

# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

FACULTAD DE INGENIERÍA ENSENADA

MAESTRÍA Y DOCTORADO EN CIENCIAS E INGENIERÍA



**CONSIDERACIONES DE COMPATIBILIDAD  
ELECTROMAGNÉTICA (EMC) PARA UN DISEÑO EFICIENTE EN  
COSTO-BENEFICIO APLICADO A SISTEMAS ELECTRÓNICOS.**

**TESIS**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA

**JUAN MANUEL GONZÁLEZ MEDINA.**

DIRECTOR:

MC. Humberto Cervantes de Ávila

ENSENADA BAJA CALIFORNIA

FEBRERO DE 2008

# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

FACULTAD DE INGENIERÍA ENSENADA

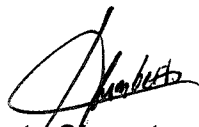
## **CONSIDERACIONES DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA (EMC) PARA UN DISEÑO EFICIENTE EN COSTO-BENEFICIO APLICADO A SISTEMAS ELECTRÓNICOS.**

TESIS

Que para obtener el grado de maestro en ingeniería presenta:

**Juan Manuel González Medina.**

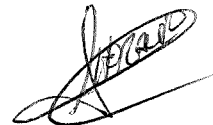
Aprobada por:



MC. Humberto Cervantes de Ávila  
Director de tesis



MC. Everardo Izunza González  
Miembro del comité



Dr. Horacio Luis Martínez Reyes  
Miembro del comité

Ensenada Baja California, México. Febrero 2008

## **DEDICATORIA**

A Dios por brindarme la vida, por bendecirme, estar siempre a mi lado, y sobretodo por darme la mejor familia.

A mis padres por su amor incondicional, por guiarme por el mejor camino y mostrarme el ejemplo de superación y dedicación en todos los ámbitos de mi vida.

A mi esposa e hijo Cristhabel y Dominic, pues son el motivo de mi felicidad y lo que me hace seguir adelante día a día.

A mis maestros de la UABC Ensenada, que siempre me apoyaron durante el curso de la maestría y en la realización de la tesis.

A mis compañeros y amigos de Sony con los cuales he compartido innumerables horas de investigación, esfuerzo y dedicación logrando así el éxito de todos nuestros proyectos.

## AGRADECIMIENTOS

Al maestro Humberto Cervantes por su gran apoyo en la realización de mi proyecto, su seguimiento, y ayudarme a darle forma a toda la información recabada durante el desarrollo de la tesis.

Al maestro Everardo Inzunza por su meticulosa revisión y acertadas observaciones en el documento final de la tesis.

Al doctor Horacio Martínez por su apoyo, sugerencias, y confianza desde el inicio de mi proyecto hasta la conclusión del mismo.

A mis jefes y personal administrativo de Sony que me dieron la confianza y oportunidad de emprender este reto profesional, que hoy se ve concretado con la realización del presente trabajo de tesis.

# ÍNDICE

	<u>PÁGINA</u>
<b>ÍNDICE DE TABLAS</b>	<b><i>i</i></b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>	<b><i>iii</i></b>
<hr/>	
<b>RESUMEN</b>	<b><i>xi</i></b>
<b>CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1).-Antecedentes	2
1.2).-Planteamiento del problema	4
1.3).- Justificación	5
1.4).- Objetivos	6
<b>CAPÍTULO II. REGULACIÓN Y DESCRIPCIÓN DE MONTAJES DE PRUEBA</b>	<b>7</b>
2.1).-Regulación existente	13
2.2).- Radiadores no intencionales	17
2.2.1).- Radiada	17
2.2.2).- Conducida	21
2.3).- Medición de EMI	26
2.3.1).-EMI Radiado	28
2.3.2).-EMI Conducido	32
<b>CAPÍTULO III. METODOLOGÍA PARA COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA</b>	<b>35</b>
3.1).-Osciladores y Relojes	36
3.1.1).- Dispersión de Espectro en el Reloj del Sistema	41
3.1.1.1).-Dispersión Central/Dispersión Inferior	42
3.1.1.2).- Reducción efectiva de EMI	43
3.1.1.3).- Modulación digital en el SSCG	45

3.2).-Medición de corrientes en modo-común en cables	49
3.2.1).- Procedimiento de Prueba	50
3.3).-Líneas de Transmisión	51
3.3.1).- Impedancia característica $Z_0$	51
3.3.2).- Mediciones de Reflectometría en el dominio del tiempo (TDR)	54
3.3.3).- Terminación en las líneas de transmisión	58
3.3.4).- Líneas de transmisión Microstrip y Stripline	61
3.3.5).- Ductos de datos	64
3.4).- Aterrizado de Señales Mezcladas en PCBs	65
3.5).-Fuentes de alimentación	70
3.5.1).- Fuentes conmutadas	70
3.5.2).- Transformadores, Capacitores e Inductores en la fuente de potencia.	71
3.5.3).-Supresión de ruido en modo diferencial.	74
3.5.4).-Utilización de bobinas híbridas en la supresión del ruido en modo diferencial.	76
3.5.5).- Funciones de los filtros de ruido.	78
3.5.6).- Razones del porque las bobinas de modo-común contienen inductancia en modo diferencial.	80
3.6).- Ferritas	81
3.7).- Blindaje	88
3.7.1).- Blindaje con placas metálicas	90
3.7.2).- Efecto de piel y absorción en blindajes	92
3.7.3).- Fugas en aberturas y su efecto en la Efectividad del blindaje	94
3.7.4).- El comportamiento resonante/antena de una simple abertura en el campo lejano	96
3.7.5).- Múltiple aberturas en el campo lejano	98
3.7.6).- Fugas a través de aberturas en el campo cercano	99
3.7.7).- Combinando disipadores con cajas de blindaje	100
3.7.8).- Blindaje en cables	101
3.8).-Capacitores de Desacople	102
3.8.1).- Desacoplado en frecuencias <50MHz	107
3.8.2).- Desacoplado en frecuencias entre 50MHz y 500MHz	107
3.8.3).- Desacoplado en frecuencias entre 500MHz y 5 GHz	108
3.9).- Protectores alternativos de EMC	110
3.9.1).- Almohadillas conductivas (Gaskets)	110
3.9.2).- Pinturas conductivas	112
3.9.3).- Cintas conductivas	113
3.9.4).- Absorores de RF	114

<b><i>CAPÍTULO IV.</i></b>	<b>RESULTADOS</b>	119
	4.1).- Evaluación de la Función del SSCG en un EUT.	121
	4.2).- Blindaje en el Cable de Señales “LVDS”.	123
	4.3).- Incremento en longitud de cable de señal LVDS.	124
	4.4).- Blindaje en la placa principal de video.	125
	4.5).- Capacitores de desacople en los controladores del panel de LCD.	126
	4.6).- Ferrita en la línea de entrada del AC.	127
	4.7).- Capacitores tipo Y entre tierra secundaria y tierra primaria de la fuente de alimentación.	128
<b><i>CAPÍTULO V.</i></b>	<b>CONCLUSIONES</b>	129
	5.1).- Aportaciones del trabajo.	130
	5.2).- Recomendaciones a futuro.	131
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b>		132
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>		135

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Numero de tabla</b>	<b>Descripción</b>	<b>Página</b>
<b>Tabla 1</b>	Límites de emisión para dispositivos Clase A, de acuerdo con la FCC.	18
<b>Tabla 2</b>	Límites de emisión para dispositivos Clase B, de acuerdo con la FCC.	18
<b>Tabla 3</b>	Límites de frecuencia a medir de acuerdo a la frecuencia de operación del dispositivo electrónico según la FCC.	20
<b>Tabla 4</b>	Fuentes de Emisión y Susceptibilidad de EMI Radiado más comunes y sus posibles soluciones.	20
<b>Tabla 5</b>	Límites de EMI Conducido (dB $\mu$ V) según la FCC.	21
<b>Tabla 6</b>	Impedancias de Inductores y Conductores en el LISN.	23
<b>Tabla 7</b>	Fuentes de Emisión y Susceptibilidad de EMI Conducido más comunes y sus posibles soluciones.	25
<b>Tabla 8</b>	Datos obtenidos después de la prueba de EMI Radiado.	30
<b>Tabla 9</b>	Resolución de un convertidor A/D respecto al número de bits.	68
<b>Tabla 10</b>	Frecuencias auto resonantes en capacitores con una carga a 0.25 pulgadas de longitud.	103

<b>Tabla 11-</b>	Selección del tipo de capacitor de desacople dependiendo de la frecuencia de interés.	106
<b>Tabla 12-</b>	Comparativo de número de partes y costo de EMC entre los modelos 2006 y 2007.	130

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Numero de figura</b>	<b>Descripción</b>	<b>Página</b>
<b>Figura 1</b>	Diagrama a bloques que representa el paradigma de EMC.	9
<b>Figura 2</b>	Acoplamiento inductivo y capacitivo en los trazos del PCB.	10
<b>Figura 3</b>	Características del campo dependiente de la distancia de la fuente.	11
<b>Figura 4</b>	Radiación Campo Cercano y Campo Lejano.	12
<b>Figura 5</b>	Límites de emisión radiados para dispositivos digitales Clase B.	15
<b>Figura 6</b>	Límites de emisión conducidos para dispositivos digitales Clase B.	16
<b>Figura 7</b>	Logo de la FCC para la identificación de dispositivos compatibles.	16
<b>Figura 8</b>	Fuerza de Campo (EMI Radiada) FCC: Clase A & Clase B.	19
<b>Figura 9</b>	Diagrama de conexiones para emisiones conducidas.	22
<b>Figura 10</b>	Diagrama de conexiones de la red estabilizadora de impedancias de línea "LISN".	23
<b>Figura 11</b>	Circuito equivalente del LISN para las frecuencias de prueba en el rango de los límites de emisiones conducidas.	24
<b>Figura 12</b>	Circuito equivalente del LISN para la frecuencia de la línea de energía 60Hz.	24
<b>Figura 13</b>	Cámara de EMI Radiado (Cámara Anecóica).	26

<b>Figura 14</b>	Fotografías de Cámaras de EMI Radiado (Cámara Anecóica).	27
<b>Figura 15</b>	Montaje de la prueba de EMI Radiado para dispositivos clase B.	28
<b>Figura 16</b>	Analizador de espectros.	29
<b>Figura 17</b>	Gráfica correspondiente a los resultados de una prueba de EMI Radiado.	31
<b>Figura 18</b>	Montaje de la prueba de EMI Conducido para dispositivos clase B.	32
<b>Figura 19</b>	Gráfica correspondiente a los resultados de una prueba de EMI Conducido.	34
<b>Figura 20</b>	Aterrizado de la señal a un plano localizado de tierra a través de un pilar principal y 4 vías para circuitos de reloj y osciladores mayores de 200MHz.	37
<b>Figura 21</b>	Aterrizado de la señal a un plano localizado de tierra a través del punto más cercano para osciladores en caja metálica por arriba de los 10 MHz.	37
<b>Figura 22</b>	Líneas de transmisión Stripline y Microstrip.	38
<b>Figura 23</b>	Configuración de terminal sencilla, par balanceado, y líneas de trío balanceado entre las líneas de reloj y el receptor, con Terminación en Serie y en Paralelo.	38
<b>Figura 24</b>	Trazado y terminación entre las líneas de reloj y el circuito integrado (I/C).	39
<b>Figura 25</b>	Trazado y terminación entre las líneas de reloj y el circuito integrado para PCB's de 4 capas.	40

<b>Figura 26</b>	Filtrado del voltaje de alimentación DC para circuitos osciladores.	40
<b>Figura 27.-</b>	Desplazamiento de la frecuencia fundamental del reloj dentro de un intervalo determinado mediante la utilización de generadores de reloj de espectro disperso.	42
<b>Figura 28-</b>	Desplazamiento central de la frecuencia fundamental del reloj.	42
<b>Figura 29-</b>	Desplazamiento inferior de la frecuencia fundamental del reloj.	43
<b>Figura 30-</b>	Reducción de la energía pico mediante la utilización de SSCG.	44
<b>Figura 31-</b>	Reducción de componentes para EMC en el circuito gracias a la utilización de SSCG.	45
<b>Figura 32-</b>	Efecto de la modulación digital vs modulación analógica sobre el espectro de la forma de onda de salida.	46
<b>Figura 33-</b>	Ruido en el espectro de la forma de onda de salida con una sola frecuencia de modulación (Modulación analógica convencional).	47
<b>Figura 34-</b>	Disminución en el ruido del espectro de la onda de salida mediante el uso de Modulación Digital (SSCG).	48
<b>Figura 35-</b>	Montaje de prueba para la medición de corrientes en modo común.	49
<b>Figura 36-</b>	Efecto en las señal debido a los cambios en la impedancia característica a través de la línea de transmisión y carga.	52
<b>Figura 37-</b>	Efectos de la terminación en las Líneas de transmisión.	53
<b>Figura 38-</b>	Medición del TDR con terminación en la línea de corto circuito.	56

<b>Figura 39</b> –	Medición del TDR con terminación en la línea de circuito abierto.	56
<b>Figura 40</b> –	Medición del TDR con terminación correcta en la línea.	57
<b>Figura 41</b> –	Comparativo de las inductancias parciales de varios métodos de conexión de SMD's a planos.	58
<b>Figura 42</b> –	Varios métodos de terminación en líneas de transmisión.	59
<b>Figura 43</b> –	Superficie Microstrip.	61
<b>Figura 44</b> –	Superficie simétrica Stripline.	62
<b>Figura 45</b> –	Patrones del ducto de datos.	64
<b>Figura 46</b> –	Trazado de señales que cruzan un plano de tierra separado.	66
<b>Figura 47</b> –	Separación por regiones del plano de tierra Analógico y Digital para convertidores de A/D de alta resolución.	69
<b>Figura 48</b> –	Ruido de fuentes de potencia conmutadas.	71
<b>Figura 49</b> –	Ruido en modo diferencial (a) y ruido en modo común (b).	72
<b>Figura 50</b> –	Configuración de filtro Pi para atenuación de altas frecuencias.	73
<b>Figura 51</b> –	Modelo de supresión de ruido para fuentes de potencia conmutadas.	74
<b>Figura 52</b> –	Ejemplos de supresión de ruido en modo diferencial al agregar bobinas o incrementar su tamaño.	75

<b>Figura 53–</b>	Ventajas de utilizar bobinas híbridas para supresión de ruido.	76
<b>Figura 54–</b>	Ejemplo de la utilización de bobinas híbridas serie PLY10 de Murata.	77
<b>Figura 55–</b>	Ejemplos de confirmación de las funciones de filtros de ruido.	79
<b>Figura 56–</b>	Bobina ideal y actual en modo común.	80
<b>Figura 57–</b>	Diferentes tipos de ferritas.	82
<b>Figura 58–</b>	(A) Ferrita sobre un conductor; (B) Circuito equivalente en alta frecuencia; (C) Símbolo esquemático típico.	84
<b>Figura 59–</b>	Datos de Frecuencia-Impedancia para una ferrita primariamente resistiva (ferrita 1) y primariamente inductiva (ferrita 2).	84
<b>Figura 60–</b>	Ferrita utilizada para formar un filtro L-C para mantener las altas frecuencias fuera de la carga.	86
<b>Figura 61–</b>	Ferrita resistiva utilizada para reducir el ruido a lo largo de la línea entre compuertas lógicas.	86
<b>Figura 62–</b>	Ferrita y resistor utilizados para remover oscilaciones parásitas en la etapa de salida en un amplificador de potencia clase C.	87
<b>Figura 63–</b>	Espectro electromagnético radiado y sus usos (10Hz-2.5GHz).	88

<b>Figura 64-</b>	Espectro electromagnético radiado de ruidos producido por dispositivos eléctricos/electrónicos. (10Hz-2.5GHz).	89
<b>Figura 65-</b>	Reflexiones y absorciones por un blindaje.	91
<b>Figura 66-</b>	Gráfica y fórmula de profundidad de piel “ $\delta$ ” en el blindaje.	93
<b>Figura 67-</b>	Los efectos de la antena accidental en las aberturas en el blindaje.	96
<b>Figura 68-</b>	Guía para la SE de una simple abertura en el campo-lejano.	97
<b>Figura 69-</b>	La efectividad del blindaje en relación de la distancia de la fuente vs abertura.	99
<b>Figura 70-</b>	Disipador y Caja de blindaje combinada.	100
<b>Figura 71-</b>	Circuito equivalente del capacitor a altas frecuencias.	103
<b>Figura 72-</b>	Arreglos de capacitores y sus respectivas inductancias.	104
<b>Figura 73-</b>	Ejemplos de la colocación de un capacitor de desacople.	106
<b>Figura 74-</b>	Almohadilla conductiva utilizada para EMC.	110

<b>Figura 75-</b>	Instalación correcta e incorrecta de almohadilla de EMI.	111
<b>Figura 76-</b>	Uso de pinturas conductivas en productos electrónicos.	112
<b>Figura 77-</b>	Diferentes tipos de Cintas conductivas.	113
<b>Figura 78-</b>	Reducción de la energía EM debida al uso del absorsor de RF.	114
<b>Figura 79-</b>	Datos característicos de un absorsor de RF.	115
<b>Figura 80-</b>	Efecto del absorsor de RF en corrientes superficiales.	116
<b>Figura 81-</b>	Efecto del absorsor de RF en espacio libre.	117
<b>Figura 82-</b>	Efecto del absorsor de RF en resonancia en cavidades.	117
<b>Figura 83-</b>	Comparación de resultados obtenidos al habilitar el SSCG en el sistema (150.32MHz).	121
<b>Figura 84-</b>	Comparación de resultados obtenidos al habilitar el SSCG en el sistema (80MHz).	122
<b>Figura 85-</b>	Comparación de resultados obtenidos al blindar y aterrizar debidamente el cable de señal LVDS.	123

<b>Figura 86-</b>	Comparación de resultados obtenidos al incrementar la longitud del cable de señal LVDS.	124
<b>Figura 87-</b>	Comparación de resultados obtenidos al agregar blindaje en la placa principal de video.	125
<b>Figura 88-</b>	Comparación de resultados obtenidos al agregar blindaje en la placa principal de video.	126
<b>Figura 89-</b>	Comparación de resultados obtenidos al agregar una ferrita al cable de AC.	127
<b>Figura 90-</b>	Comparación de resultados obtenidos al agregar un capacitor tipo Y entre la tierra secundaria y la tierra primaria.	128

## **RESUMEN**

En la actualidad SONY Electrónica's diseña y manufactura una variada gama de productos con la más alta tecnología Analógica-Digital, de los cuales y a raíz de la creciente proliferación en sus circuitos electrónicos, así como del aumento en sus frecuencias de operación, surge como una necesidad inminente la compatibilidad electromagnética entre nuestros productos y los ya existentes en el mercado.

