}{2tr} + 1\right) \\ T/2 < t < T & 0 \end{cases}$$

Sustituyendo $f(t)$ en la ecuación 4-3, obtenemos:

$$F_n = \frac{A}{Ttrn^2\omega^2} [e^{-jn\omega tr} + e^{-jn\omega(T/2)} - e^{-jn\omega(T/2 + tr)} - 1] \quad (4-4)$$

$$\text{si } A_1 = \frac{A}{Ttrn^2\omega^2} \quad (4-5)$$

y aplicando la Transformada de Fourier,

$$F(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \delta(\omega - n\omega_0) \quad (4-6)$$

obtenemos, finalmente:

$$F(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_1 \left[\cos n\omega tr + \cos n\omega \frac{T}{2} - \cos n\omega \left(\frac{T}{2} + tr \right) - 1 \right] \delta(\omega - n\omega_0) - j \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_1 \left[\sin n\omega tr + \sin n\omega \frac{T}{2} - \sin n\omega \left(\frac{T}{2} + tr \right) \right] \delta(\omega - n\omega_0). \quad (4-7)$$

La utilidad de la ecuación 4-7 podemos verla en el siguiente ejemplo numérico, en el que relacionamos el espectro dado por ésta con la magnitud del LSB (bit menos significativo) de un SAD.

En un caso práctico podemos tener

$$A = 5 \text{ V.}$$

$$T = 100 \text{ ns}$$

$$tr = 5 \text{ ns}$$

valores que, sustituyéndolos en la ec. 4-7 y obteniendo el módulo de la misma, nos

proporcionan el espectro de la figura 4.6.

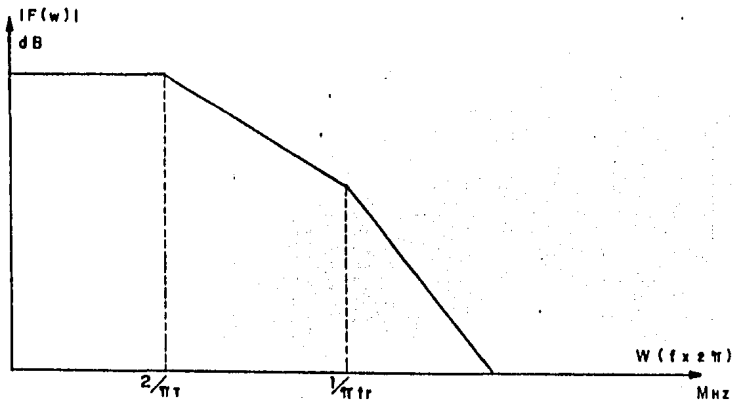


fig. 4.6

Espectro de una señal digital.

En la figura anterior hemos graficado solamente la envolvente del módulo y podemos ver que existen dos puntos donde la traza cambia de pendiente. Estos puntos de quiebre son importantes por estar relacionados directamente con el periodo y los tiempos de subida y bajada de la señal digital; de los dos, el segundo es el de mayor importancia, por ser donde se inicia la caída con pendiente de 40 dB/dec., además de que nos sirve como referencia para definir el ancho de banda en el que la IEM puede ser representativa para un circuito de bajo nivel.

Para voltaje a E.C. = 10 volts y 8 bits de resolución, tenemos

$$\text{LSB} = \frac{10}{2} = 39.06 \text{ mV.} = 0 \quad (4-8)$$

Por otra parte, sabemos que el voltaje de ruido debe ser disminuido a:

$$VR < \frac{Q}{2} \quad (4-9)$$

Tomando valores reales de capacitancia parásita ($Cfr=5$ pF y $Crt=10$ pF) e inductancia mutua ($M=0.002$ μ H) para una tarjeta de circuito impreso (los cuales dependen de múltiples factores) y empleando las ecuaciones 4-1 y 4-2, obtenemos:

$$VR = 0.38 \text{ volts}$$

$$0.38 \text{ V} \gg \frac{Q}{2} = \frac{39}{2} \text{ mV}, \quad (4-10)$$

Este voltaje lo hemos obtenido para frecuencias menores que $2/\pi T$ (1. punto de quiebre), rango que elegimos por ser donde tenemos máximo acoplamiento, y es donde observamos mejor el efecto del ruido en la señal deseada. De la desigualdad anterior, concluimos que debemos reducir VR en una proporción mínima dada por

$$RdB = 20 \log \frac{VR}{Q/2} = 26 \text{ dB}, \quad (4-11)$$

reducción que podemos lograr mediante el uso de las técnicas vistas anteriormente.

4.2.2 Otras fuentes de IEM

Mediante un análisis semejante al presentado en la sección anterior, llegamos a la conclusión que una línea de potencia ideal contribuye con un voltaje de ruido de 60 Hz como campo cercano (normalmente magnético), y con componentes de 60 Hz y múltiplos de ésta como interferencia conducida. El voltaje de ruido acoplado, debido a la línea, es predominantemente magnético, generado por una corriente alterna de gran magnitud, lo cual nos representa un gran problema, puesto que la interferencia de baja frecuencia de origen magnético es la más difícil de eliminar.

Además de las anteriores, existen otras fuentes de interferencia, tales como: motores, relevadores, balastras, etc., cuyos modelos matemáticos son poco factibles de obtener. En resumen, las fuentes de interferencia que afectan al unísono la operación de un circuito son de carácter externo e interno (cap. 2), debido a lo cual observamos un voltaje de ruido total cuyas contribuciones, aunque fueran independientes, no podemos definir con exactitud.

Puesto que todas las fuentes externas influyen simultáneamente, y lo que deseamos conocer es el efecto total, la manera de lograrlo es obteniendo la integral de convolución

de las señales involucradas, pero por ser este método un tanto laborioso, lo más práctico es obtener el espectro (logarítmicamente) de cada una de ellas y sumarlos para llegar finalmente a determinar el efecto total en el dominio de la frecuencia, siendo éste el método más exacto para el análisis del ruido.

Una vez que sabemos que la señal analógica está siendo afectada por interferencia proveniente de fuentes indeterminadas, nos avocaremos a la tarea de disminuirla mediante un método práctico.

4.3 Método recursivo para la disminución de interferencia

Si tenemos un sistema básico, construido como el SAD hipotético planteado al inicio de este capítulo (fig. 4.1), con problemas de interferencia (fig. 4.4), podemos lograr una atenuación de ésta siguiendo el método que resumimos en el diagrama de flujo de la figura 4.7.

El primer paso a seguir cuando tratamos de reducir la IEM es determinar los parámetros del sistema, algunos de los cuales serán factibles de medir, tales como: voltaje de entrada, resolución, ancho de banda, distancia entre conductores y sistemas; longitud de conductores y patas de componentes y capacitancia parásita e impedancia del plano de tierra.

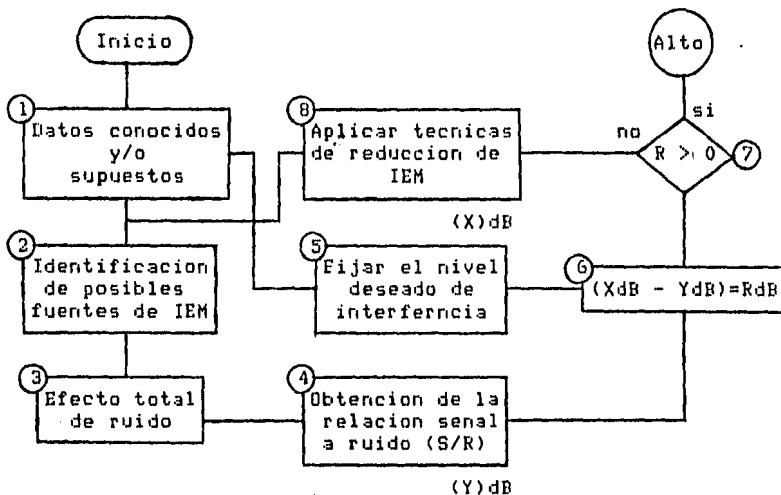


fig. 4.7

Diagrama de flujo del método iterativo.

A continuación debemos tratar de establecer posibles fuentes de IEM y, en la medida posible, obtener sus modelos matemáticos, para conocer la impedancia equivalente de generador y su frecuencia. Esto último nos sirve para determinar el tipo de campo (eléctrico o magnético) predominante en caso de que la distancia entre fuente de ruido y receptor sea menor a $\lambda/2r$ (campo cercano), donde λ es la longitud de onda de la señal radiada, y para saber si la IEM se encuentra dentro del ancho de banda de la señal.

En el bloque tres nos referimos a la suma de los posibles efectos identificados, así como a los no predefinidos. Una vez conocido el voltaje total de ruido, procedemos a calcular el nivel efectivo de la interferencia respecto a la señal a manejar, obteniendo una relación que, para facilidad de manejo, expresamos en decibeles (YdB). En base a las características del sistema, debemos predeterminedinar un nivel máximo aceptable de ruido comparado con el nivel de la señal (ec. 4-9), relación que indicamos en decibeles (XdB).