En el presente trabajo se plantean los principios básicos teórico-prácticos, los cuales se deben implementar desde las primeras etapas de diseño en el producto, para así conseguir un desempeño óptimo en cuanto a Compatibilidad Electromagnética o "EMC" se refiere, logrando a su vez el costo-beneficio efectivo necesario para el éxito del producto final.

Al concluir el presente trabajo y basándose en los fundamentos y metodologías aquí expuestas, se compararán y evaluarán a su vez los resultados obtenidos en el diseño de Televisores de LCD 2007 vs. los resultados obtenidos en el año 2006.

Algo que es importante recalcar, es el hecho de que existe un compromiso entre la EMC y el desempeño de la circuitería, por lo que en la práctica lo que es bueno para EMC no necesariamente siempre es lo mejor para los circuitos y viceversa, por lo que siempre se deberán de confirmar ambos campos y hacer un balance antes de realizar cualquier cambio en cualquiera de los dos: EMC-Funcionalidad de Circuitos.

Palabras claves: Interferencia electromagnética (EMI), Compatibilidad Electromagnética (EMC), Radiación.

**Aprobado**

---

**M.C. Humberto Cervantes de Ávila**

***CAPÍTULO I.* INTRODUCCIÓN**

# **I.-Introducción:**

## **1.1).-Antecedentes:**

Fue a principios de los años 70's, cuando usuarios de dispositivos eléctricos empezaron a experimentar cada vez con más frecuencia problemas relacionados a la Interferencia Electromagnética (EMI por sus siglas en inglés). En el máximo esplendor de la Radio de Banda Civil (CB), cientos de miles de usuarios CB empezaron a transmitir energía de Radio Frecuencia en cada vecindario. Las congregaciones religiosas o Iglesias experimentaban problemas con EMI Radiado, puesto escuchaban por sus equipos transmisiones de CB las cuales se introducían a través de sus cables susceptibles a este fenómeno. Durante ese mismo periodo, nuevos circuitos con microprocesadores empezaron a aparecer en las máquinas registradoras electrónicas, juegos de video y otros aparatos. Sin ser detectado por sus diseñadores, los veloces dispositivos electrónicos en estos nuevos productos inteligentes generaban intensas radiaciones de EMI. El ruido en las ondas de radio de estos productos empezó a afectar a la policía y canales de radio de emergencia, amenazando la seguridad pública. Puesto que las inconformidades y problemas tanto definidos como indefinidos de Radio interferencia iban en aumento, la Comisión Federal de Comunicaciones de USA (FCC) aceleró sus investigaciones en problemas relacionados con EMI y las posibles soluciones legislativas. Fue en 1979, cuando la FCC impuso los límites legales en la intensidad máxima de EMI Conducida y Radiada que puede ser generada por dispositivos que usan circuitos de reloj operando a frecuencias por arriba de 9KHz. En el resto del mundo, la mayoría de los países actualmente requieren que productos importados cumplan con las leyes de EMI de los Estados Unidos, Alemania o los límites recomendados por el CISPR 22 (Comité especial internacional en radio interferencia, por su título en francés). [1]

Hasta hoy en los Estados Unidos de Norteamérica la mayoría de los requerimientos legales de EMI están enfocados solamente a la regulación del ruido generado por los productos. Sin embargo, la Comunidad Europea (EC) y muchos otros países tienen en vigor estándares de inmunidad de EMI, los cuales les requieren a los fabricantes a diseñar y probar sus productos de tal forma que no tengan malfuncionamientos cuando están sujetos a fuentes externas de EMI. En los Estados Unidos, sin embargo, la FCC no ha propuesto requerimientos similares de inmunidad a todos los productos del mercado estadounidense, solo a algunos productos como la prueba de recepción directa o “Direct Pick Up” para tarjetas de datos y sintonizadores o “Tuner”.

La situación actual del tema en México es tal, que pocas personas están bien familiarizadas con el mismo, debido a la poca o difusa información al respecto y esto aunado al hecho de que las normas existentes están planteadas a manera de observancia voluntaria y no son obligatorias, estas son coordinadas por la NMX NYCE (normalización y certificación eléctrica) bajo los estatutos establecidos por la IEC (comisión electromagnética internacional) de la cual México es también miembro. En 2007 se discutió y votó en México la posibilidad de implementación de una regulación obligatoria para equipos de tecnología de la información como PC's, pero no se llegó a un acuerdo y se optó por posponer la misma hasta nuevo aviso. Sin embargo, y debido a la colindancia geográfica de México con los Estados Unidos, los productos eléctricos o electrónicos que se Manufacturan-Exportan a nuestro vecino mercado Estadounidense deben de cumplir con las especificaciones dispuestas por la FCC, e incluso los que se importan a nuestro país la mayoría de las veces cumplen con alguna de las agencias regulatorias existentes a nivel mundial, esto debido a que dichos productos son diseñados y comercializados no solo para la venta en nuestro país, sino también para otros destinos los cuales pudieran tener algún tipo específico de regulación.

Debido a los altos estándares de calidad manejados por Sony Electronic's, todos los productos manufacturados para la región de América cumplen con el estándar de referencia de USA, es decir, cumplen con los estándares de la agencia de la FCC. Aun y cuando la mayor parte de América del Sur, Centro América y México no son requeridos.

## **1.2).-Planteamiento del Problema:**

En el presente trabajo de investigación se pretenden mostrar los aspectos prácticos y teóricos que comprenden el tema de Compatibilidad Electromagnética o EMC. Mediante su entendimiento y la aplicación adecuada de los métodos aquí propuestos se evaluará al final del diseño la efectividad de los mismos haciendo un análisis de costos-beneficios.

Este trabajo busca ampliar el concepto de diseño para EMC, puesto que es un tema el cual no está muy desarrollado actualmente, incluso en los países en donde se tiene normatividad al respecto.

### **1.3).-Justificación:**

De acuerdo a la experiencia de muchos diseñadores, el diseñar para, y entender los efectos de EMC (Compatibilidad Electromagnética) ha sido, y sigue siendo, un arte más que una ciencia. Sin embargo, no necesariamente tiene que ser de esta forma. A través del desarrollo de este trabajo y de la información aquí expuesta se buscará dar las bases Teóricas-Prácticas para que se entiendan y aprendan técnicas de EMC que ayudarán durante el diseño de sistemas electrónicos eliminando algo del misterio en este tema. Cabe mencionar que en la práctica diseñar para EMC es un compromiso entre mejorar el desempeño de EMC y mejorar el desempeño de la circuitería, esto debido a que algo que permite aumentar la EMC no necesariamente es bueno para el funcionamiento general del dispositivo y viceversa.

La forma de llevar a cabo soluciones para EMC puede ser antes de tener el producto (Diseño para EMC) o después del producto. En este último caso se trata de un trabajo de contención, limpieza o parchado. La importancia del diseño para EMC basado en las técnicas aquí mostradas, es primordial en el éxito del diseño de los productos pues ayuda a evitar al máximo los parches de última hora que ocasionan la mayoría de las veces repercusiones económicas considerables en el diseño y en el peor de los casos un retraso en los calendarios de diseño-manufactura en productos que no logran cumplir la normatividad establecida. Aun los mejores diseños de EMC algunas veces no serán suficientes y requerirán algunas modificaciones, ajustes o parches. Lo cual es el arte del EMC.

#### **1.4).- Objetivos:**

- El objetivo general del trabajo es establecer una guía que contenga aspectos teóricos-prácticos, así como un método para el diseño de nuevos productos electrónicos con un desempeño óptimo en EMC.
- Los objetivos específicos son aplicar la información y metodología al diseño de la nueva línea de Televisores de LCD SONY BRAVIA 2007 y evaluar los resultados con respecto a los obtenidos en 2006, en donde no se aplicaron al 100% los criterios de diseño aquí señalados.

***CAPÍTULO II. REGULACIÓN Y DESCRIPCIÓN DEL MONTAJE DE PRUEBA.***

## **II.-Regulación y descripción del montaje de prueba:**

En la actualidad para que un aparato electrónico pueda ser vendido a mercado, este debe cumplir normas bastante rigurosas, sobre todo lo que respecta a Compatibilidad Electromagnética (EMC por sus siglas en inglés) con el fin de evitar la interferencia que pudiera producir. En términos generales se piensa que el diseñar para EMC y entender sus efectos es más un arte que una ciencia. Sin embargo, no necesariamente es de esa manera y a través del desarrollo de este trabajo y la información aquí expuesta se buscará plantear las bases teóricas-prácticas para entender y poder aplicar algunas técnicas de EMC que ayudan durante el diseño de sistemas electrónicos.

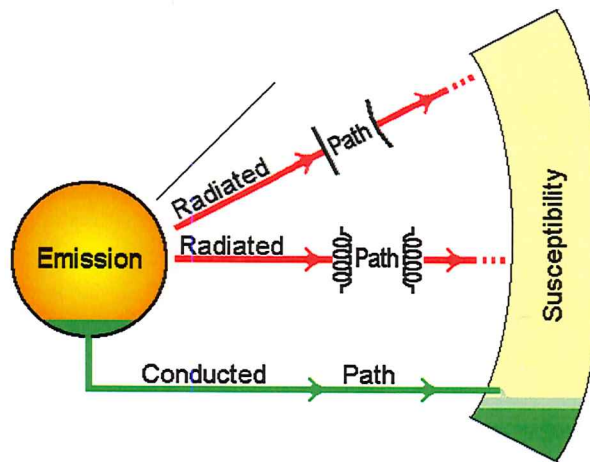
La Compatibilidad Electromagnética surge como una necesidad con la proliferación de sistemas electrónicos en diferentes ámbitos de nuestra vida diaria. Anteriormente se tenía que al escuchar la radio o ver la televisión mientras se utilizaba por ejemplo una máquina eléctrica de afeitar o una licuadora producía interferencia que degradaba el sonido o el video respectivamente. En la actualidad y gracias a los requisitos estrictos en cuanto a EMC que se tienen implementados esto ha dejado de ser un problema para el usuario. Si las prácticas de diseño en EMC son seguidas por los fabricantes, en el ejemplo de la máquina de afeitar, la radio y/o televisión, entonces escuchar o ver las noticias mientras se usa la máquina de afeitar no debe presentar problemas, ya que las regulaciones gubernamentales a nivel mundial prohíben a los productos electrónicos de emitir, e inclusive en algunos casos, de ser susceptibles a la interferencia electromagnética.

La implementación de la EMC en los dispositivos electrónicos involucra tres componentes: la emisión (la cual es injustificable), la susceptibilidad (inadecuada) y la trayectoria (la cual es involuntaria). De estas tres componentes, la emisión es la causa principal de incompatibilidad electromagnética, lo que implica un mayor número de posibles soluciones en la búsqueda de la

EMC. Por su parte, la susceptibilidad es más sutil en sus efectos y por lo tanto más fácil de solucionar. Finalmente la trayectoria, al ser involuntaria, no es posible tener control sobre la misma.

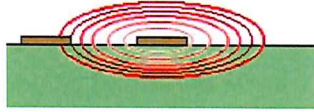
La formación de arcos en los cepillos del motor de la máquina de afeitarse eléctrica, es un caso de emisiones injustificables, la absorción del ruido en la radio AM, a través del medio (línea de energía AC, y/o a través del aire) es la susceptibilidad inadecuada.

En la figura 1, se puede observar de manera esquemática los componentes de la EMC. En donde la señal radiada consiste en un campo electromagnético, y esta señal puede acoplarse (Susceptibilidad) a través de dos caminos inductivo y capacitivo, el primero acopla el campo magnético mientras que el segundo acopla al campo eléctrico. Por otra parte, se observa también que la emisión puede ser acoplada a través de la conducción realizada generalmente por los cables de A.C.

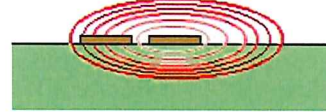


**Figura 1.- Diagrama a bloques que representa el paradigma de EMC [2].**

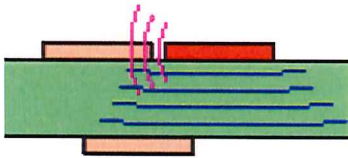
En la figura 2 se observa como la señal de ruido es acoplada en un PCB (por sus siglas en Inglés: Printed Circuit Board), en donde los incisos a) y b) respectivamente nos muestran un acoplamiento inductivo producido por un campo magnético, mientras que los incisos c) y d) nos muestran el efecto de un acoplamiento capacitivo producido por un campo eléctrico sin y con blindaje presente entre los trazos superiores e inferiores del PCB.



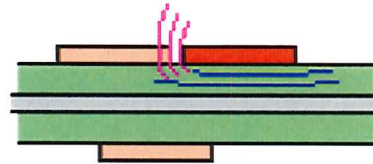
a) Acoplado Inductivamente (campo magnético)



b) Acoplado Inductivamente (campo magnético)



c) Acoplado Capacitivamente (campo eléctrico)



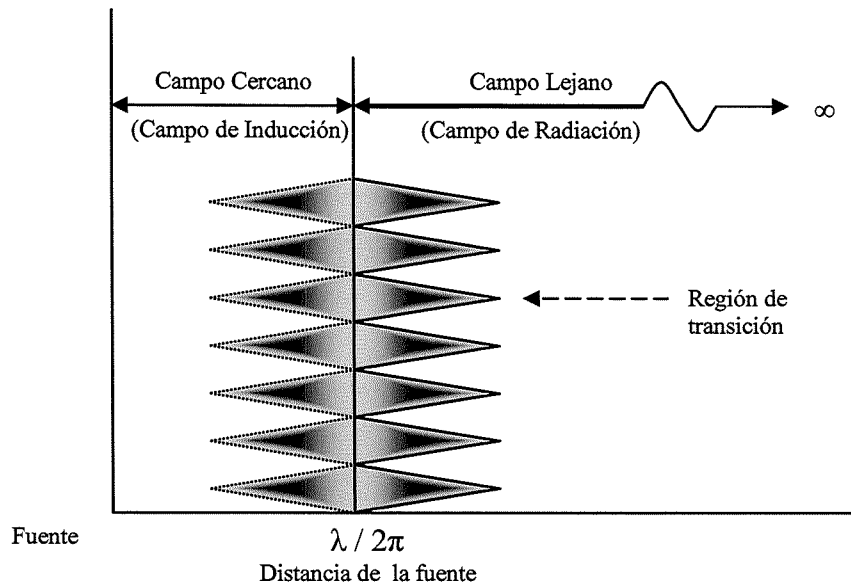
d) Acoplado Capacitivamente C/Blindaje (campo eléctrico)

**Figura 2.- Acoplamiento inductivo y capacitivo en los trazos del PCB [2].**

La radiación de campo magnético y campo eléctrico proveen otro medio de acoplamiento del ruido. Todos los elementos del circuito incluyendo conductores radian campos electromagnéticos cuando hay movimiento de la carga. Además de esta radiación no intencional, existe el problema de los radiadores intencionales de fuentes tales como las estaciones transmisoras de TV y transmisores de radar. Cuando el receptor está cerca de la fuente (campo cercano), los campos eléctricos y magnéticos son considerados por separado. Cuando el receptor está alejado de la fuente (campo lejano), la radiación es considerada como un campo eléctrico y magnético combinado o radiación electromagnética.

Las características de un campo son determinadas por la fuente, el medio alrededor de la fuente, y la distancia entre la fuente y el punto de observación. Al punto cercano a la fuente, las propiedades del campo son determinadas primeramente por las características de la fuente. Lejos de la fuente, las propiedades del campo dependen principalmente del medio a través en el cual el

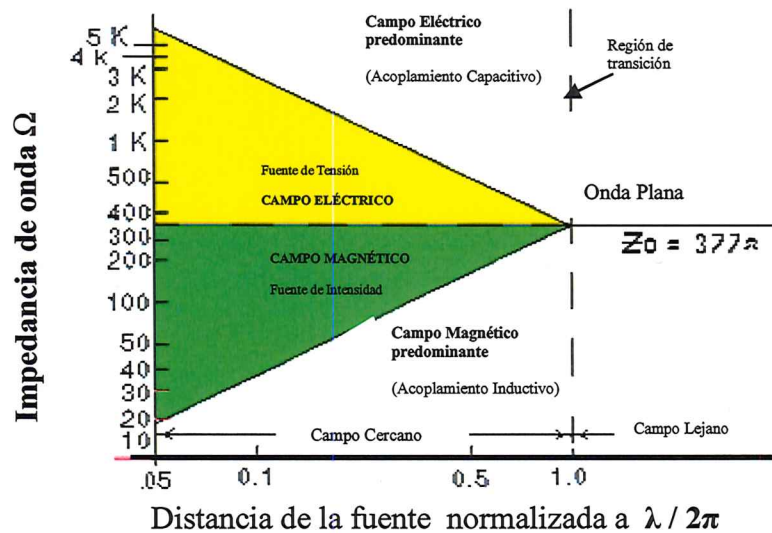
campo se propaga. Por lo que el espacio alrededor de una fuente de radiación puede ser dividido en dos regiones, como se muestra en la figura 3 y 4. Cercano a la fuente es el campo cercano, o de inducción. A una distancia mayor que la longitud de onda ( $\lambda$ ) dividida por  $2\pi$  (aproximadamente un-sexto de una longitud de onda) es el lejano, o campo de radiación. La región alrededor de  $\lambda / 2\pi$  es la región de transición entre el campo cercano y el lejano. [3]



**Figura 3.- Características del campo dependiente de la distancia de la fuente.** La transición del campo cercano al campo lejano ocurre a  $\lambda / 2\pi$  [3].

En la figura 4 se puede observar que en cualquier señal de alta frecuencia la componente dominante radiada por debajo de  $\sim 1/6$  de longitud de onda de la fuente, es electromagnética; y es denominada como radiación en el Campo Cercano, en la cual la energía dominante es la magnética. Mientras que cualquier señal por encima de la longitud de onda de  $\sim 1/6$  es electrostática, y es denominada como radiación en el Campo Lejano (algunas veces llamada Onda Plana). La radiación de onda plana es utilizada para transmitir las señales de radio y televisión. El cociente del campo eléctrico ( $E$ ) y el campo magnético ( $H$ ) es la impedancia de onda. En el campo lejano este cociente  $E/H$  es igual a la impedancia característica del medio (por ejemplo,  $E/H = Z_0 = 377 \Omega$  para

el aire o espacio libre). Si la fuente tiene alta corriente y bajo voltaje ( $Z_0 < 377 \Omega$ ), el campo cercano es predominantemente magnético. Inversamente, si la fuente tiene baja corriente y alto voltaje ( $Z_0 > 377 \Omega$ ), el campo cercano es predominantemente eléctrico.



**Figura 4.- Radiación Campo Cercano y Campo Lejano [2].**

Como se mencionó anteriormente la transición del campo Cercano/Lejano ocurre a  $\lambda/2\pi \approx \lambda/6$  [ecuación 1], por lo que si la fuente emite una frecuencia de 100MHz por lo tanto la transición del campo se presentará en 0.5 metros.

**Demostración:**

$$f = 100\text{Mhz}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [\text{ecuación 2}]$$

donde  $c$  = Velocidad de la onda = Velocidad de la luz = 300,000Km/s

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300,000,000\text{m/s}}{100,000,000\text{ciclos/s}} = 3\text{m}$$

$$\text{Transición de campo} = \frac{\lambda}{2\pi} \cong \frac{\lambda}{6} = \frac{3\text{m}}{6} = 0.5\text{m}$$

La EMC intenta controlar tres fenómenos: La EMI, RFI y TVI.

**EMI** Interferencia electromagnética.- Es un disturbio eléctrico en un sistema debido a los fenómenos naturales, a las ondas de baja frecuencia de los dispositivos electromecánicos o a las ondas de alta frecuencia (RFI) de los circuitos y de otros dispositivos electrónicos.

**RFI** Interferencia en Radio Frecuencia.- Son ondas electromagnéticas de alta frecuencia que son emitidas por los dispositivos electrónicos tales como Chips y otros dispositivos electrónicos.

**TVI** Interferencia en Televisión.- Son ondas electromagnéticas de alta frecuencia que son emitidas por los dispositivos electrónicos causando interferencia a la recepción televisiva.

## **2.1).-Regulación Existente:**

Aunque actualmente en México no existe regulación aplicable a la EMC, por cuestiones de colindancia geográfica se aplica la de Estados Unidos. En Estados Unidos la comisión Federal de Telecomunicaciones (FCC por sus siglas en inglés) es la encargada de las regulaciones de las comunicaciones alámbricas y de radio. Los dispositivos de radio frecuencia (RF) son la principal preocupación en lo que respecta a EMC. La FCC define a un dispositivo de radio frecuencia como **cualquier** dispositivo que es capaz de emitir energía de RF por radiación, conducción o por cualquier otro medio sea intencional o no. La radio frecuencia esta definida para la FCC dentro del intervalo de frecuencias de 9KHz a 3000GHz. Algunos ejemplos de dispositivos de radio frecuencia que caen dentro de esta definición son las computadoras cuyas señales de reloj generan radiación emitida, televisores que emplean circuiteria digital y licuadoras que hacen uso de motores de

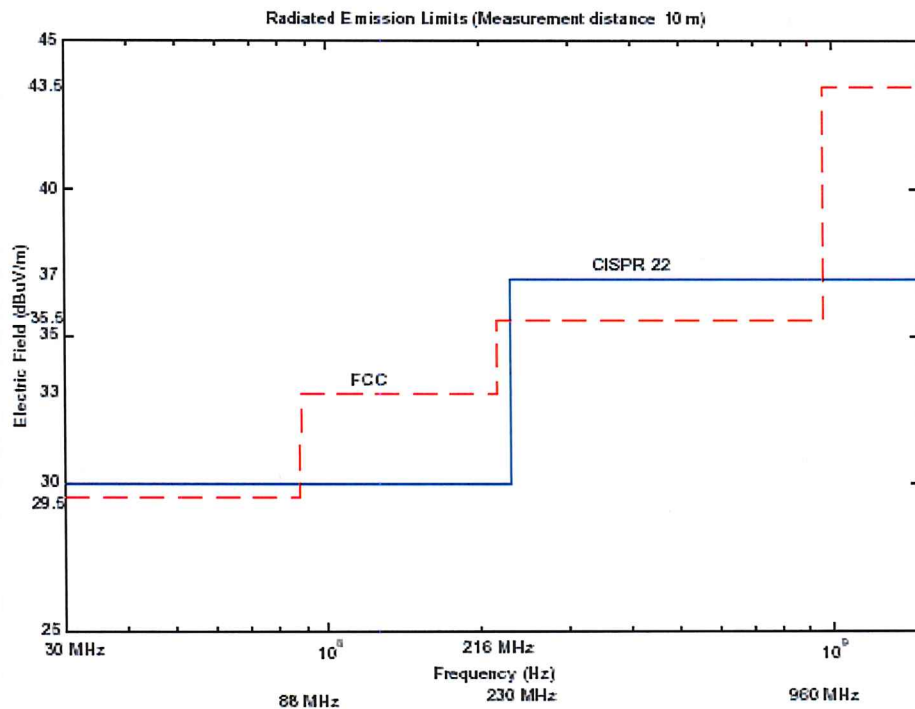
corriente directa (D.C.) cuyos arcos en las escobillas generan energía en esta frecuencia. De hecho casi la totalidad de los dispositivos digitales son considerados dispositivos de radio frecuencia.

Así mismo la FCC, define a un dispositivo digital como “cualquier radiador no intencionado (dispositivo o sistema) que genera y usa pulsos de tiempo a una tasa que excede 9000 ciclos por segundo y usa técnicas digitales “. Cualquier dispositivo electrónico con circuitería digital y señal de reloj por encima de 9KHz es cubierto por esta regla. La FCC tiene diferentes clases de regulaciones para los diferentes tipos de dispositivos digitales. Los dispositivos que son manufacturados para uso comercial, industrial o para ambientes de trabajo, son clasificados como dispositivos digitales de **clase A**. Los dispositivos que son manufacturados para uso en un ambiente residencial, a pesar de su uso comercial, industrial o en ambientes de trabajo son clasificados como dispositivos digitales de **clase B**. En general las regulaciones para dispositivos clase B son más rigurosas que para aquellos dispositivos clase A. Esto es debido a que por lo general los dispositivos digitales están en una proximidad más cercana en los ambientes residenciales, y los propietarios de los dispositivos son menos propensos a tener las habilidades y los recursos necesarios para corregir los problemas potenciales.

Internacionalmente los requerimientos de EMC difieren a los establecidos en los Estados Unidos. Como se discutió anteriormente cada país es responsable por sus propias regulaciones de EMC. Puesto las regulaciones del CISPR 22 (por su título en Francés de: Comité especial internacional en radio interferencia) han sido adoptadas por varios países (entre los que se encuentra Canadá) se examinarán y compararán brevemente con las regulaciones de los Estados Unidos “FCC”. Las regulaciones CISPR 22 requieren que las mediciones de emisiones radiadas para dispositivos de clase A sean medidas a una distancia de 30 metros y dispositivos clase B sean medidos a una distancia de 10 metros. Utilizando el método de la distancia inversa (que se

explicará más adelante), se pueden escalar los límites de las mediciones a una distancia común y dibujar en una misma figura (Figura 5) las regulaciones del CISPR 22 y la FCC para compararlas.

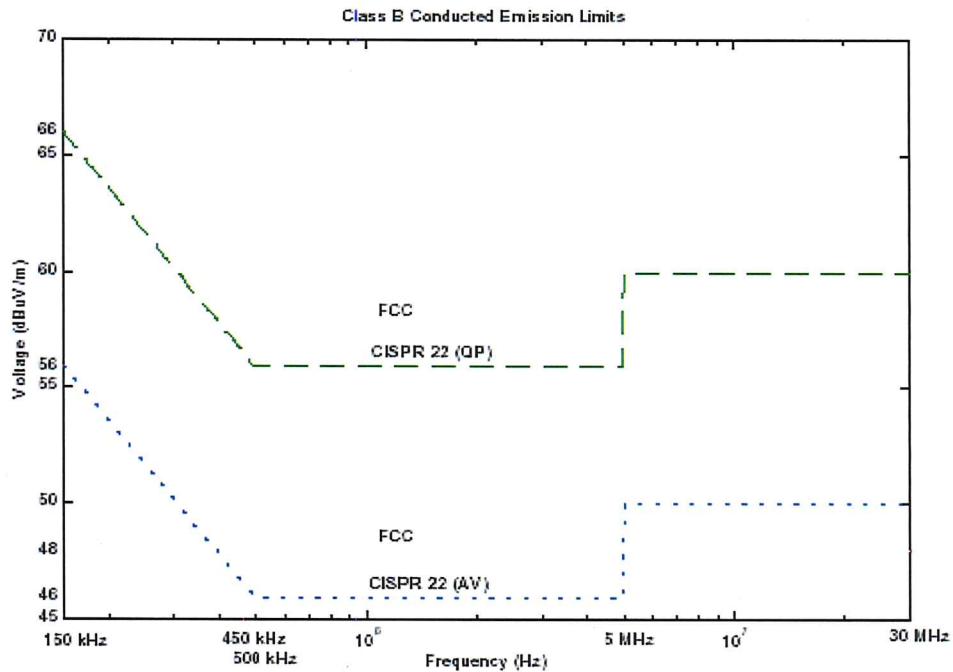
Como se podrá observar, aunque las regulaciones varían ligeramente en rangos diferentes de frecuencias, no hay mucha diferencia entre la FCC y las regulaciones para radiaciones emitidas por el CISPR 22.



**Figura 5.-Límites de emisión radiados para dispositivos digitales Clase B [5].**  
Comparación de las regulaciones de los Estados Unidos “FCC” vs. las regulaciones internacionales CISPR 22.

Para el caso de las radiaciones conducidas, las regulaciones entre la FCC parte 15 y el CISPR 22 fueron homologadas a partir de julio 12 de 2004, cuando la FCC adoptó lo establecido por la regulación CISPR 22. En donde el rango de frecuencia para emisiones conducidas tiene una frecuencia máxima de 30 MHz, y se extiende hacia abajo hasta los 150KHz (ver figura 6). La regulación para emisiones conducidas esta dada para cuando el receptor de EMI utiliza un detector

de quasipico (QP por sus siglas en inglés) y también para cuando el receptor utiliza un detector promedio (AV por sus siglas en inglés).