La comparación de XdB y YdB nos sirve como referencia para tomar la decisión de suspender el método o continuarlo. Si sigue el método, procedemos a la aplicación de la técnica de reducción de interferencia más adecuada para la fuente de mayor importancia.

Finalmente, redefinimos las fuentes restantes, ubicando la de más relevancia, siguiendo el ciclo, hasta obtener la reducción de interferencia al nivel deseado.

Una simplificación a este procedimiento la obtenemos eliminando el máximo número de mecanismos identificables de acoplo de IEM a los SAD's; esto es, trataremos de eliminar o minimizar de antemano el efecto de:

- Acoplo de la línea a la fuente de poder
- Acoplos diferenciales o en modo común a cables de interconexión

- Acoplos por mallas de tierra, etc.

lo cual significa que estas fuentes podemos eliminarlas si las consideramos desde el diseño.

CAPITULO CINCO

APLICACION EN DISEÑO DE CASOS PRACTICOS

La Adquisición de Datos es un método para caracterizar procesos en las más diversas áreas científico-tecnológicas. En la actualidad, se ha convertido en una de las herramientas más poderosas para el análisis cuantitativo y/o cualitativo de fenómenos físicos.

Entre los múltiples equipos diseñados por el IIE existen dos que acaparan nuestra atención, por estar enfocados hacia el campo de la Adquisición de Datos; a saber: Sistema de Adquisición y Control (SAC) y Digitalizador de Señales (DPG-100). El primero de ellos, diseñado bajo el criterio dado por las técnicas de reducción de interferencia y tomando en cuenta el medio ambiente en el que va a operar; el segundo, diseñado considerando algunas de ellas, pero con deficiencias en su implementación, principalmente en la disposición geométrica del

equipo y en la operación interna del mismo.

El estudio que haremos tiene como fin comparar los resultados obtenidos en el proceso de cada uno de ellos. Básicamente, esta evaluación consiste en el tiempo aplicado, costo de componentes y de recursos humanos adicionales. Además, damos una descripción del proceso de aplicación de Fibra Optica, utilizado en el IIE, como medio de transmisión de información de señales analógicas entre sistemas.

5.1 Sistema de Adquisición y Control (SAC)

El SAC, un sistema de gran versatilidad, tiene como finalidad principal el control de quemadores en termoeléctricas, instalarse en simuladores de la central nucleoelectrica de Laguna Verde y del Sistema de Transporte Colectivo Metro, además de que puede usarse como interfase de propósito específico en control de procesos y monitoreo de variables masivas.

El equipo SAC consta de una tarjeta de procesamiento de 32 Kbytes de memoria (tarjeta maestra), una tarjeta de comunicaciones, tarjetas de entradas y salidas digitales y analógicas y una tarjeta de control de conversión A/D. Visto esto, en base a diagramas de bloques, quedaría como mostramos en la figura 5.1.

Debido a que nuestro estudio no corresponde al funciona-

miento en general del SAC y de que sólo tratamos señales analógicas, por causas ya explicadas, nos enfocaremos únicamente a las tarjetas de entradas y salidas analógicas, así como a las fuentes de polarización.

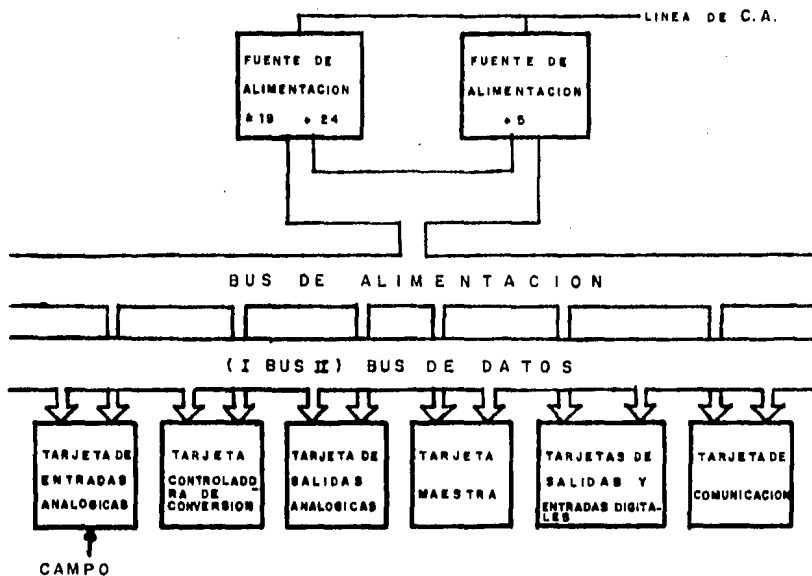


fig. 5.1

Sistema de Adquisición y Control.

5.1.1 Fuentes de alimentación

De la figura 5.1, observamos que el SAC cuenta con fuentes independientes para polarizar partes analógicas y digitales de cada tarjeta, lo cual implica que tengamos tierras analógica y

digital separadas; en la parte analógica tenemos alimentación de +/- 19 volts para circuitos de Adquisición y Distribución de Datos y, por otro lado, +24 volts para alimentar relevadores.

El diagrama de la figura 5.2 muestra como se distribuyen las fuentes de voltaje, y nos da una idea de la definición de tierras.

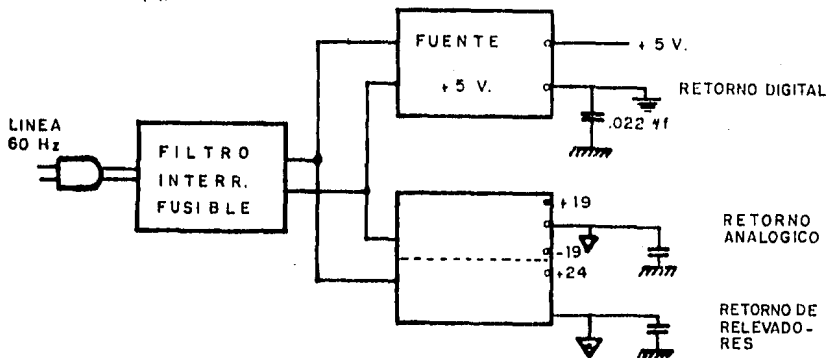


fig. 5.2

Distribución de alimentación en el SAC.

De este diagrama obtenemos cuatro tierras diferentes: tierra digital, tierra 'de bajo nivel' (analógica), tierra de relevadores ('ruidosa') y tierra de chasis que está conectada a la tierra de seguridad; a la vez, el retorno de cada una de las fuentes se conecta al chasis por medio de un capacitor, para tener una impedancia conocida, común y constante. En el mismo diagrama, el filtro en la línea cumple la función de eliminar alteraciones en el voltaje, así como disminuir el ruido con-

cido por ésta. La reducción del ruido al través de cada una de las fuentes está definida para un ancho de banda de 5 KHz a 10 MHz.

El diseño de las fuentes se hizo lineal y las salidas no deben exceder de 10 mV p-p de rizo y/o ruido; la fuente de +5 V tiene la opción de ser lineal o conmutable; la fuente de +/- 19 V es de seguimiento (disipativa lineal). Las tres fuentes tienen protección contra corto circuito, sobrevoltajes ("crow bar") y disminución en la tensión.

5.1.2 Tarjetas de entradas analógicas

Las tarjetas SAC710/10 (entradas de voltaje) y SAC710/11 (entradas de corriente), se usan junto con la tarjeta controladora de conversión A/D (SAC710/01), para obtener un esquema de Adquisición de Datos Analógicos completo. Estas tarjetas pueden tomar las señales del campo en forma diferencial o simple, según la aplicación, y las envían, al través de un multicanalizador, a las etapas de amplificación de ganancia variable y muestreo que se localizan en la misma tarjeta para acondicionar la variable analógica en cuestión y poder convertirla a su equivalente digital, mediante un esquema de Aproximaciones Sucesivas "distribuido". El objetivo de tener un CAD de Aproximaciones Sucesivas "distribuido" es que efectuemos el intercambio de información de la conversión A/D (vía IBUS IIA) en forma digital

exclusivamente, con lo que conseguimos que la señal analógica se mantenga apartada de las líneas digitales.

El diagrama de bloques de la figura 5.3 muestra el esquema del CAD de Aproximaciones Sucesivas 'distribuido'.