**Figura 6.-Límites de emisión conducidos para dispositivos digitales Clase B [5].**

Un dispositivo no solo debe de ser probado para que cumpla de conformidad con los estándares técnicos, sino que debe también ser etiquetado como compatible, y la información sobre su potencial de interferencia debe ser provista al usuario. Para la declaración de conformidad el dispositivo será etiquetado permanentemente con la insignia de la parte 18 (sección 18.209 según la FCC) ilustrada en la figura 7, además de un identificador único (sección 2.1074) para facilitar la identificación positiva. [5]



**Figura 7.- Logo de la FCC para la identificación de dispositivos compatibles [5].**

## **2.2).- Radiadores no intencionales (Clase B según la FCC)**

### **2.2.1).-EMI RADIADA.-**

El método de medición para emisiones radiadas varía dependiendo del tipo de dispositivo a ser medido. Los dispositivos digitales de clase A, deben ser medidos de acuerdo a la FCC a una distancia de 10 metros del producto y los dispositivos clase B deben de ser medidos a una distancia de 3 metros del producto (Tablas 1 y 2). Como se explicó anteriormente, los dispositivos clase B, los cuales son destinados para uso residencial, tienen una regulación más estricta y por lo tanto estos deben ser medidos a una distancia más cercana que los dispositivos clase A. La figura 8 muestra los límites de emisiones radiadas definidos por la FCC para dispositivos digitales clase A & B. Debido a que las distancias de medición definidas para los dos requerimientos son diferentes, debemos de escalar las distancias de medición para que ambas estén a la misma distancia para poder obtener una comparación precisa. Una forma de hacer esto es con el método de la distancia inversa, el cual asume que las emisiones caen linealmente con el incremento en la distancia a la antena de medición [5]. Puesto que las emisiones a 3 metros son asumidas a ser reducidas por  $3/10$  si la antena es movida afuera de la distancia de los 10 metros. Entonces, para trasladar los límites clase A de una distancia de 10 metros a 3 metros, agregamos  $20 \log_{10}(3/10) = 10.46\text{dB}$  a los límites de clase A. Esta aproximación es, sin embargo, solo válida si las mediciones son tomadas en el campo lejano del emisor. Podemos asumir que el límite del campo lejano está a tres longitudes de onda del emisor, y con el rango de frecuencias de emisiones radiadas definido desde 30 MHz a 40 GHz, la máxima distancia del emisor en que las mediciones estarán en el campo lejano es 30 metros. Por lo que, a 10 metros no todas las mediciones estarán en el campo lejano. A los 10 metros las frecuencias de 90MHz y superiores estarán en la zona lejana. Entonces para el caso de esta figura 8, el método de la distancia inversa puede asumirse que será preciso para las frecuencias superiores

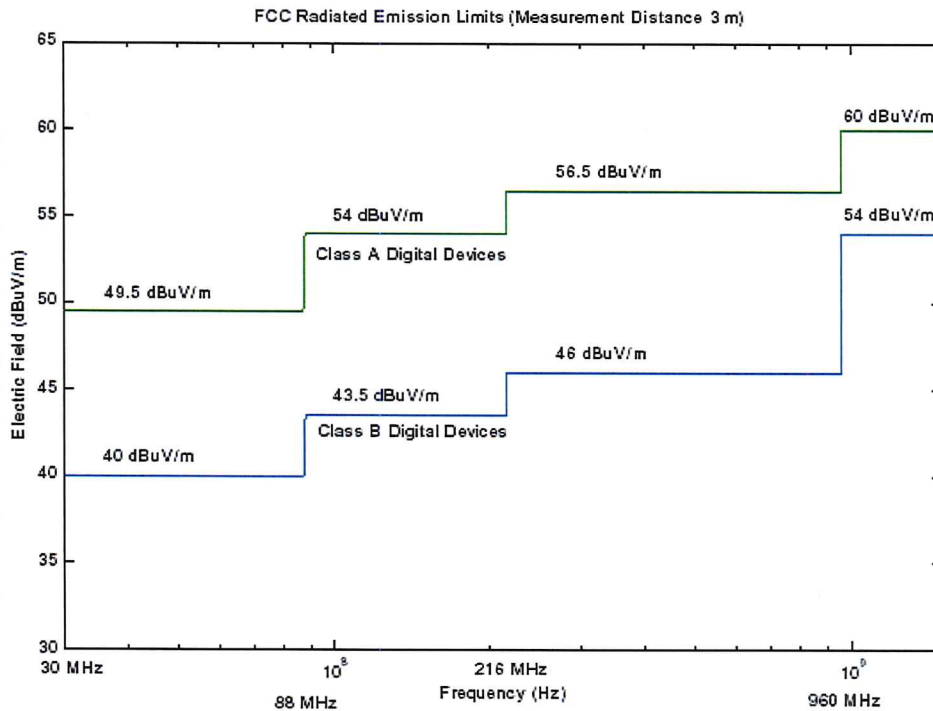
a los 90MHz, pero empieza a no serlo para frecuencias inferiores. Sin embargo, con esta aproximación se sigue demostrando que los límites para dispositivos clase B tienden a ser aproximadamente 10dB mas estrictos que en los requerimientos de emisión de radiaciones en los dispositivos clase A. [5]

<b>Límites de emisión por la FCC (para dispositivos digitales)</b>			
<b>Clase A - Comercial/Industrial</b>			
30-88 MHz	90 $\mu$ V/m	39.0dB( $\mu$ V/m)	@ 10m
88-216 MHz	150 $\mu$ V/m	43.5dB( $\mu$ V/m)	@ 10m
216-960 MHz	210 $\mu$ V/m	43.5dB( $\mu$ V/m)	@ 10m
960MHz- en adelante	300 $\mu$ V/m	49.5dB( $\mu$ V/m)	@ 10m

**Tabla 1.- Límites de emisión para dispositivos Clase A, de acuerdo con la FCC [4].**

<b>Límites de emisión por la FCC (para dispositivos digitales)</b>			
<b>Clase B - Residencial</b>			
30-88 MHz	100 $\mu$ V/m	40.0dB( $\mu$ V/m)	@ 3m
88-216 MHz	150 $\mu$ V/m	43.5dB( $\mu$ V/m)	@ 3m
216-960 MHz	200 $\mu$ V/m	46.0dB( $\mu$ V/m)	@ 3m
960MHz- en adelante	500 $\mu$ V/m	54.0dB( $\mu$ V/m)	@ 3m

**Tabla 2.- Límites de emisión para dispositivos Clase B, de acuerdo con la FCC [4].**



**Figura 8.-Fuerza de Campo (EMI Radiada) FCC: Clase A & Clase B [5].**

Clase A: Límite industrial, Comercial, o uso de Trabajo.

Clase B: Los Límites son más estrictos y están enfocados a productos de uso residencial.

Para los dispositivos electrónicos que radien energía no intencionalmente (Clase B) incluyéndose los dispositivos digitales, el espectro deberá ser investigado desde la menor señal de radiofrecuencia generada o utilizada en el dispositivo, esto sin ir por debajo de la frecuencia inferior especificada en los límites de emisiones de un dispositivo radiador(30MHz), hasta la frecuencia mostrada en la tabla 3.

<b>Frecuencia generada más alta o frecuencia superior medida utilizada en el dispositivo o la cual el dispositivo opera o sintoniza (MHz)</b>	<b>Rango (MHz)</b>
Por debajo de 1.705	30
1.075-108	1000
108-500	2000
500-1000	5000
Por arriba de 1000	5 <sup>to</sup> armónico de la frecuencia más alta o 40GHz, cualquiera que sea mas bajo.

**Tabla 3.- Límites de frecuencia a medir de acuerdo a la frecuencia de operación del dispositivo electrónico según la FCC [4].**

En la siguiente tabla se presentan las fuentes de emisión y susceptibilidad más comunes para EMI radiada, así como sus posibles soluciones:

<b><u>RADIADA</u></b>	
<b>La EMI radiada es más comúnmente medida en el rango de frecuencia a partir de 30 MHz a los 10 GHz (según las reglas de la FCC ).</b>	
<b>Fuentes De Emisión:</b> Relojes, líneas de reloj, líneas de datos; fuentes de alimentación conmutadas ,	<b>Susceptibilidad:</b> Líneas de reloj & líneas de datos mal trazadas, terminados incorrectos(Z);
<b>Soluciones:</b> Líneas de transmisión balanceadas, terminaciones apropiadas, planos de tierra, blindajes, limitando el tiempo de subida (Tf) y el tiempo de caída (Tr) de los controladores.	<b>Soluciones:</b> Blindajes, trazado de Líneas, filtrado, planos de tierra, receptores de línea diferencial.

**Tabla 4.- Fuentes de Emisión y Susceptibilidad de EMI Radiado más comunes y sus posibles soluciones [7].**

### 2.2.2).-EMI CONDUCTIDA.-

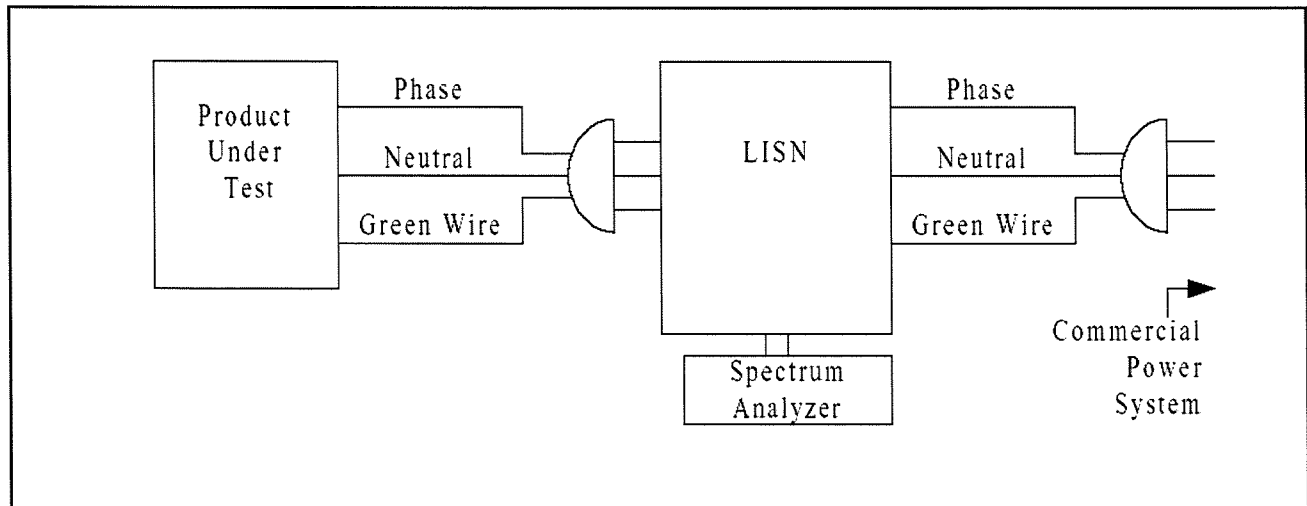
Los límites de EMI Conducida regulados por la FCC establecen que a frecuencias por debajo de los 30 MHz el circuito primario de la fuente es la causa de interferencia con aparatos de comunicaciones y ocurren al conducir energía de RF a la línea de potencia de AC y subsecuentemente radiándola a las líneas de poder. Y según su última revisión en julio de 2004 establece que cualquier frecuencia o frecuencias dentro de la banda de 150KHz a 30 MHz no deberán exceder los límites de la tabla siguiente:

Frecuencia (MHz)	Limite Quasi-Pico (dB $\mu$ V)	Limite Promedio (dB $\mu$ V)
0.15 - 0.5	* 66 - 56	* 56-46
0.5 - 5	56	46
5 - 30	60	50

**Tabla 5.- Límites de EMI Conducido (dB $\mu$ V) según la FCC [4].**

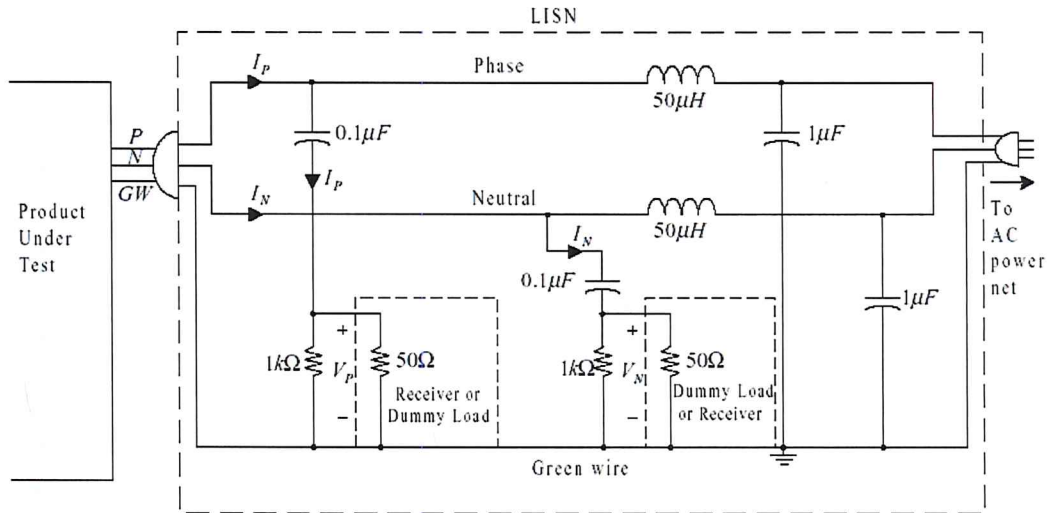
\*Disminuye con el logaritmo de la frecuencia.

Las mediciones para la tabla anterior se deben de realizar utilizando una red estabilizadora de impedancias de línea "LISN" (por sus siglas en inglés: Line Impedance Stabilization Network) a 50  $\mu$ H / 50 ohms. El cumplimiento con lo provisto en el párrafo anterior se deberá basar en las mediciones de voltaje de las frecuencias de radio entre cada línea de energía y la terminal de tierra. En la figura 9 se muestra un diagrama de conexiones usado para la prueba de conformidad con límites de las emisiones conducidas. Según lo mostrado en el diagrama, el cable de corriente alterna del producto bajo prueba se conecta en la entrada del LISN, y la salida del LISN se conecta en el enchufe del sistema comercial de energía. La corriente alterna se filtra con el LISN y al producto se proporciona corriente alterna "no contaminada". Un analizador de espectro deberá ser conectado con el LISN para medir las emisiones conducidas del producto bajo prueba.



**Figura 9.-Diagrama de conexiones para emisiones conducidas [6].**

En la figura 10 se muestra un diagrama de conexiones para el LISN especificado para el uso en las mediciones de emisiones conducidas de la FCC. En donde los inductores 50mH bloquean el ruido externo de la energía en la red comercial y evitan que este fluya a través del dispositivo de medida y contaminen los datos de prueba, mientras que los condensadores 1 $\mu$ F proporcionan una trayectoria alterna para aquellas corrientes de ruido y las desvían del dispositivo de medición, los otros condensadores de 0.1  $\mu$ F evitan que cualquier corriente directa (CD) sobrecargue la entrada del receptor de la prueba, los resistores de 1 kW actúan como trayectorias estáticas de la carga para descargar los condensadores de 0.1  $\mu$ F en caso que se remuevan los resistores de 50  $\Omega$ . Uno de los resistores de 50  $\Omega$  es la impedancia de entrada del analizador de espectro, mientras que la otra es una carga simulada que asegura que las impedancias entre la fase y tierra y entre el alambre neutral y tierra sean siempre aproximadamente 50  $\Omega$ .



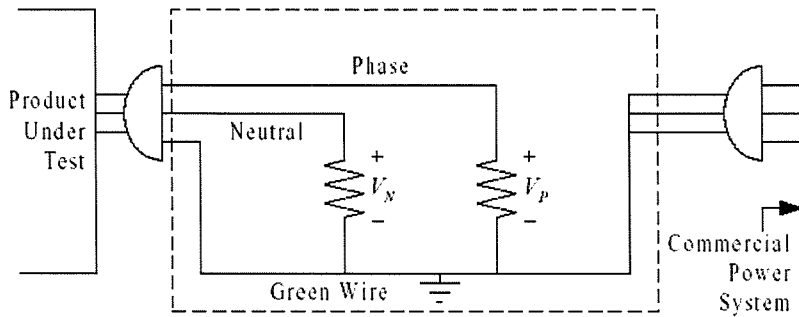
**Figura 10.-Diagrama de conexiones de la red estabilizadora de impedancias de línea “LISN” [ 6].**

Para entender la función del LISN es bueno calcular las impedancias de los inductores y de los condensadores en los rangos altos, 30 MHz, y bajos, 450 KHz, gamas de frecuencia en los límites reguladores de la FCC, así como la frecuencia normal de la energía, 60Hz (Tabla 6).

Elemento	Z @450 KHz	Z @30 MHz	Z @60 Hz
50 $\mu\text{H}$	141.3 $\Omega$	9420 $\Omega$	0.0188 $\Omega$
0.1 $\mu\text{F}$	3.54 $\Omega$	0.053 $\Omega$	26500 $\Omega$
1 $\mu\text{F}$	0.354 $\Omega$	0.0053 $\Omega$	2650 $\Omega$

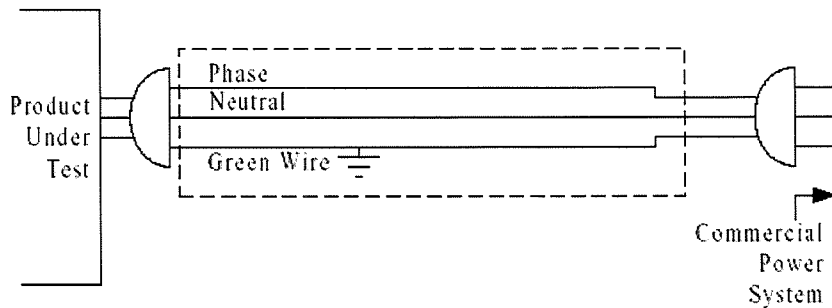
**Tabla 6.- Impedancias de Inductores y Conductores en el LISN [6].**

Así, en las frecuencias de prueba, los condensadores son esencialmente corto circuito, y los inductores proporcionan grandes impedancias. Si aproximamos estas grandes impedancias como circuitos abiertos, el circuito equivalente del LISN en las frecuencias de prueba en las emisiones conducidas se convierte en la figura 11.