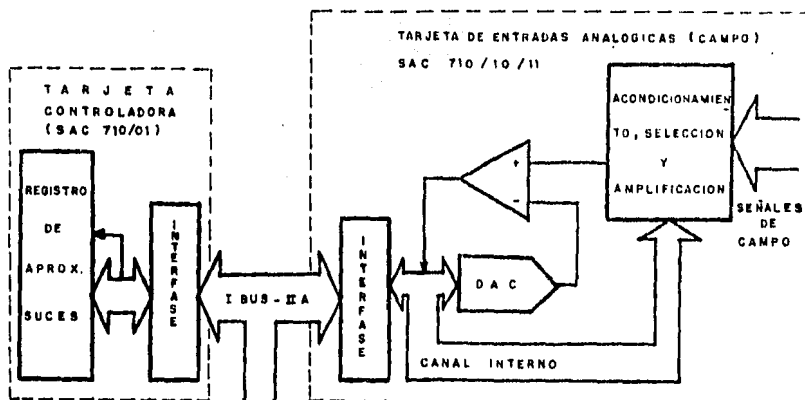


fig. 5.3

Conversión A/D por Aproximaciones Sucesivas 'Distribuida'.

El bloque que nos interesa de la figura anterior es el de acondicionamiento, selección y amplificación, ya que es aquí donde el equipo es más susceptible a la IEM. Desglosando este bloque, en forma simplificada, queda como mostramos en la figura 5.4.

En el diagrama de la figura 5.4, observamos que la entrada

se selecciona para un modo diferencial o uno simple. Si la entrada es de voltaje, podemos tener 8 canales diferenciales (Balanceados), o 16 simples con entrada Unipolar (0-10 volts) o Bipolar (-10-+10 volts) al CAD; por otro lado, si la entrada es

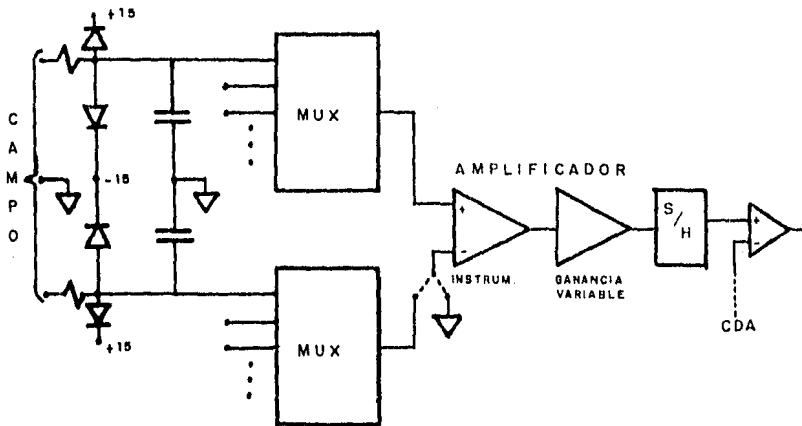


fig. 5.4

Manejo de la señal analógica.

de corriente, sólo tenemos 8 canales diferenciales con un rango de 4 a 20 mA e impedancia de entrada de 250 ohms. El voltaje de entrada al sistema depende de la ganancia (1,2,5,10,20,100,200) que programemos, como podemos observar en las siguientes combinaciones:

para

G = 1 Unipolar Rve = 10 V

G = 200 Unipolar Rve = 50 mV

G = 1 Bipolar Rve = 20 V

G = 200 Bipolar Rve = 100 mV.

donde Rve = Rango de voltaje de entrada.

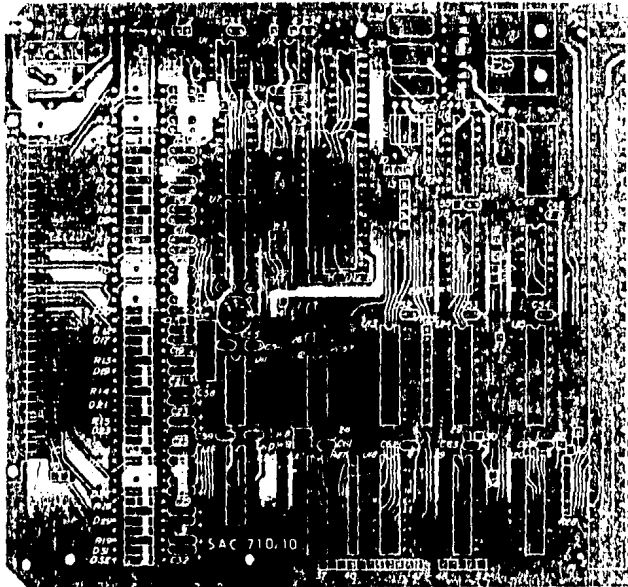


fig. 5.5

Circuito impreso de la tarjeta de entradas analógicas.

Analizando el circuito impreso (figura 5.5) de la tarjeta nos encontramos que tiene un plano de tierra analógico tan amplio (de 4'a 10 veces una pista normal) como las dimensiones lo permiten, rodeando a los componentes de la misma índole, sobre el cual se instalará un blindaje metálico. La ventaja de este

plano reside en que proporciona una impedancia de tierra muy baja; además, brinda la oportunidad de aterrizar el blindaje totalmente, obteniendo la uniformidad deseable en el mismo; y las conexiones a tierra de los componentes son directas y de mínima longitud.

A la entrada de la señal seleccionada tenemos un filtro de un polo (R-C), para cortar señales de alta frecuencia, seguido de una etapa de amplificación compuesta de dos partes. La primera de ellas es un amplificador de instrumentación (con ganancia unitaria), con excelente rechazo y rango de modo común (RMC mínimo de 80 dB), y, la segunda, está constituida por un amplificador de ganancia variable, programable digitalmente. Otra técnica de reducción de interferencia aplicada en la tarjeta, son los filtros de desacople a la fuente colocados en los reguladores de voltaje (+/- 18 V) e individualmente en la polarización de cada uno de los circuitos integrados.

5.1.3 Tarjeta de salidas analógicas

Las tarjetas SAC 510 (salidas de voltaje) y SAC 511 (salidas de corriente) son un sistema de reconstrucción de datos digitales con las siguientes características principales:

- cuatro canales analógicos
- accesamiento aleatorio
- doce bits de resolución

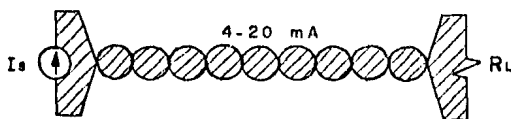
- salidas de voltaje con sensado remoto
- salidas de corriente de 4 a 20 mA

De éstas, la de mayor interés para nosotros es la de salida de corriente de 4 a 20 mA, debido a que este tipo de transmisión de información analógica se ha convertido en una forma estandar, utilizada en ambientes industriales, esto se debe a que, cuando la corriente es transmitida en un par trenzado, las características de un amplificador de instrumentación rechazan la interferencia electromagnética acoplada en modo común. La opción de salida en lazo de 4-20 mA se logra mediante un convertidor de voltaje a corriente, con corrimiento variable en C.D., que proporciona corriente que a su vez desarrolla una tensión positiva en cargas aterrizadas.

Mediante el uso del par trenzado logramos disminuir el área del circuito receptor y, por tanto, el voltaje de ruido acoplado magnéticamente; además que, por hacer que la distancia de cada conductor a la fuente de IEM y a tierra sea igual, conseguimos que el voltaje de ruido acoplado sea de modo común.

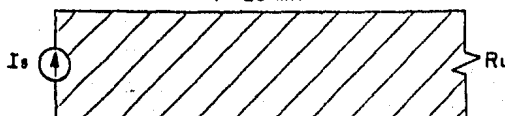
El transmitir señal analógica empleando fuente de corriente, nos permite eliminar el efecto de las caídas de tensión, debidas a líneas de transmisión largas, y que el voltaje de ruido acoplado no afecte al voltaje suministrado a la carga.

Podemos notar la ventaja del par trenzado comparando el área resultante en éste con el área total del par diferencial separado (figura 5.6). Como el área del segundo es mayor, el ruido acoplado es superior; además, el voltaje acoplado puede ser diferencial que, como sabemos, es imposible de eliminar, aún teniendo fuente de corriente.



Area mínima

4 - 20 mA



Area máxima

fig. 5.6

Comparación de Par Diferencial.

En esta tarjeta también observamos la existencia de filtros de desacoplo a la fuente, como describimos en la sección anterior.

5.2 Digitalizador de Señales (DPG-100)

El DPG-100 fue diseñado para registrar el comportamiento de sistemas o procesos ante entradas transitorias, basándose en la adquisición de datos analógicos, almacenados digitalmente, que pueden ser analizados posteriormente en una computadora de propósito general.

El digitalizador de señales construido por el IIE se basa en el uso de un convertidor analógico digital, una memoria semiconductora y un procesador central, para llevar a cabo la Adquisición de Datos, pudiendo existir más sistemas periféricos para expandir la utilidad del equipo. En su diseño se intentó proporcionar versatilidad, exactitud moderada y ancho de banda muy amplio, mediante el uso de un esquema modular, es decir, el empleo de tarjetas diferentes que cubran rangos específicos en relación a las variables de interés. En cuanto a operación, debe convertir señales en baja, media y alta frecuencia (20 MHz), de las cuales, para nuestro propósito, es esta última la de mayor importancia por ser uno de los casos más restrictivos a manejar.

En la figura 5.7 describimos, en base a diagrama de bloques, un esquema del equipo que nos ocupa.

El funcionamiento general del equipo se basa en la emis

tencia de dos modos fundamentales de operación:

- Digitalización de Señales
- Programación/Lectura/Prueba

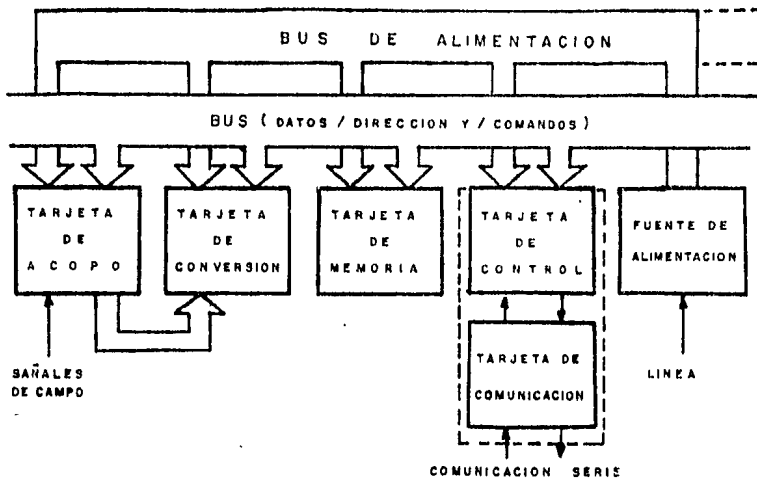


fig. 5.7

Digitalizador de Señales.

Al igual que en el SAC, las tarjetas de interés son las de acoplo al campo y conversión analógico-digital, así como la fuente de poder, cuyo funcionamiento ocurre en el modo denominado digitalización de señales.

La tarjeta de acoplo en alta frecuencia (AAF-100), originalmente se diseñó para configurarse como un sistema de

atenuación, con ganancia programable digitalmente (1,1/2,1/5,1/10,1/20) y alta impedancia de entrada. Con la ganancia variable logramos mantener un voltaje a la entrada del convertidor (Bus Analógico) dentro del rango 0-1 volts.

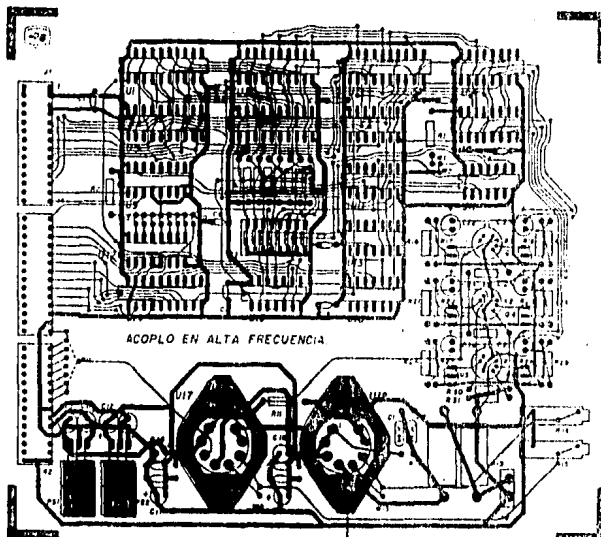


fig. 5.8

Circuito impreso de la tarjeta de acoplo en alta frecuencia.

Observando el circuito impreso de la tarjeta (figura 5.9), notamos tres factores importantes para el correcto desempeño de las funciones de ésta, a saber: filtros de desacoplo en los reguladores de voltaje, no existe plano de tierra, lo cual sería conveniente para fines de compatibilidad EM, y el más importante, que las líneas de interconexión se unen al bus de datos (DBUS), que sirve de soporte al digitalizador, en donde,

además de estas líneas analógicas, encontramos líneas digitales con demasiada cercanía. Cabe señalar, que la entrada al sistema sólo maneja un canal simple (referido a tierra).

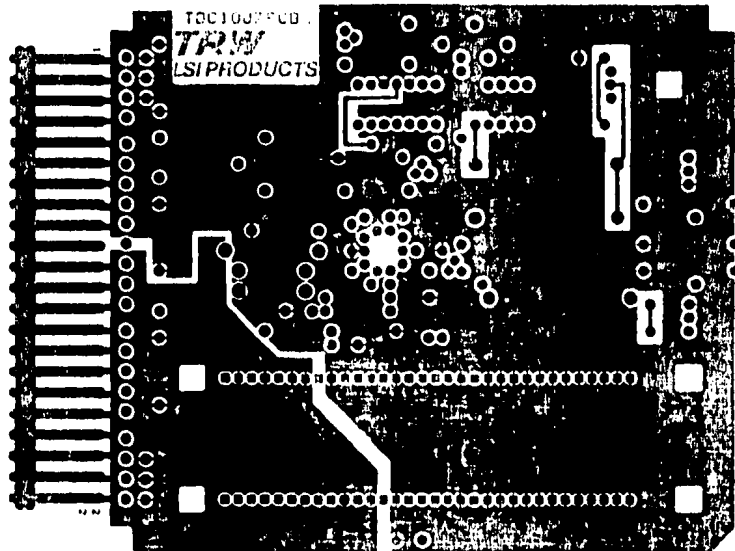


fig. 5.9

Circuito impreso de la tarjeta de Conversión A/D.

En la tarjeta de conversión A/D (figura 5.10), en alta frecuencia (CAF-100), observamos como características principales que el circuito del Convertidor de Aproximaciones Sucesivas se encuentra sobre componentes digitales; entre el DBUS y el convertidor se encuentra un filtro compuesto de dos L-C en cascada con una frecuencia de corte de 5 MHz; una cara del circuito impreso del convertidor está destinada casi en su totalidad al

plano de tierra, dividiéndose éste en tierra digital (aproximadamente 30 %) y tierra analógica (aproximadamente 70 %). Tanto en el circuito del convertidor como en la tarjeta encontramos filtros de desacople a la fuente de polarización.

La fuente de polarización del DPG-100 se adquirió para las especificaciones de alimentación de éste, a saber: ± 18 volts (fuente con sensado) con tierra analógica y +5 volts con tierra digital, además de contar con una terminal para conectarla a tierra de seguridad. Una desventaja de lo anterior es que la fuente es conmutable y no se tiene el diagrama eléctrico del circuito. Como sabemos, durante la operación de una fuente conmutable hay encendido y apagado de transistores, que ocasiona transitorios que afectan al voltaje de salida y a otros circuitos, ya que producen radiación electromagnética.

Una vez diseñado y puesto en operación el equipo, se presentaron problemas de IEM en el DBUS y tarjetas analógicas, ocasionando que los datos digitales almacenados fueran incorrectos, sobre todo en el punto de "disparo", debido a lo cual se tomaron medidas correctivas, tales como: blindaje en la fuente de poder (cobre) y en el CAD (Aluminio); como el filtro L-C debía ser blindado debido a su susceptibilidad, fue necesario separarlo de la tarjeta haciendo la conexión con el convertidor al través de un cable coaxial; se eliminó el primer amplificador de entrada y se varió la impedancia de entrada, mo-

dificándose con ello las ganancias en la tarjeta de acoplamiento. Acto seguido, se realizaron pruebas nuevamente para evaluar la reducción de IEM lograda, obteniendo resultados negativos, es decir, la interferencia seguía siendo superior a la aceptable.

Lo anterior hizo que se tomaran medidas drásticas, consistentes en sustituir el BUS analógico por cable coaxial y, ya que el voltaje de entrada al convertidor era aún bajo, se aumentó la ganancia para cambiar el rango de 0-1 por 0-10 volts, logrando con esto una relación señal a ruido, mayor. Con las correcciones anteriores, el funcionamiento del DPG-100 fué mejor, aunque todavía existe interferencia EM fuerte en la señal.

Con respecto a la descripción anterior, es justo mencionar que los equipos fueron diseñados para dos aplicaciones totalmente diferentes: el primero, para sensar parámetros cuya magnitud varía muy poco en el tiempo; el segundo, para registrar fenómenos transitorios, por lo cual se usaron en su fabricación componentes que desempeñan funciones semejantes pero con distintas características de operación.

El SAC utiliza tecnología HCMOS, la cual, concatenada a una relativa alta velocidad, conserva su característica de inmunidad al ruido; mientras que el DPG fué construido con tecnología FAST, circuitos integrados cuyas uniones tienen como una de sus

características principales una gran velocidad de 'switcheo'. La tecnología FAST debe su nombre a emplear circuitos lógicos TTL-Schottky, los cuales tienen una alta velocidad y un voltaje de encendido muy bajo, debido a la unión metal-semiconductor.