**Figura 11.-Circuito equivalente del LISN para las frecuencias de prueba en el rango de los límites de emisiones conducidas [ 6].**

El LISN no debe afectar la operación del producto bajo prueba en la frecuencia de la energía de 60 Hz. Si construimos un circuito equivalente para el LISN usando los valores de la impedancia que se calcularon en la tabla anterior, se puede aproximar los condensadores como circuitos abiertos y los inductores como circuitos cerrados. El circuito equivalente en la frecuencia de la energía se convierte en la siguiente figura 12.



**Figura 12.-Circuito equivalente del LISN para la frecuencia de la línea de energía 60 Hz [ 6].**

Esto demuestra que en la frecuencia de la energía de 60 Hz el LISN virtualmente no tiene ningún efecto en el producto bajo prueba y la corriente alterna está proporcionada para la operación funcional del dispositivo.

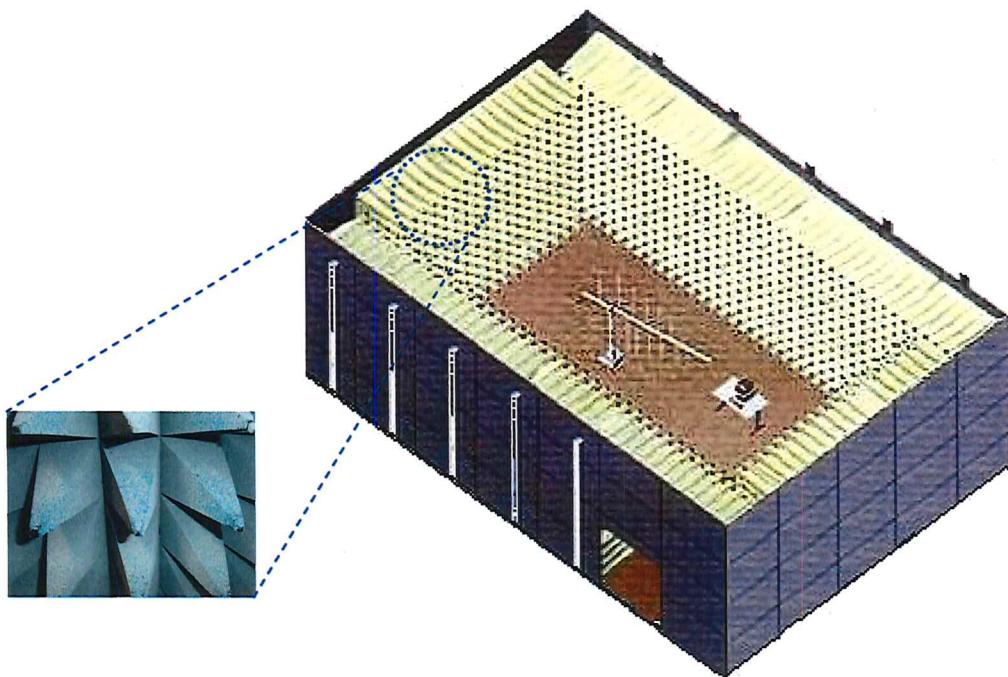
En la siguiente tabla se presentan las fuentes de emisión y susceptibilidad más comunes para EMI conducida, así como sus posibles soluciones:

<b><u>CONDUcida</u></b>	
<b>La EMI conducida se mide más a menudo en el rango de frecuencia a partir de 150 KHz a los 30 MHz (según las reglas de la FCC).</b>	
Fuentes De Emisión: Fuentes de alimentación conmutada, motores, relevadores, líneas de energía.	Susceptibilidad: Cable de A.C. Deficientemente filtrado, líneas de energía mal desacopladas.
Soluciones: Buenas prácticas de desacople y puenteo, trazado, planos de tierra, blindaje.	Soluciones: Buenas prácticas de desacople y puenteo, trazado, planos de tierra, blindaje y filtrado en la línea de energía principal.

**Tabla 7.- Fuentes de Emisión y Susceptibilidad de EMI Conducido más comunes y sus posibles soluciones [7].**

### 2.3).- Medición de EMI

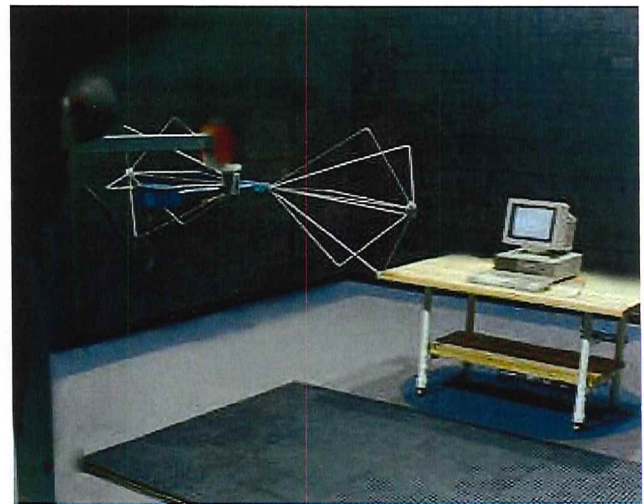
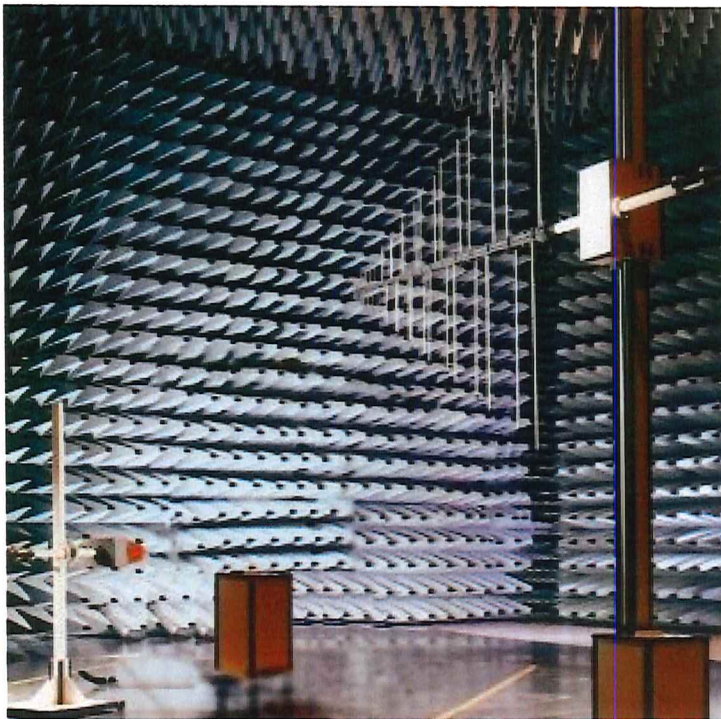
Las mediciones requeridas para demostrar que un dispositivo electrónico cumple con las especificaciones de la FCC, se tienen que realizar en una cámara especial llamada Cámara Anecóica, la cual es una sala especialmente diseñada para absorber las ondas que incide sobre las paredes, el suelo y el techo de la misma cámara, anulando los efectos de reflexión de las ondas electromagnéticas. La figura 13, muestra una gráfica de una cámara anecóica típica.



**Figura 13.-Cámara de EMI Radiado (Cámara Anecóica) [2].**

Los materiales utilizados en las paredes y el techo de una cámara de EMI, son tales que hay muy poca o nula reflexión de las ondas electromagnéticas. Esto se logra a través de la geometría y la naturaleza absorbente de estos materiales. Adicionalmente, esta cámara está aterrizada en sus paredes por medio de hojas metálicas para evitar las radiaciones de otros equipos e interferencia con la prueba, lo que se conoce como jaula de Faraday. La figura 14 muestra dos fotografías de

cámaras anecóicas, en la primera se puede observar claramente la forma de las paredes de la cámara constituida por una especie de estructuras en forma de pirámides, las cuales están construidas de espuma del polietileno y conductor de carbón-cargado, las cuales absorben las ondas electromagnéticas y evitan así las reflexión de las mismas. Se puede observar en ambas fotografías las antenas de recepción utilizadas para las pruebas.

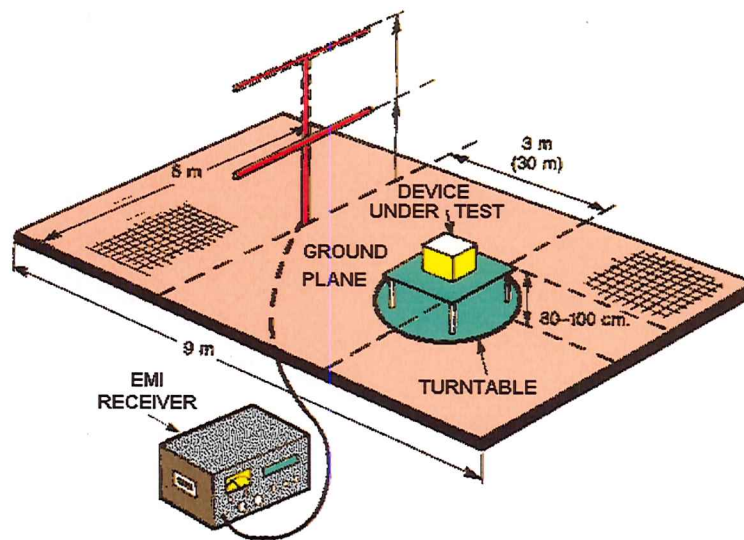


**Figura 14.- Fotografías de Cámaras de EMI Radiado (Cámara Anecóica) [2].**

### 2.3.1).-EMI Radiado.-

Para cumplir con la normatividad impuesta por la FCC, el aparato o equipo bajo prueba (EUT por sus siglas en inglés Equipment Under Test) debe ser medido tanto para la energía radiada como para la conducida. Recordando que la energía radiada consiste de los campos eléctrico y magnético radiados por el dispositivo y que puede ser recibido por otro equipo, mientras que la emisión conducida es la energía que se transfiere, generalmente, por las líneas de alimentación de AC. A continuación se describe la forma de realizar las mediciones. Ambas pruebas requieren que el EUT esté completamente operacional con opciones típicas, software, y cables de interconexión.

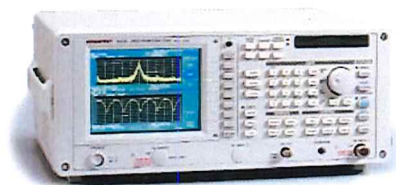
Una configuración representativa de emisiones radiadas, se muestra en la figura 15, en la cual se coloca el EUT en una mesa de 0.8-1.0 metros de altura y a 3 ó 10 metros de distancia (dependiendo del tipo de dispositivo a medir -ver capítulo 2.3-) de un pequeño montaje con una antena de altura variable que va desde los 1.0 metros a los 4.0 metros.



**Figura 15.- Montaje de la prueba de EMI Radiado para dispositivos clase B [2].**

Para realizar la prueba, se conecta un receptor de radio especial (Analizador de Espectros, mostrado en la figura 16) con la antena para registrar la fuerza del campo eléctrico y la frecuencia de cada

señal Radiada por el EUT. Durante cada medición, el EUT se rota mediante una placa giratoria colocada en el piso la cual es controlada por control remoto y la altura de la antena se varía entre 1 y 4 metros sobre el nivel de piso para encontrar el nivel máximo de energía en cada frecuencia de la señal. Las mediciones se hacen normalmente en un intervalo de frecuencias a partir de los 30 MHz hasta 1 GHz normalmente, pero puede darse el caso de requerirse medir hasta los 40GHz dependiendo de las frecuencias de funcionamiento del EUT (ver tabla 3 de Límites de frecuencia a medir).



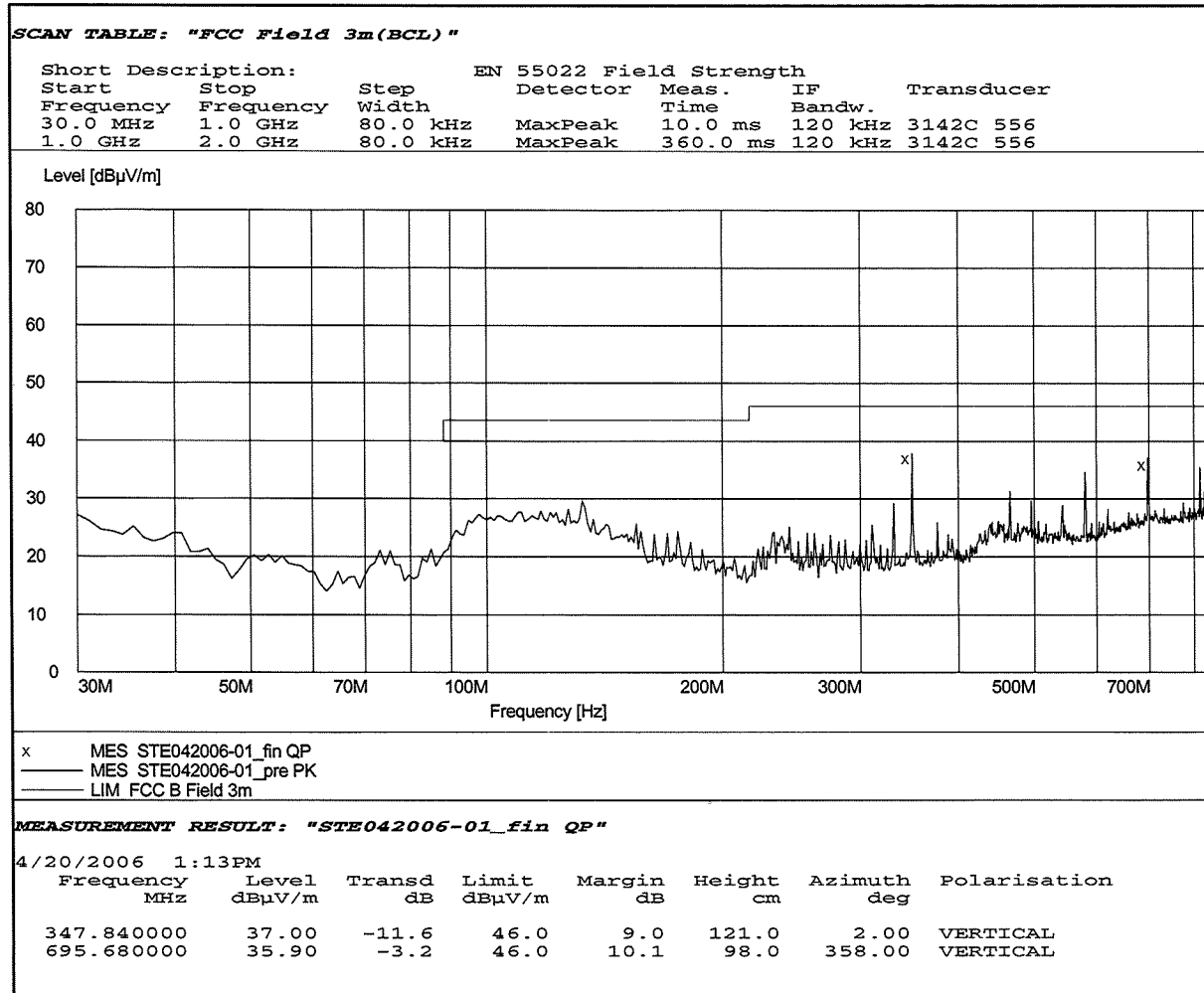
**Figura 16.- Analizador de espectros [7].  
(Receptor de EMI)**

Algunos factores de corrección son agregados a la información obtenida para compensar las pérdidas de la señal debido a la antena y a los cables de interconexión. Posteriormente los datos finales son comparados con los límites de la FCC para determinar si el EUT pasa o no los requisitos legales. Un ejemplo de todos los datos anteriores es mostrado en la tabla 8, en esta se puede observar que para las dos primeras frecuencias (100 y 200MHz) se tiene un margen mínimo de 5.5dB por lo cual la prueba es satisfactoria, sin embargo para los 600 MHz el límite de la FCC es rebasado por 9dB, por lo cual el dispositivo no cumple con la especificación.