Podemos establecer una relación, sin que ello signifique que podamos emitir un juicio sobre cuál es mejor, tomando un parámetro de interés para nosotros, como es el tiempo de retardo en una compuerta NAND con iguales voltajes de polarización. Una NAND en HCMOS tiene tiempos típicos de retardo en cambio de nivel bajo a alto y de alto a bajo de 8 ns, mientras que la misma, pero en tecnología FAST, tiene tiempos de retardo de 3.9 ns y 2.6 ns, respectivamente.

De lo anterior, sólo podemos inferir que la velocidad de operación en el DPG es mucho mayor que en el SAC y, relacionando ésto con el análisis de Fourier, para una señal digital, realizado en el capítulo cuatro, podemos ver que el ancho de banda del ruido que puede afectar al DPG, debido solamente a circuitos digitales internos, es mucho mayor que el que puede influir en el SAC. De aquí que el DPG sea un sistema con una probabilidad de verse afectado, por la IEM, bastante más grande que la del SAC, esto es, el DPG será un equipo con una susceptibilidad electromagnética superior a la del SAC.

5.3 Fibras Ópticas

El énfasis actual que se ha mostrado en el desarrollo de cadenas de transmisión de datos a base de fibras ópticas, como medio de transmisión, obedece, entre otras razones, a que podemos lograr:

- Inmunidad a la interferencia electromagnética
- Aislamiento eléctrico entre el transductor y el equipo de registro
- Confiabilidad en el medio de comunicación

Sin embargo, se tiene aún una serie de problemas de carácter técnico, que a la fecha van siendo resueltos, en la medida que las compañías, involucradas en el desarrollo de esta "nueva" tecnología, estandarizan más los métodos de acoplo en los conectores y desarrollan mejores fotoemisores y fotodetectores.

El IIE ha desarrollado un sistema de transmisión y adquisición de datos, para propósitos de medición en ambientes en los cuales se puede notar la superioridad de éste método, debido a la agresividad electromagnética del medio y a las ventajas inherentes, ya mencionadas, de la fibra óptica como medio de transmisión.

Como ya lo hemos tratado, existen restricciones propias para cada uno de los equipos -dadas en base al rango de frecuen-

cias en que se han de manejar-. Sin embargo, podemos reagrupar las especificaciones dadas por el IIE en tres grupos :

a) Especificaciones del Transmisor:

- Impedancia de entrada
- Voltaje de entrada nominal
- Tipo de codificación de la información
- Requerimientos de alimentación
- Rango de temperatura, etc.

b) Especificaciones del Receptor:

- Impedancia de salida
- Voltaje de salida nominal
- Requerimientos de alimentación
- Rango de temperatura, etc.

c) Especificaciones del Sistema:

- Ganancia
- Errores
- Relación señal a ruido
- Ancho de banda
- Parámetros ante transitorios de entrada, etc.

Como podemos apreciar de las características mencionadas, el diseño del sistema está sujeto tanto a criterios eléctricos como a compromisos con restricciones económicas y de disponi-

bilidad de dispositivos.

En el caso de las impedancias, se eligieron valores de 1 Mohm/20 pf a la entrada y aproximadamente 50 ohms a la salida, siendo estos valores normales, en equipos de hasta media frecuencia ($f < 1$ MHz), en tanto que los voltajes se han normalizado a la entrada alrededor de 1 volt pico y a la salida entre 5 y 10 volts pico.

En el caso de las fuentes de alimentación, como sabemos, existe cierta libertad en la elección de componentes y configuración en el extremo receptor, ya que en este punto podemos utilizar la línea de alimentación de c.a. e introducir un transformador de aislamiento para evitar acoplo de ruido por la fuente de poder. En el caso del transmisor, que por estar cerca de los puntos de prueba debe tener un nivel de aislamiento mayor, conviene utilizar una batería recargable y convertidor c.d./c.d., dando esto por resultado que exista una fuerte restricción en cuanto a la autonomía del equipo de transmisión, ya que debe optimizarse el ciclo de recarga de la batería.

La batería recargable se hace necesaria, ya que el transmisor se encuentra 'flotando' eléctricamente, lo cual es una ventaja para el desacoplo a la interferencia del sistema.

En cuanto a la codificación de la información, se ha elegido modular, en frecuencia, una señal cuadrada con niveles de

tensión TTL, lo cual representa un ahorro tanto en costo como en número de componentes sobre las técnicas digitales más comunes (conversión A/D, D/A; transmisión serie), lográndose esto sin comprometer demasiado el comportamiento del sistema ante el ruido.

La modulación en FM se lleva a cabo con un VCO (oscilador controlado por voltaje) y se demodula en el extremo receptor mediante el uso de PLL's (phase locked loop's) lo cual simplifica el esquema operativo del sistema.

Las consideraciones del sistema se basan en mediciones hechas sobre el equipo acabado, pero pueden pasar a formar parte de los requerimientos de selección en el tipo de dispositivos usados en el desarrollo del enlace óptico, ya que, por ejemplo, la relación señal a ruido se ve beneficiada usando amplificadores de bajo ruido (buena figura de ruido) y eligiendo las ganancias adecuadas, dentro de las diferentes etapas de la cadena de transmisión; por otro lado, el ancho de banda y los tiempos de retraso, influyen sobre la selección de dispositivos, tales como: amplificadores, VCO, PLL, etc. de tal suerte que, la selección de la mayoría de las partes formativas del enlace, se hacen en base a estas restricciones, exclusivamente.

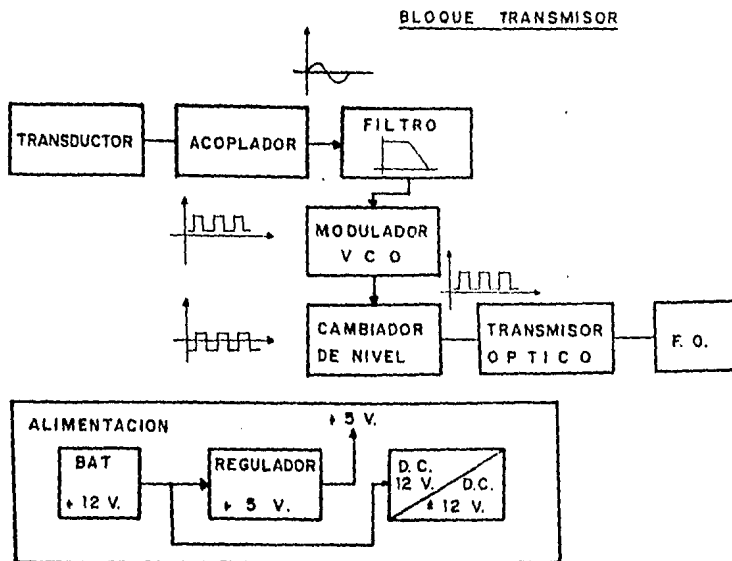


fig. 5.10

Diagrama de bloques del Transmisor.

Para dar una idea gráfica del funcionamiento global del sistema, incluimos las figuras 5.10 y 5.11, en las cuales podemos apreciar características importantes de operación y configuración del sistema.

En base a los requerimientos preestablecidos se realizó una asignación funcional, dentro de cuatro bloques fundamentales, para la construcción de un sistema de transmisión de datos, como mostramos a continuación:

- Módulo de alimentación

- Módulo de transcepción óptica
- Módulo de procesamiento de información
- Módulo de control

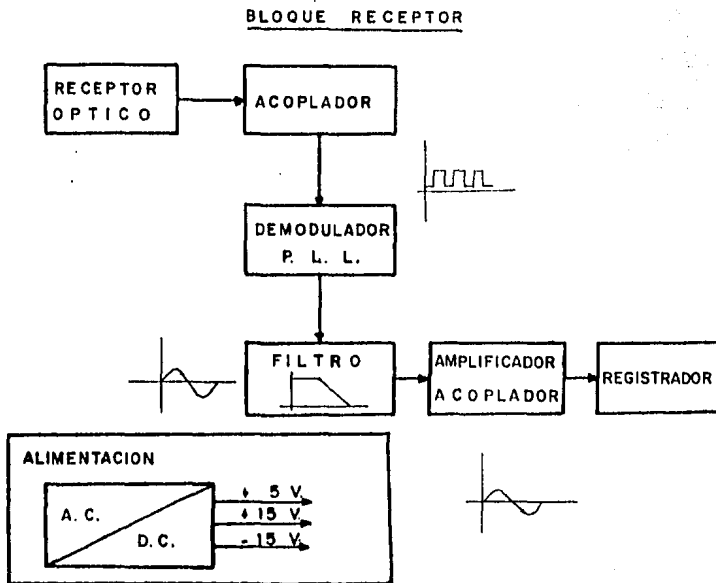


fig. 5.11

Diagrama de bloques del receptor.

CAPITULO SEIS

PRUEBAS Y MEDICIONES

Es importante que remarquemos la aplicación de los equipos, SAC y DPG-100, para determinar el tipo de pruebas que debemos realizar a cada uno de ellos, pues como sabemos, son dos sistemas proyectados para realizar funciones que, si bien son semejantes, se llevarán a cabo en rangos de operación diferentes, en virtud de lo cual, las pruebas a efectuar en cada uno de ellos podrán ser las mismas, pero con características distintas.

SAC, es un equipo diseñado para operar en procesos industriales y de capacitación en donde se manejan señales de frecuencia y niveles de voltaje bajos a la entrada (adquisición). La frecuencia de procesamiento digital, dependiendo de la tarjeta en operación, puede llegar a ser del orden de Megahertz, siendo ésto una posible causa de interferencia.

Contrariamente a SAC, DPG-100 fue diseñado para muestrear fenómenos de una gran rapidez de variación en el tiempo con altos niveles de voltaje, razón por la que el procesamiento digital de la información alcanza frecuencias de decenas de MHz. El tipo de ambiente de trabajo y operación interna del DPG-100 lo hacen más susceptible a la interferencia.

Observando las características de diseño y funcionamiento de los equipos, podemos afirmar, a priori, que la operación del SAC será satisfactoria y realizaremos mediciones unicamente para determinar los niveles de las fuentes potenciales de interferencia, mientras que, en el DPG-100 realizaremos pruebas conducentes a observar los resultados obtenidos mediante la aplicación de algunas técnicas de reducción de IEM.

Basándonos en los conocimientos adquiridos durante el desarrollo de esta investigación, las mediciones que realizaremos al SAC serán directamente a la fuente de alimentación, al IBUS-II y tarjetas digitales. Asimismo, evaluaremos el efecto total, comparando una señal de entrada sinusoidal con la señal correspondiente reconstruida. En tanto que al DPG-100 realizaremos pruebas a la fuente con y sin blindaje. Adicionalmente, compararemos dos señales de entrada con distintos niveles de voltaje, con el fin de observar la relación señal a ruido obtenida finalmente.

6.1 Sistema de Adquisición y Control

Para llevar a cabo las mediciones en el equipo, podemos emplear cualquier tipo de osciloscopio en el caso de ruido conducido y radiado eléctricamente, pero en el caso en que tengamos ruido radiado magnéticamente es conveniente utilizar una antena receptora de campo magnético, como la mostrada en la figura 6.1, en conjunto con un osciloscopio de entrada diferencial.

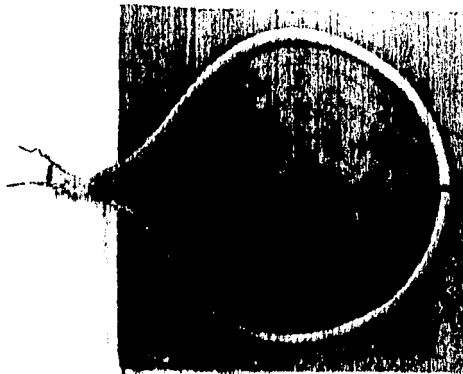


fig. 6.1

Antena receptora de campo magnético.

Por el medio ambiente de operación del SAC, éste se verá afectado por interferencia tanto radiada como conducida. La primera se acopla a todo el sistema, mientras que la segunda se in-

roduce mediante la fuente de alimentación. La contribución de la fuente a la interferencia total del equipo podemos evaluarla observando el voltaje de rizo de la polarización y detectando el campo electromagnético radiado, además de observar la corriente de alimentación.

El voltaje de rizo lo observamos eliminando la componente de c.d. en el osciloscopio, obteniendo la señal mostrada en la figura 6.2.

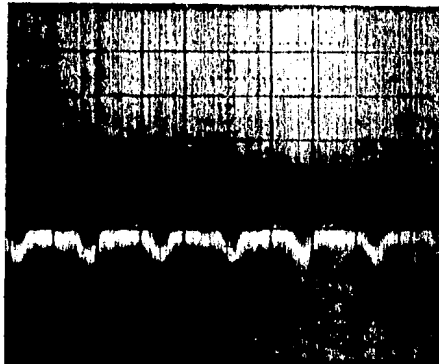


fig. 6.2

Ruido conducido por la fuente.

Debido a la frecuencia tan baja de operación, las figuras 6.2 y 6.4 pudimos obtenerlas sólo mediante el empleo de un osciloscopio con memoria. Para la figura 6.2, las escalas fueron $V=0.05$ V/div. $t=5$ ms/div. a partir de lo cual podemos ver que el

voltaje de rizo (V_r) es aproximadamente 50 mV, con una frecuencia de 120 Hz. Esto nos proporciona una primera posibilidad de interferencia, la cual se refleja principalmente como ruido conducido, y puede afectar a las señales de entrada, cuando son de bajo nivel, al través de los componentes analógicos y/o digitales empleados en la tarjeta de entradas.

El método para la medición de campo eléctrico y campo magnético, descrito con mayor detalle en las pruebas efectuadas al BPG-100, nos llevó a obtener valores de voltaje y frecuencia bastante pequeños, lo que nos impidió fotografíar la forma de onda, debido a que el único osciloscopio con entrada diferencial disponible no cuenta con memoria.

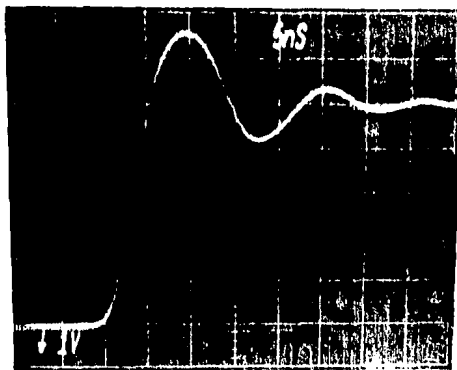


fig. 1.3

Vista parcial de una señal digital.

En la figura 6.3 podemos observar el levantamiento de un pulso, procedente del microprocesador localizado en la tarjeta maestra, obtenido en el IBUS-II.

En este oscilograma, el tiempo de levantamiento de la señal es de $t_r=10$ ns, lo que nos da idea del espectro de interferencia que se podría tener a causa de ésta, como analizamos en el capítulo cuatro. Basándonos en este estudio, el límite del ancho de banda de IEM, debida a la señal digital, se localiza en aproximadamente 31.8 MHz.

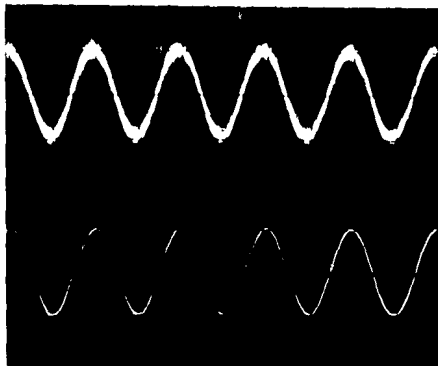


fig. 6.4

Señal entrada-salida.

Finalmente, para observar el efecto total del ruido y la eficiencia de la aplicación de las técnicas de reducción de IEM, realizamos una prueba introduciendo al sistema una señal sinu-

soidal de 1 Hz, mediante un generador de funciones de alta resolución, y la comparamos con la señal reconstruida tomada de la tarjeta de salidas analógicas. Lo anterior fue posible gracias al empleo de un programa estructurado específicamente para esta etapa de prueba del equipo.

En la figura 6.4, las escalas del osciloscopio fueron: canal 1 (entrada) $V=0.5$ V/div., canal 2 (salida) $V=5$ V/div. y $t=0.5$ s/div. Nótese que la señal de entrada es de un nivel de voltaje pequeño, con componentes de alta frecuencia, mientras que la señal recuperada está libre de ruido; por tanto, la señal reconstruida corresponde a la esperada después de haberse procesado digitalmente. Con esto, comprobamos la eficiencia de las técnicas de reducción de interferencia lograda en el SAC.

6.2 Digitalizador de Señales

Como ya mencionamos en el capítulo cinco, la operación actual del DPG-100 no es del todo satisfactoria, a pesar de que se aplicaron algunas técnicas desde la etapa de diseño, y otras, posteriormente, como medidas correctivas, debido a lo cual, las mediciones que haremos tienen como fin verificar la efectividad de las técnicas aplicadas anteriormente; es decir, trataremos de observar al sistema en la medida posible, operando sin y con correcciones.