Frecuencia (MHz)	Nivel de Señal (dB $\mu$ V/m)	Perdida de Cable + Antena (dB $\mu$ V/m)	Lectura corregida (dB $\mu$ V/m)	Límite de la FCC (dB $\mu$ V/m)	Margen (dB)	Resultado (Pasa/Falla)
100	24.0	14.0	38.0	43.5	-5.5	Pasa
200	20.0	17.5	37.5	43.5	-6.0	Pasa
600	30.0	25.0	55.0	46.0	+9.0	Falla

**Tabla 8.- Datos obtenidos después de la prueba de EMI Radiado [7].**

En la figura 17, se observa un gráfico típico de resultados de la prueba de emisiones radiadas de acuerdo a los límites de la FCC para un dispositivo electrónico clase B. En este se puede observar que a lo largo del rango de los 30MHz a los 1000MHz (ó 1 GHz) todas las frecuencias se encuentran muy por debajo de los límites establecidos y para este caso el equipo solo realizó el cálculo de los picos correspondientes a las frecuencias de 347.84MHz y 695.68MHz respectivamente y nos desplegó los datos correspondientes a: frecuencia medida, nivel de señal, perdidas de antena o cables, límite de acuerdo al rango, margen, altura de antena en el punto de cálculo, azimut o ángulo de giro de la mesa y por último la polarización de la antena (horizontal o vertical).

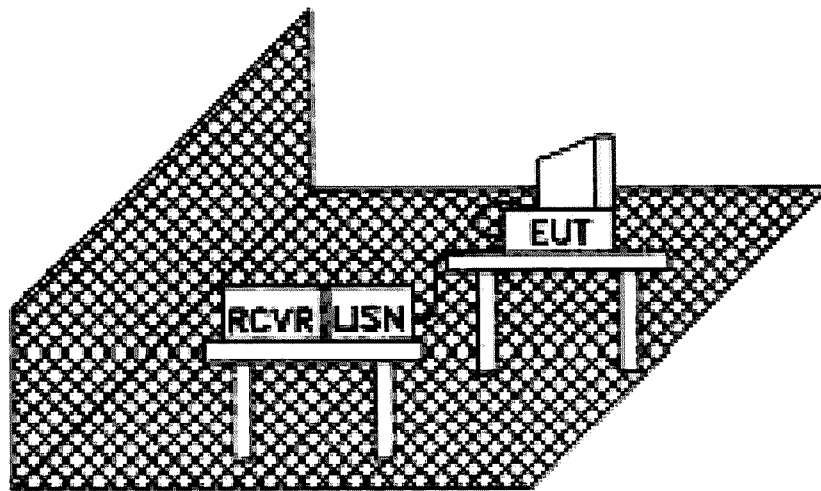


**Figura 17.- Gráfica correspondiente a los resultados de una prueba de EMI Radiado.  
 EUT: TV-LCD**

### 2.3.2).-EMI Conducido.-

Hay que recordar que la EMI conducida se debe a la conducción que hay principalmente dentro de los cables de alimentación del equipo. Y aunque estas mediciones requieren menos tiempo para realizarse que las pruebas de emisiones radiadas, estas también requieren la adición de un plano de referencia vertical de metal cerca del EUT. Durante la prueba conducida, el cable eléctrico (o cable de AC) del EUT está conectado con una red pasiva llamada red estabilizadora de impedancia de línea, o LISN (Line Impedance Stabilization Network), mostrada en las figuras 9,10 y 18.

El receptor utilizado en la medición es similar al utilizado en la prueba de emisión radiada (analizador de espectros), el cual se conecta al puerto de salida de la señal de la LISN.



**Figura 18.- Montaje de la prueba de EMI Conducido para dispositivos clase B [7].**

La LISN realiza la capacidad de repetición de las mediciones de ruido conducido proporcionando:

- 1) una impedancia de carga de 50 ohms para las señales de ruido en el cable eléctrico o A.C. del EUT,
- 2) filtrando para atenuar el ruido de otros dispositivos cercanos (no-EUT) alimentados por A.C. (corriente alterna) que pudieran de alguna forma causar lecturas erróneas,
- 3) una fuente de corriente alterna al EUT, y
- 4) una conexión de la salida para el receptor de la medición.

Para este caso el voltaje del ruido se mide entre cada conductor y la tierra sobre el intervalo de frecuencia de 150 KHz hasta los 30MHz. Los datos de prueba registrados se comparan con la clase apropiada que pertenezca el EUT, ya sea FCC clase A o bien FCC clase B, para determinar si el producto cumple o no las normas. En la figura 19 se observa un típico gráfico de resultados de la prueba de emisiones conducidas de acuerdo a los límites de la FCC para un dispositivo electrónico clase B. En este se puede observar que existe un margen lo bastante grande (>20dB de margen) para todo el intervalo desde los 150KHz hasta los 30 MHz por lo que el equipo solo desplegó el gráfico de la prueba mas no calculó ningún pico debido al amplio margen observado.

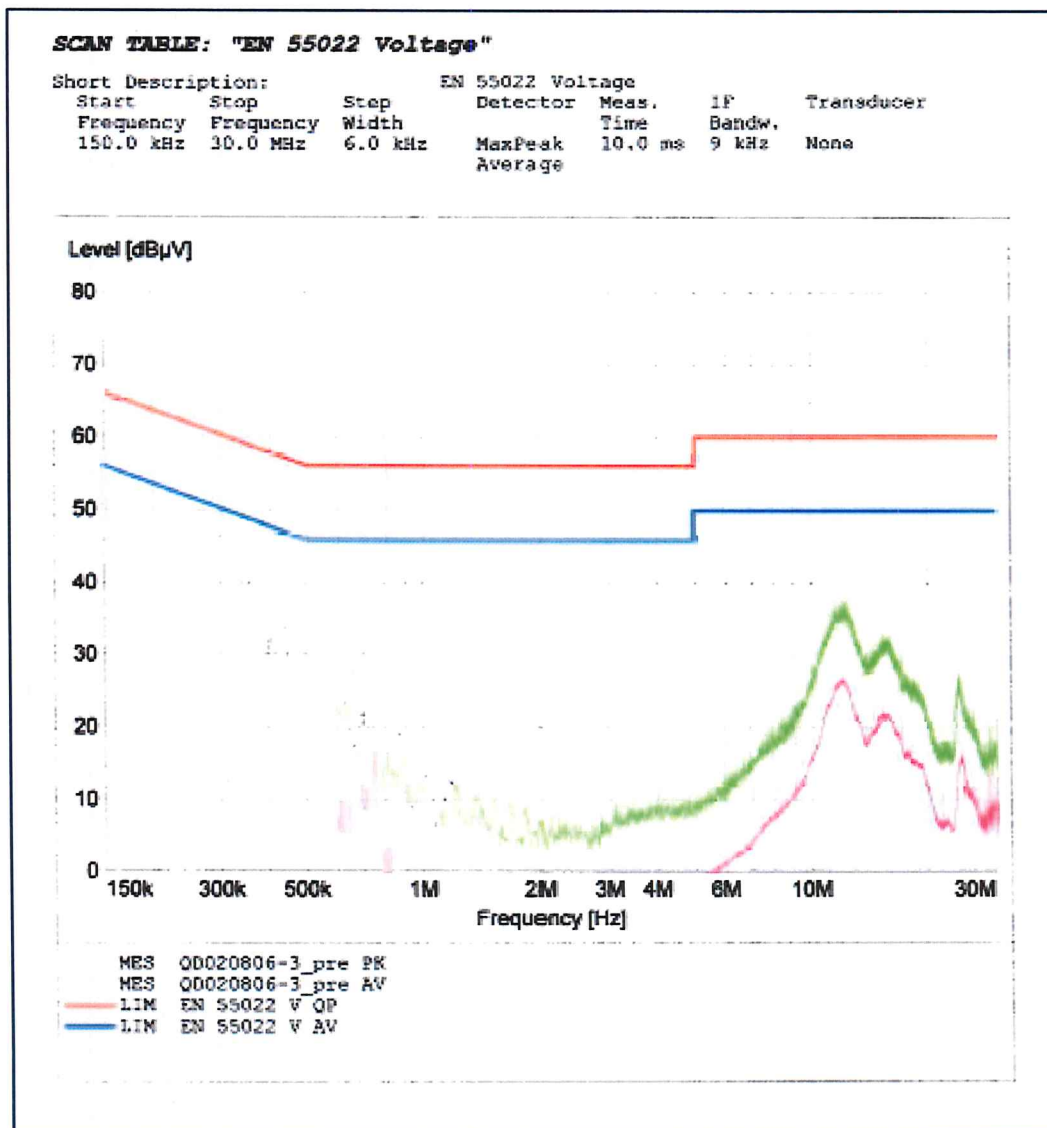


Figura 19.- Gráfica correspondiente a los resultados de una prueba de EMI Conducido.  
 EUT: TV-LCD

***CAPÍTULO III.* METODOLOGÍA PARA COMPATIBILIDAD  
ELECTROMAGNÉTICA**

### **III.-Metodología para compatibilidad electromagnética:**

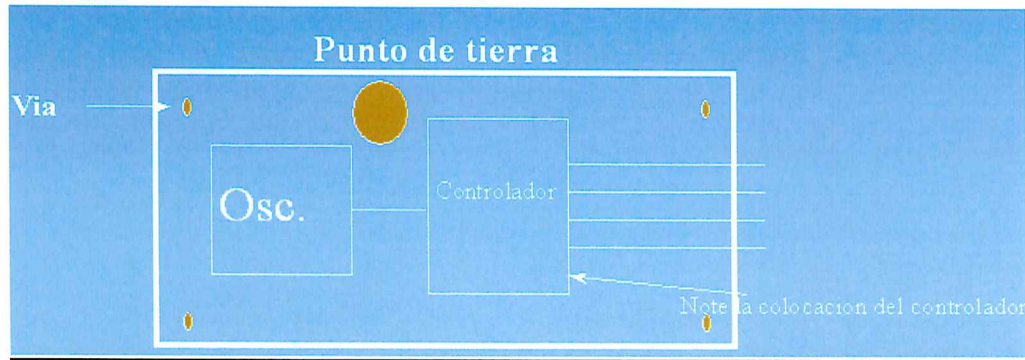
En el presente capítulo se plantean los aspectos teórico-prácticos que se deben tomar en cuenta en el diseño electrónico para lograr un óptimo desempeño respecto a la EMC. Aquí se describirán métodos que incluyen desde la modificación de las señales de reloj hasta sistemas de contención como son las almohadillas conductivas (o mejor conocidas por su nombre en inglés: Gaskets). Pasando por las líneas de transmisión, el diseño de los PCB's (Circuitos impresos), blindajes, usos de ferritas, capacitores de desacople, entre otros.

#### **3.1).-Osciladores y Relojes:**

Los relojes y los osciladores son los principales causantes de EMI en los sistemas actuales. El controlar el ruido del reloj es, por lo tanto, la principal preocupación del ingeniero de diseño. La colocación de un reloj es crítica, por lo que se deberá poner especial atención en este rubro. Algunas de las consideraciones que se deberán tener son:

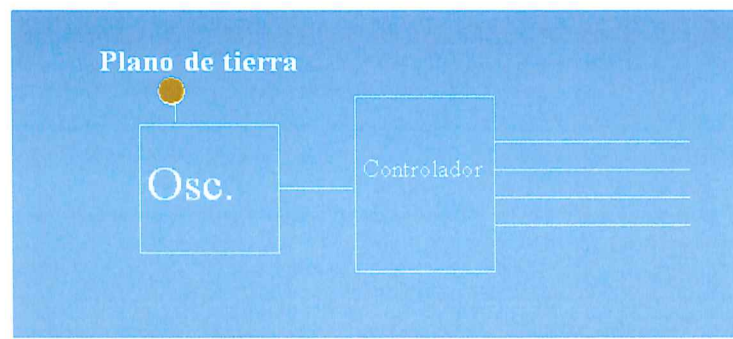
- Nunca colocar el reloj en las cercanías o borde de un conector del PCB, de conectores de Entrada / salida (I/O) o de conectores de líneas de Energía (Voltaje / corriente).
- Instalar los circuitos de reloj y osciladores directamente al PCB. Nunca utilizar los interconectores o "sockets". Puesto los interconectores agregan longitud e inductancia en pistas.
- Nunca colocar pistas que no son parte del circuito del reloj cerca del reloj. Nunca trazar pistas debajo del reloj o cruzar los trazos del reloj.
- Al desacoplar un reloj, la frecuencia de interés deberá ser más alta que el quinto armónico del reloj.

- Para los circuitos de Reloj / Osciladores de 200MHz y más altos debe de utilizarse un plano de tierra localizado. Este plano de tierra localizado controla las corrientes de RF y proporciona una tierra para el reloj. Para esto se debe aterrizar la tierra local a la tierra de la señal a través de un pilar principal y 4 vías. Y también aterrizar el pilar a la tierra del chasis como se muestra en la figura 20.



**Figura 20.- Aterrizado de la señal a un plano localizado de tierra a través de un pilar principal y 4 vías para circuitos de reloj y osciladores mayores de 200MHz [2].**

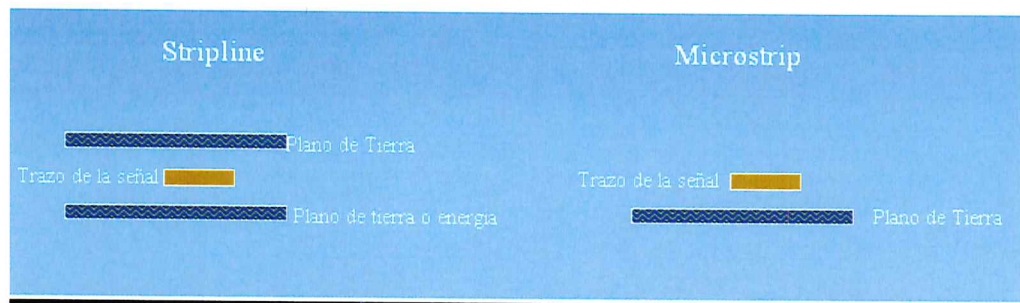
Si es el oscilador una caja metálica, y está funcionando a 10MHz o arriba, se debe aterrizar la caja metálica al plano de tierra más cercano como se observa en la figura 21.



**Figura 21.- Aterrizado de la señal a un plano localizado de tierra a través del punto más cercano para osciladores en caja metálica por arriba de los 10 MHz [2].**

Se deberán correr todos los trazos de alta frecuencia del reloj entre los planos de energía y planos de tierra "stripline" o adyacente al plano de tierra "microstrip"(Ver figura 22). Si la

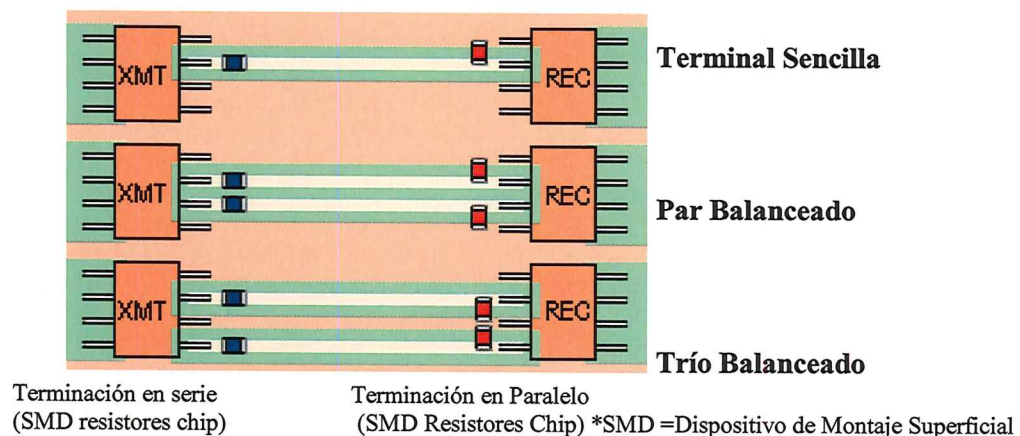
velocidad de reloj está por arriba de los 20MHz utilice “stripline”. Si se utiliza “microstrip” no se deberán correr trazos a través de vías.