Debido a las frecuencias de operación y a la magnitud

física, tanto de SAC como de DPG-100, podemos manejar la interferencia radiada como campo cercano, pues las distancias entre componentes son menores que $\lambda/2\pi$, de aquí que podamos detectar únicamente (en forma cualitativa), campo eléctrico con la punta de prueba del osciloscopio y campo magnético con la antena receptora mencionada, en conjunto con el osciloscopio de entrada diferencial.

Una de las principales técnicas aplicadas al DPG-100 fue blindaje, situación que nos permite comparar el campo eléctrico y magnético existente en las inmediaciones del equipo.

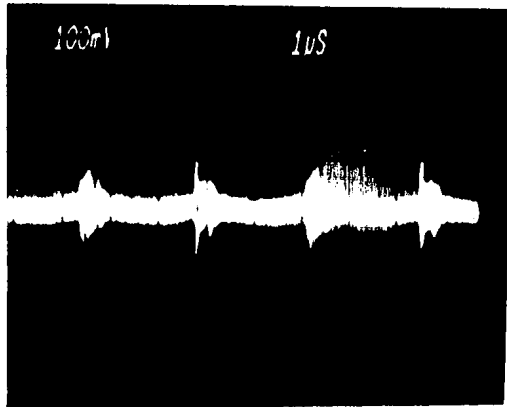


fig. 6.5

Ruido conducido

Sabemos, por capítulos previos, que la fuente por ser conmutable puede ser la causa más importante de interferencia tanto

física, tanto de SAC como de DPG-100, podemos manejar la interferencia radiada como campo cercano, pues las distancias entre componentes son menores que $\lambda/2\pi$, de aquí que podamos detectar únicamente (en forma cualitativa), campo eléctrico con la punta de prueba del osciloscopio y campo magnético con la antena receptora mencionada, en conjunto con el osciloscopio de entrada diferencial.

Una de las principales técnicas aplicadas al DPG-100 fue blindaje, situación que nos permite comparar el campo eléctrico y magnético existente en las inmediaciones del equipo.

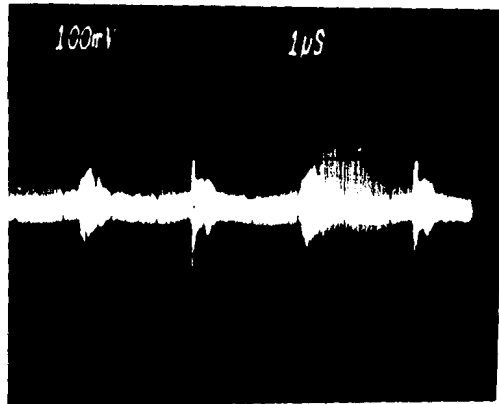


fig. 6.5

Ruido conducido

Sabemos, por capítulos previos, que la fuente por ser conmutable puede ser la causa más importante de interferencia tanto

en modo conducido como radiado. La primera de ellas podemos constatarla mediante el análisis del oscilograma que damos en la figura 6.5.

De la figura anterior es fácil inferir que el voltaje de ruido afecta de manera determinante al sistema, puesto que el voltaje de ruido generado es superior a los 300 mVp-p, magnitud que representa aproximadamente un 6 % del voltaje de c.d. suministrado, que es de 5 V. La frecuencia del máximo transitorio de conmutación es alrededor de 200 KHz.

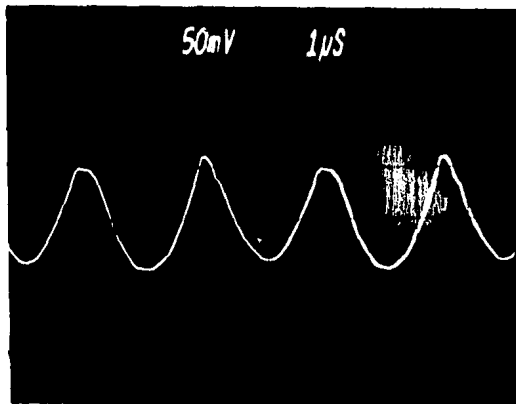


fig. 6.6

Campo magnético.

Los oscilogramas de las figuras 6.6 y 6.7 nos muestran las formas de onda de campo magnético y campo eléctrico, respectivamente, en la fuente sin blindaje.

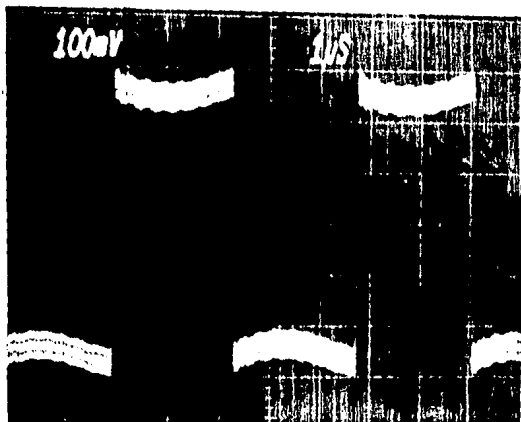


fig. 6.7

Campo eléctrico.

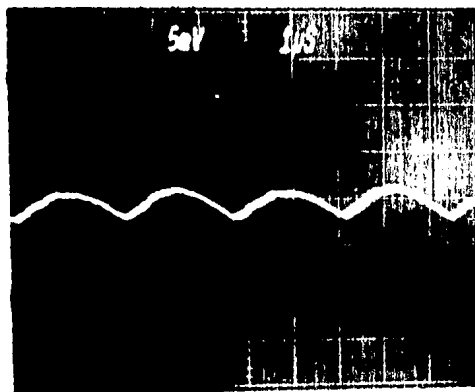


fig. 6.8

Emisión de campo magnético en la fuente con blindaje.

Colocando el blindaje en la fuente la medición de campo eléctrico fue nula, mientras que el campo magnético se redujo al mostrado en la figura 6.8.

Con las pruebas hechas a la fuente notamos que efectivamente el campo eléctrico se elimina totalmente, pero el campo magnético logra transmitirse, aunque sea parcialmente, a través del blindaje, obteniendo una atenuación de este último de (medición en voltaje a partir de las fig's. 6.6 y 6.8):

$$B = 20 \log \frac{V_{sb}}{V_{cb}} = 26.8 \text{ dB}$$

donde:

B = Atenuación de campo magnético en dB

V_{sb} = Voltaje en la región sin blindaje

V_{cb} = Voltaje en la región con blindaje

comprobando con esto la efectividad del blindaje contra campos electromagnéticos.

Las siguientes mediciones que realizamos al DPG-100, consistieron en observar la señal a la entrada de la tarjeta de conversión y en la entrada del CAD. En la figura 6.9 vemos los voltajes en estos dos puntos, aplicando un voltaje de entrada inferior al nominal, en donde notamos que la señal de entrada al convertidor (parte inferior de la pantalla) se encuentra bastante contaminada.

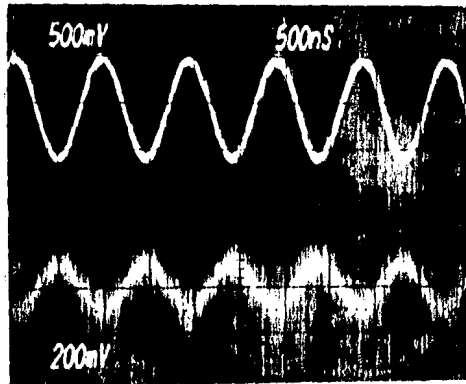


fig. 6.9

Señal de entrada a la tarjeta de conversión y al CAD.

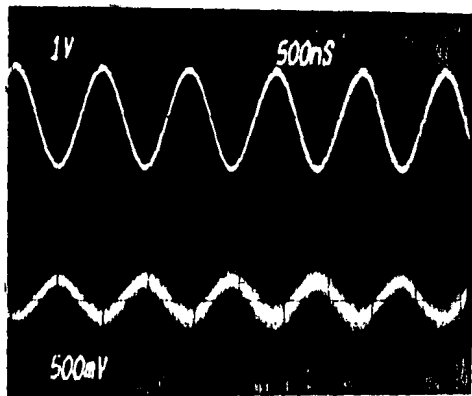


fig. 6.10

Incremento de la relación Señal/Ruido en el sistema.

En la figura 6.10 observamos los voltajes en los mismos puntos, pero empleando una magnitud aproximada al voltaje nominal, obteniendo con esto una mayor definición de la señal a la entrada del convertidor.

Otra forma en que podemos confirmar la susceptibilidad electromagnética del DPG-100, es comparando dos señales con respecto a sí mismas a distinta frecuencia de operación. Las señales que comparamos son ambas digitales; en la parte superior de la pantalla tenemos la línea de escritura (WR) y en la parte inferior la línea de inicio de conversión (SC).

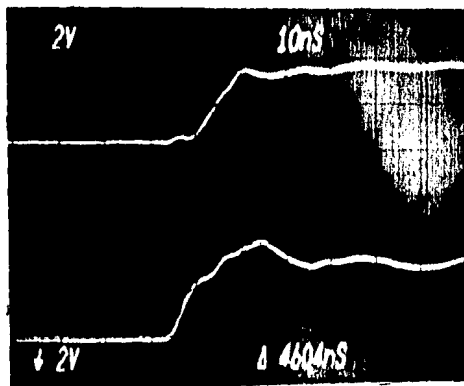


fig. 6.11

Señales digitales operando el sistema en baja frecuencia.

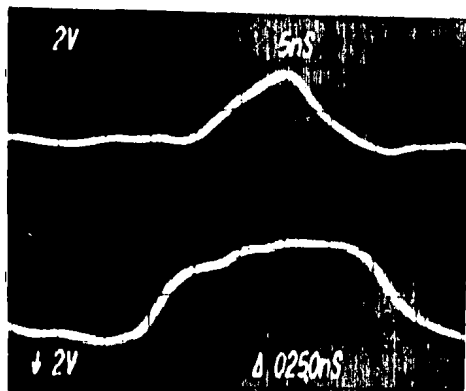
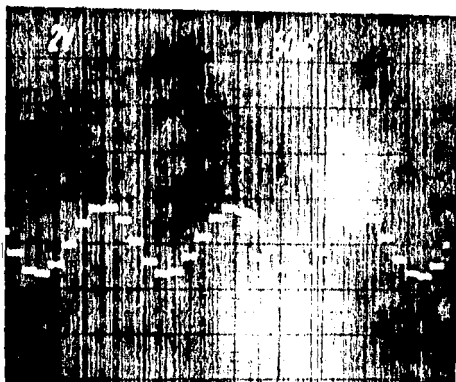


fig. 6.12

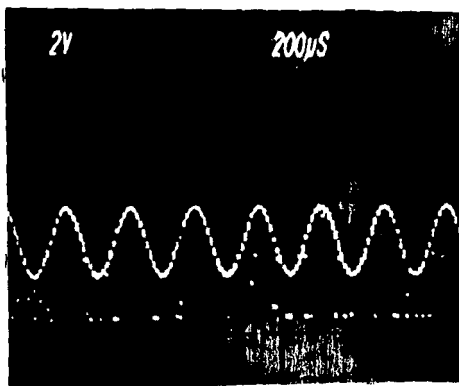
Señales digitales operando el sistema en alta frecuencia.

El oscilograma de la figura 6.11 nos muestra el levantamiento de los pulsos de las líneas indicadas a una frecuencia de muestreo de 2.5 MHz, mientras que, en la figura 6.12, vemos las mismas líneas pero a una frecuencia de muestreo de 20 MHz.

Por último, para tener una buena caracterización del funcionamiento del DFG-100, llevamos a cabo la comparación de dos señales sinusoidales reconstruidas; la primera de ellas muestreada a 10 MHz, y la segunda, a 20 MHz, como mostramos en la figura 6.13(a) y 6.13(b), respectivamente.



(a) Señal reconstruida con muestreo a 10 MHz.



(b) Señal reconstruida con muestreo a 20 MHz.

fig. 6.13

Reconstrucción de una señal sinusoidal.

De la figura anterior, notamos que ambas señales tienen interferencia, sin embargo, es la segunda la más contaminada, lo cual confirma la susceptibilidad del DPG-100, cuando trabaja a su más alta frecuencia de operación.

Del análisis anterior, podemos concluir que las correcciones hechas al DPG-100 arrojaron un éxito parcial en la operación del mismo, esto es, la información que proporciona el equipo puede ya ser utilizada, aunque se corre el riesgo de tener información que no es real.

CONCLUSIONES

De la información recopilada en la presente investigación, y del análisis a SAC y DPG-100, podemos confirmar varios aspectos.

La fuente de energía a emplear en un equipo debe ser diseñada (de preferencia lineal) o, en su defecto, analizada previamente para garantizar que satisfaga las necesidades propias del mismo, pues en caso de no hacerse así, puede ser la causa primordial de interferencia conducida y, en algunos casos, radiada.

Una de las características más importantes en el diseño de un sistema es considerar el ancho de banda de operación para limitar, al mismo rango, las señales involucradas.

Algo más que debemos tomar en cuenta, al diseñar un equipo,

y que resulta ser de suma importancia, es considerar, de acuerdo a su aplicación, el medio ambiente electromagnético de trabajo, ya que de esto depende el empleo de las técnicas de reducción de IEM.

Debemos tener especial cuidado con el enrutamiento de las señales, tanto en comunicación interna como externa.

La selección de los componentes a emplear en la construcción del equipo debe ser objeto de un cuidadoso análisis, para lograr un óptimo funcionamiento que cumpla con los compromisos de las condiciones económicas actuales del país.

La orientación de los componentes debe ser tal que ésta no cause acoplamiento que pueda perjudicar básicamente a los analógicos.

Las técnicas de reducción de IEM, no son exclusivas, en cuanto a aplicación, de los circuitos que procesan señales analógicas, ya que puede aplicarse a otros circuitos tales como: fuentes de polarización, circuitos digitales, circuitos de potencia, etc.

Un equipo bien diseñado no tiene problemas de interferencia, aunque opere en un medio ruidoso, mientras que, un equipo mal implementado, sí los tiene, lo que se traduce en pérdidas de índole económica, ya sea por componentes adicionales o ingeniería aplicada.

Las características dadas en las aseveraciones anteriores podemos observarlas de una u otra manera en los equipos SAC y DPG-100, equipos que nos sirvieron para comprobar, reafirmar y aumentar, los conocimientos adquiridos durante el desarrollo del presente trabajo.

BIBLIOGRAFIA

- Ott, Henry W., Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, John Wiley & Sons, New York, 1976.
- Ficchi, Rocco F., Electrical Interference, Hayden Book Company, New York, 1964.
- Intersil, Data Acquisition and Conversion Handbook, Intersil Inc., EUA, 1980.
- The Engineering Staff of Analog Devices, Inc., Analog-Digital Conversion Notes, Analog Devices, Inc., Norwood, Massachusetts, 1980.
- Jaeger, Richard C., 'Tutorial: Analog Data Acquisition Technology-Parte III', IEEE Micro, Noviembre, 1982, pag's 20-35.
- Jaeger, Richard C., 'Tutorial: Analog Data Acquisition Technology-Parte IV', IEEE Micro, Febrero, 1983, pag's 52-61.
- Shuford, Richard S., 'An Introduction to Fiber Optics', Byte, Diciembre, 1984, pag's 121-123, 388, 390.
- Carlson, A. B., Sistemas de Comunicación, Mc. Graw-Hill, 1980
- Pompa R., Jesús, 'Sistema de Transmisión y Adquisición de Datos a Base de Fibras Ópticas', Reporte, IIE Cuernavaca Mor., Abril, 1981.
- Ott, Henry W., 'Digital Circuit Grounding and Internconnection', International Symposium on EMC, IEEE 1981, pag's 292-297.

- Gieck, Kurt, Manual de Fórmulas Técnicas, Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A., 1981.
- Pompa R., Jesús, 'Diseño de Blindajes para Equipos de Adquisición de Datos con Fibras Ópticas', Reporte, IIE Cuernavaca Mor., Abril, 1982.
- Crowley, Bucky, 'Circuit Converts Voltages to 4-20 mA for Industrial Current-Control Loops', Ideas for Design.
- Application Brief, 'Two-Terminal, 4-20 mA Current Transmitter', pag 15.
- Cacheux, Luis, 'Controles Lógicos y sus diversas aplicaciones', Boletín IIE, Marzo/Abril, 1985.
- Rogel, Benjamin, y Pompa, Jesús, 'Digitalizador de Señales Manual de Usuario', IIE Cuernavaca Mor., 1981.
- TRW, 'Monolithic Video A/D Converter', TRW LSI Products,
- Pompa, Jesús, y Teran, Luis, 'Tarjeta de Entradas Analógicas (Voltaje/Corriente) SAC 710/10/11', Reporte parcial, IIE Cuernavaca Mor., Abril, 1985.
- Pompa, Jesús, y Teran, Luis, 'Tarjeta de Salidas Analógicas de Voltaje SAC-510 Manual de Usuario', Reporte parcial, IIE Cuernavaca Mor., Abril, 1985.
- Palafox R., Fernando, y Pompa, Jesús, 'Tarjeta Controladora de Conversión A/D SAC 710/01 Manual de Usuario', Reporte parcial, IIE Cuernavaca Mor., Mayo, 1985.
- Masallach I., Carlos, 'IBUS II Manual de Usuario', Reporte, IIE Cuernavaca Mor., Agosto, 1984.
- Campos, Alberto, 'Especificaciones Fuente SAC', Reporte, IIE Cuernavaca Mor., Agosto, 1984.