**Figura 22.- Líneas de transmisión Stripline y Microstrip [2].**

Compuestas de una tira conductiva y un plano de tierra separados por un substrato (Microstrip) y por una tira conductiva en medio de dos planos de tierra o una de tierra y otro de energía separados por un substrato (Stripline)

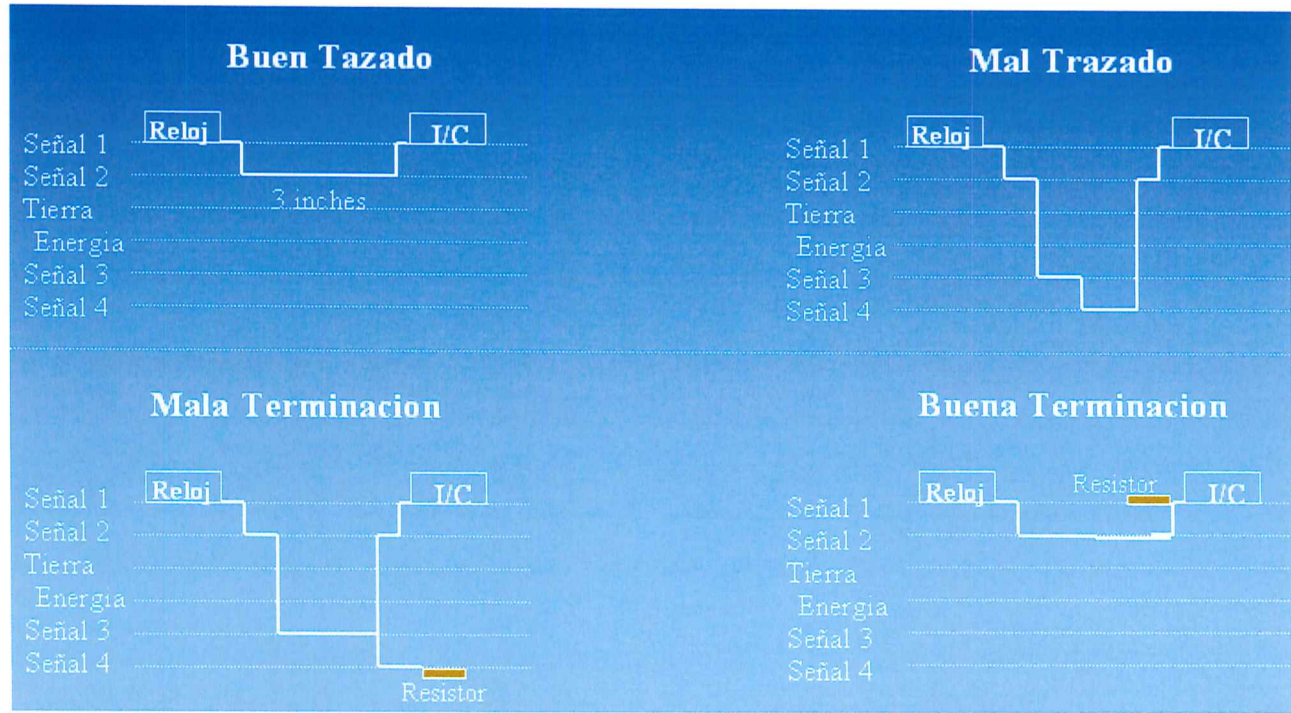
- Para las conexiones entre la línea de Reloj y Receptores en el trazado del PCB se debe considerar, la utilización de las configuraciones de terminal sencilla, par balanceado, y líneas de trío balanceado, con Terminación en Serie y en Paralelo, tal y como lo muestra la figura 23.



**Figura 23.- Configuración de terminal sencilla, par balanceado, y líneas de trío balanceado entre las líneas de reloj y el receptor, con Terminación en Serie y en Paralelo [2].**

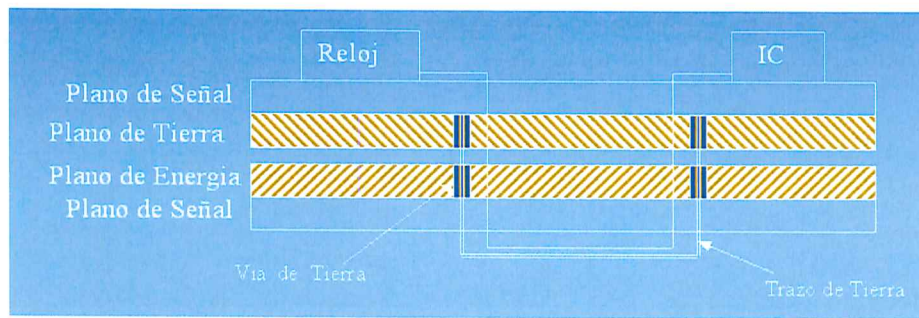
- Se debe limitar el recorrido de las líneas de reloj a 3 pulgadas hasta el Circuito integrado final o I/C, así como el evitar al máximo el cruce de las mismas hacia otras señales o planos en su recorrido. Además de que los resistores de terminación deberán de ser

colocados lo más cercano posible al punto final del recorrido de la señal de reloj o en el I/C, tal y como se ilustra en la figura 24.



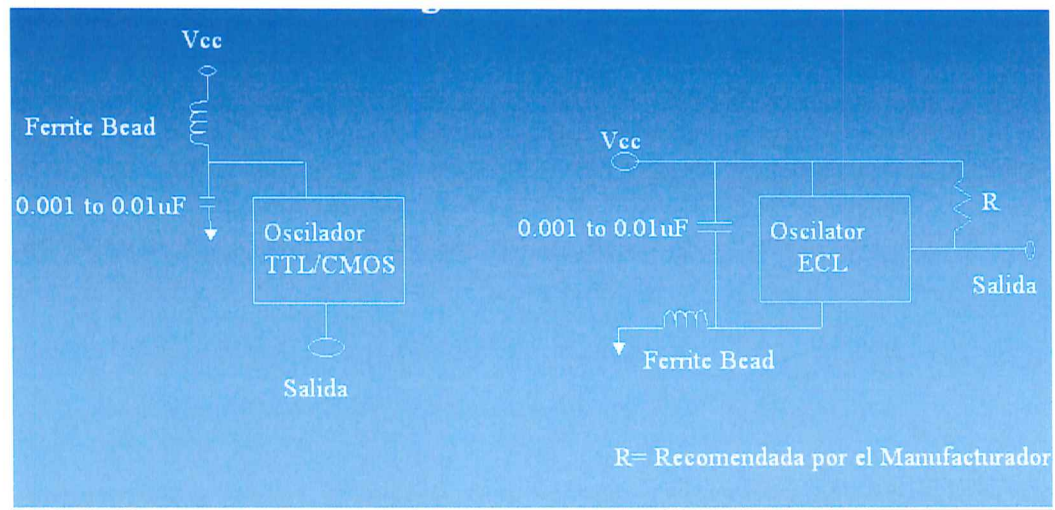
**Figura 24.- Trazado y terminación entre las líneas de reloj y el circuito integrado (I/C) [2].**

Además, en los PCB's de cuatro capas con trazos direccionados en las capas superior e inferior, el trazo de tierra distribuido adyacentemente al plano de energía se conecta con el plano de tierra principal por vías para garantizar una trayectoria de regreso imperturbada de RF entre las líneas del reloj y el I/C. Mostrado en la figura 25.



**Figura 25.- Trazado y terminación entre las líneas de reloj y el circuito integrado para PCB's de 4 capas [2].**

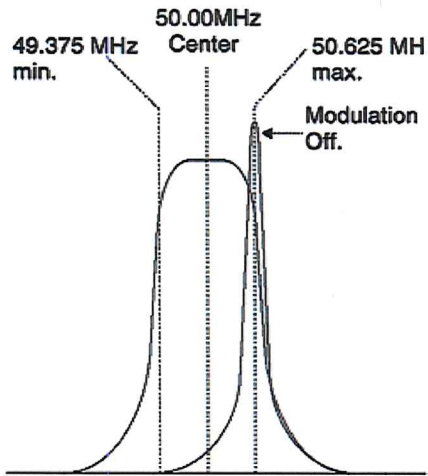
- Las líneas de alimentación de DC para circuitos osciladores deberán de estar libres de ruido, esto se puede lograr a través de la utilización de elementos como capacitores y ferritas para formar filtros como es mostrado en la figura 26.



**Figura 26.- Filtrado del voltaje de alimentación DC para circuitos osciladores [2].**

### 3.1.1.-Dispersión de Espectro en el Reloj del Sistema (SSCG's).-

Todos los relojes digitales generan energía indeseada en sus armónicos. Los relojes digitales convencionales son ondas cuadradas con un ciclo de trabajo muy cercano al 50 %. Debido a que el ciclo de trabajo es 50/50, los relojes digitales generan la mayoría de su energía armónica en los armónicos impares, por ejemplo; 3ro, 5to, 7mo, etc. Una forma de reducir el porcentaje de energía contenido en el periodo fundamental y los armónicos es aumentar el ancho de banda de la frecuencia de reloj fundamental. Los relojes digitales convencionales tienen un factor muy alto de Q (Eficiencia), lo que significa que toda la energía en esa frecuencia está concentrada en un ancho de banda muy estrecho, por consecuencia, los picos de energía son más altos. Las agencias reguladoras prueban el equipo electrónico por la cantidad de energía máxima o pico irradiado del equipo, por lo cual al reducir la energía máxima o Pico en las frecuencias fundamentales y armónicas, el equipo bajo prueba podrá ser capaz de satisfacer los requisitos de interferencia electromagnética (EMI). Los métodos convencionales de reducción de la EMI incluyen utilizar blindajes, filtrado, PCBs multi-capas (Multi-layers), etc. Los SSCG's (generadores de reloj de espectro disperso. Por sus siglas en inglés Spectrum Spread Clock Generator) utilizan esta característica de reducir la energía máxima o pico en el reloj al aumentar el ancho de banda del reloj, y por lo tanto disminuir la Q o eficiencia; esto puede ser visto como una frecuencia que se desplaza dentro de un intervalo dado, tal y como se muestra en la figura 27.



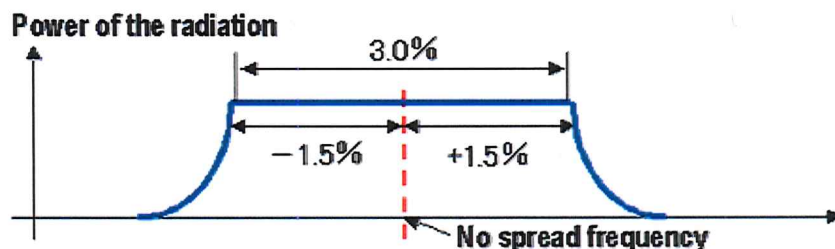
**Figura 27.- Desplazamiento de la frecuencia fundamental del reloj dentro de un intervalo determinado mediante la utilización de generadores de reloj de espectro disperso [2].**

La utilización de la dispersión del espectro de reloj permite reducir la frecuencia fundamental y los armónicos entre 5 y 20 dB, sin embargo, tiene el inconveniente en sistemas que utilizan lazos de amarre de fase (PLL por sus siglas en Ingles) debido a que el corrimiento no permite un amarre perfecto.

### 3.1.1.1).-Dispersión Central/Dispersión Inferior.-

#### Dispersión Central.-

El espectro es dispersado (Modulado) toma como base el centro de la frecuencia de entrada, por lo que el porcentaje de modulación estará dado por la diferencia entre la frecuencia máxima y la frecuencia mínima o ancho de banda como se puede apreciar en la figura 28.



**Figura 28- Desplazamiento central de la frecuencia fundamental del reloj [8].**

### Dispersión Inferior.-

El espectro es dispersado (Modulado) por debajo de la frecuencia de entrada. Como puede ser observado en la siguiente figura 29

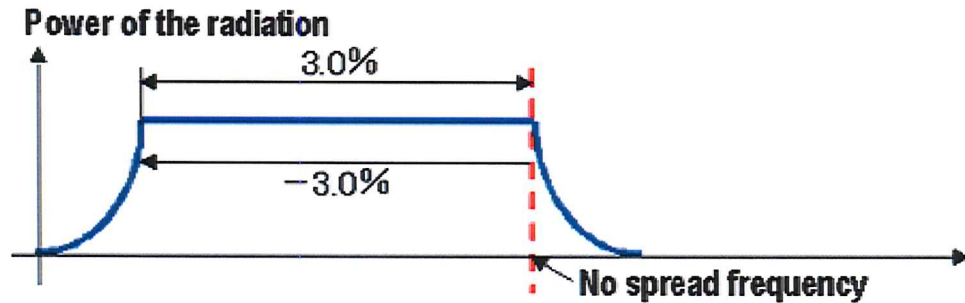
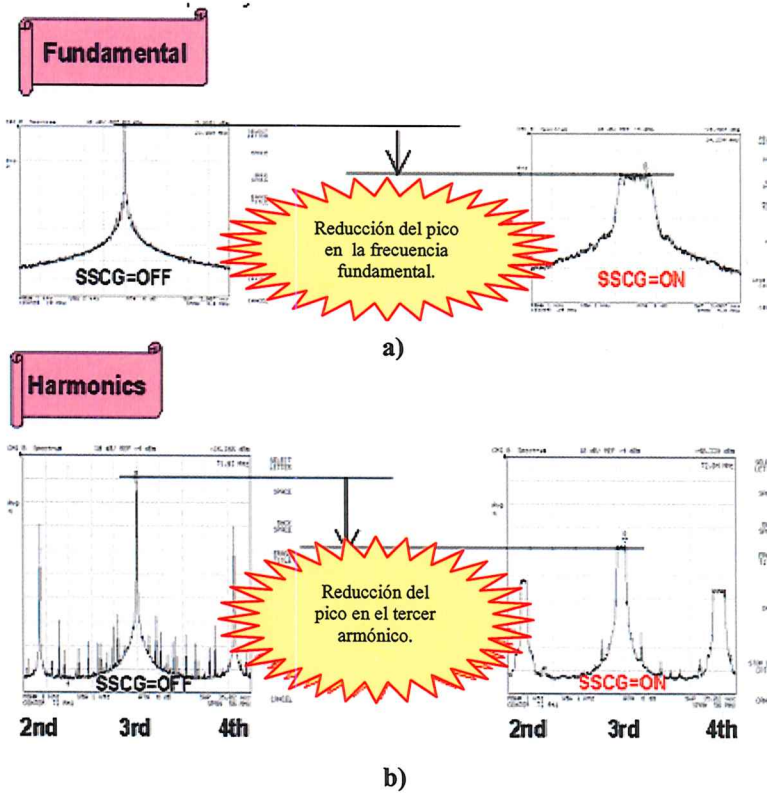


Figura 29- Desplazamiento inferior de la frecuencia fundamental del reloj [8].

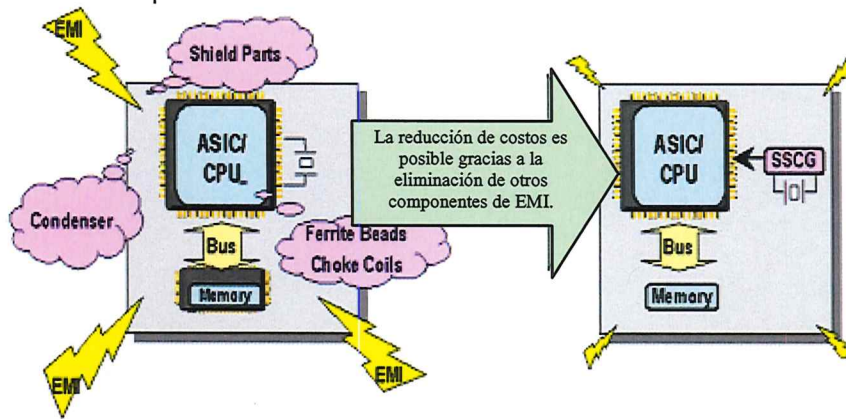
#### 3.1.1.2).-Reducción efectiva de EMI.-

Como se mencionó anteriormente la utilización de SSCG permiten la reducción de la energía pico de la frecuencia fundamental (como puede observarse en la figura 30a), al mismo tiempo el uso de esta tecnología permite disminuir la EMI producida por los armónicos del reloj (tal como se muestra en la figura 30b).



**Figura 30 – Reducción de la energía pico mediante la utilización de SSCG [8].**  
a)- Efecto en la frecuencia fundamental  
b)- Efecto en los armónicos.

El SSCG contribuye en gran medida a la reducción de radiación haciendo posible; en algunos casos la reducción o inclusive la no utilización de otras tecnologías para la reducción del ruido como son los blindajes, capacitores de paso y ferritas. Lo anterior trae como ventaja la reducción del costo final del producto, es por esto que esta tecnología ha adquirido un papel predominante en la EMC. La figura 31 ilustra claramente este efecto.

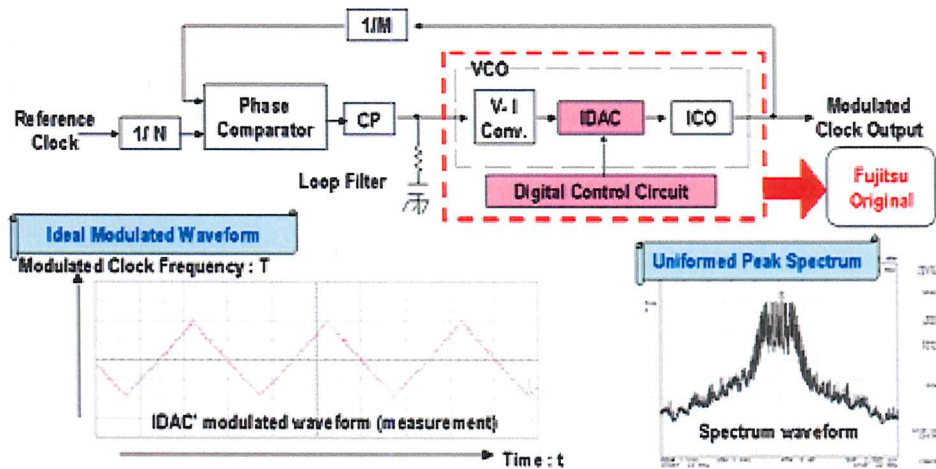


**Figura 31– Reducción de componentes para EMC en el circuito gracias a la utilización de SSCG [8].**

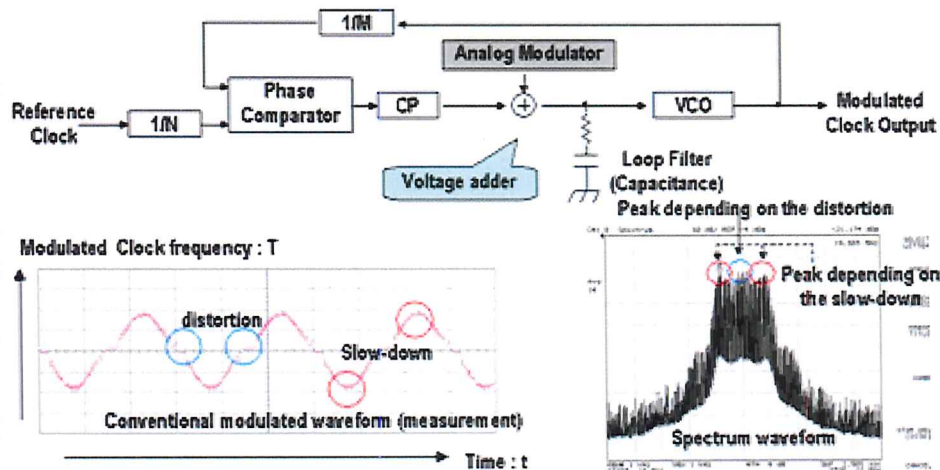
Por otra parte la medición de EMI del sistema, generalmente se evalúa durante un largo periodo de tiempo. (Requerido para simular, seleccionar las partes a medir, y al analizar el EMI del sistema durante innumerables ocasiones). Si se diseña el sistema haciendo uso del SSCG, se puede reducir el proceso de evaluación del EMI, el tiempo de análisis, costos en investigación y costos de partes en la medición del EMI, incrementando el ahorro en costos de producción y disminuyendo el tiempo en la obtención de la certificación de la agencia reguladora (FCC).

### **3.1.1.3.-Modulación digital en el SSCG.-**

La modulación digital del SSCG, la cual utiliza las corrientes de salida del convertidor D/A (IDAC) permite cambiar la frecuencia de modulación de forma ideal, con lo cual se logra una alta eficiencia en la reducción del EMI, al mismo tiempo que el Jitter Ciclo-Ciclo es disminuido.



a)



b)

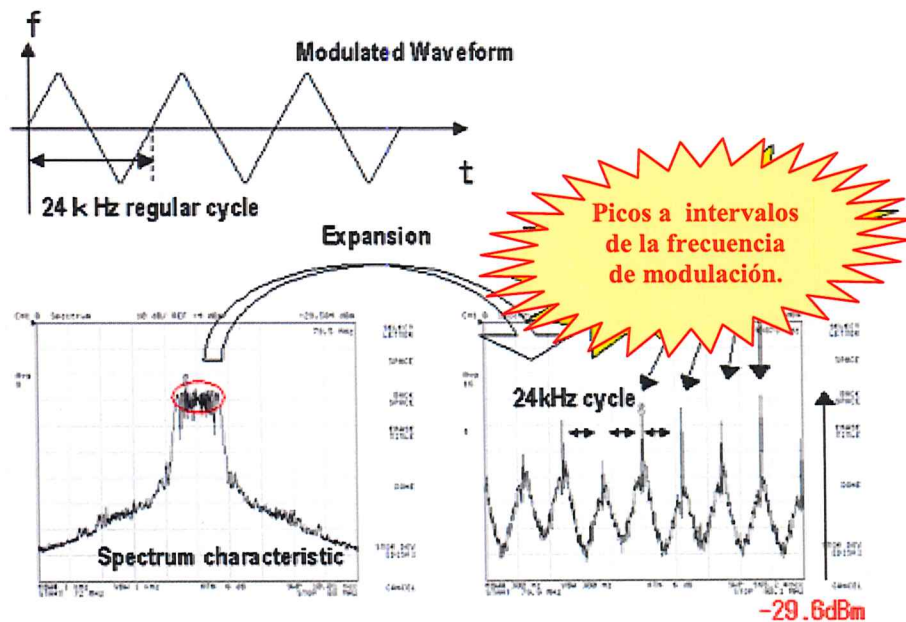
**Figura 32– Efecto de la modulación digital vs modulación analógica sobre el espectro de la forma de onda de salida [8].**

**a) Modulación digital (Fujitsu).**

**b) Modulación convencional analógica.**

Los circuitos de modulación analógicos convencionales generan una forma de onda modulada con distorsión o desaceleraciones (Slow-Down) dependiendo del control de modulación analógico, esto produce picos de potencia cercanos a 3 dB en el espectro del reloj modulado, tal como se observa en la figura 32 b). Debido a que el circuito analógico de modulación utiliza una sola frecuencia de

modulación se generan picos a intervalos de la frecuencia de modulación, estos picos se observan más claramente en la figura 33, en la cual la figura del lado derecho corresponde a una ampliación del espectro original



**Figura 33– Ruido en el espectro de la forma de onda de salida con una sola frecuencia de modulación (Modulación analógica convencional) [8].**

La utilización de la modulación digital permite una disminución de aproximadamente 3 dB respecto al sistema analógico, esto es debido a la composición en la frecuencia de modulación (Incremento) y puede observarse en la figura 34. Cabe mencionar que el SSCG es producido mediante la utilización de esta tecnología.

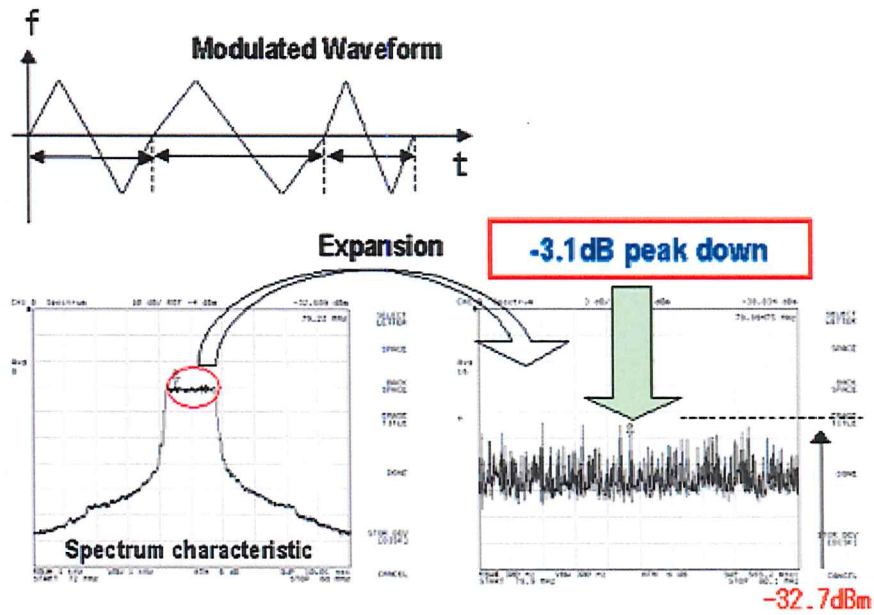
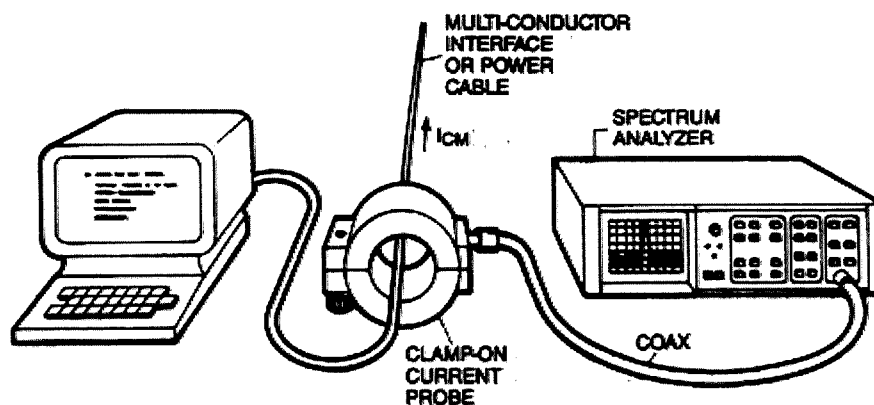


Figura 34– Disminución en el ruido del espectro de la onda de salida mediante el uso de Modulación Digital (SSCG) [8].

### 3.2).-Medición de corrientes en modo-común en cables:

La radiación de un cable es directamente proporcional a la corriente de modo-común en el mismo. La corriente de modo-común es la corriente desbalanceada (corriente no retornada) en el cable, debido a que esta corriente no se regresa en el cable, se convierte en radiación electromagnética. Puesto que los cables son una fuente importante en la radiación de un producto, medir la corriente de modo-común es uno de los factores más útiles que se pueden realizar para disminuir la radiación. La corriente de modo-común se puede medir fácilmente con una punta de corriente tipo abrazadera de alta frecuencia (tal como la Modelo F-33-1 de Fischer Custom Communications) y un analizador de espectro, tal y como se muestra en la figura 35.



**Figura 35– Montaje de prueba para la medición de corrientes en modo común [9].**

Se debe de hacer un hábito el medir las corrientes de modo-común en todos los cables, de preferencia en las etapas iniciales del producto desde el prototipo (mientras que sigue siendo fácil realizar un cambio al mismo), y antes de realizar la prueba de la conformidad de EMC, esto debido a que si se falla en la prueba de corriente de modo-común, también se fallará en la prueba de la emisión radiada (EMI Radiado). Para un producto clase B, la corriente debe ser menos de 5 microamperios (15 microamperios para un producto de la clase A), este límite es para los cables que miden un metro o más de longitud, para cables más cortos de un metro, la corriente permisible

puede ser incrementada proporcionalmente conforme el cable se hace más corto. Por ejemplo, para un cable medio-metro de largo la corriente máxima sería 10 microamperios (10 $\mu$ A) para un producto de la clase B (30 microamperios para un producto de la clase A).

Todos los cables se deben medir sin importar su propósito previsto. Se deben de medir los cables de señal, el cable de corriente eléctrica (CA o C.C.), los cables de fibra óptica, los cables del monitor, los cables de I/O (Entrada / salida), los cables telecomunicaciones, y cualquier otro cable que se conecte al producto. Lo que se pretende hacer es reducir la corriente de Modo-Común en cada cable por debajo de los límites anteriormente indicados. Hay que considerar que los cables interactúan entre sí por lo cual si se reduce la corriente de modo común en un cable es posible que se incremente en otro cable.

### **3.2.1.)- Procedimiento de Prueba.-**

Se debe supervisar un cable a la vez con la punta de prueba de corriente de Modo-Común. Se utilizarán filtros de Modo-Común, ferritas, blindajes de cable, para reducir la corriente a los límites establecidos, una vez que se cumple se procederá con el cable siguiente. Una vez que se realiza el procedimiento con todos los cables, se deben verificar cada uno de los cables nuevamente, puesto que las corrientes pudieron haber aumentado en algunos de los cables previamente fijados al nivel permitido. Este proceso es iterativo hasta que las corrientes en todos los cables estén por debajo de los límites. Se pudiera tener que pasar por el proceso dos o tres veces cada uno de los cables, una vez logrado el objetivo de reducir al límite la corriente en modo-común de todos los cables del dispositivo bajo prueba no se deberá tener problema alguno con la prueba de emisión radiada a causa de los mismos.

### 3.3).- Líneas de Transmisión:

#### 3.3.1).- Impedancia característica $Z_0$ .-

Una línea de transmisión es una serie de conductores (generalmente dos) utilizados para guiar energía de RF de un lugar a otro. Sobre una tarjeta de circuito impresa (PCB), usualmente la línea de transmisión consiste de un trazo y de uno o más planos. Las líneas de transmisión mantienen una impedancia característica elegida,  $Z_0$ , de la fuente de la señal a su carga, y a diferencia de todas las demás interconexiones esta no entrará en resonancia aún cuando sea muy larga. Esta impedancia característica es determinada por la pérdida de impedancias (parciales y recíprocas) y pérdidas de capacitancias en los conductores, de acuerdo con la ecuación 3 (aproximadamente):

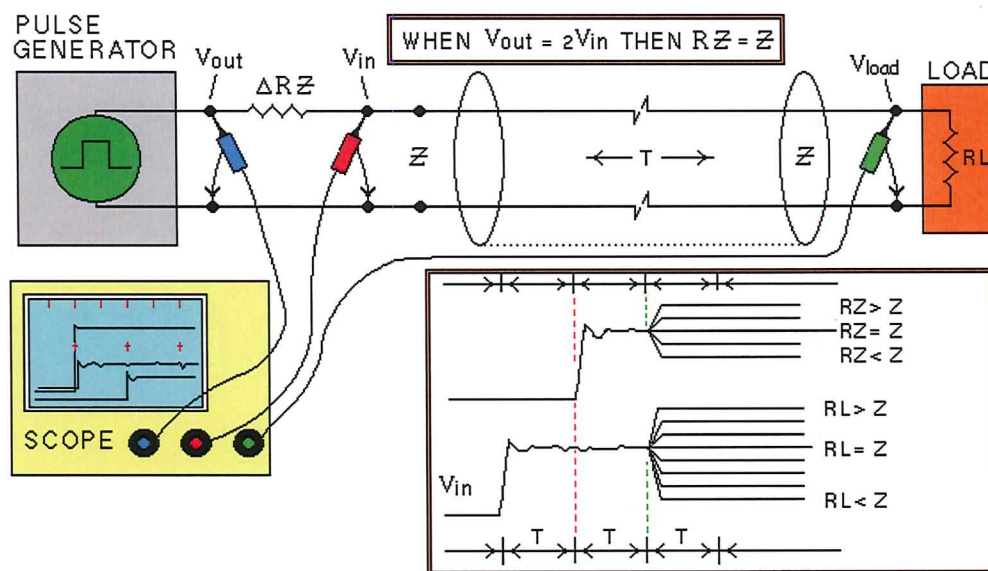
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Donde: C= capacitancia por unidad de longitud (F/m),  
L= inductancia por unidad de longitud (H/m). [ ecuación 3]

La pérdida de inductancias y capacitancias asociadas con un conductor dependen sobre todo de la geometría de la estructura metálica que transporta las corrientes de ida y regreso en los trazos, la permitividad relativa (constante dieléctrica) y permeabilidad relativa del medio que cubre el espacio entre los conductores, y su proximidad a otros conductores u objetos conductivos o superficies. En alambres normales, cables y conectores, las pérdidas de inductancia y capacitancia no son controladas, por lo tanto su  $Z_0$  variará de un punto a otro a lo largo de la interconexión. Las señales de RF y ruidos experimentan reflexiones cuando hay un cambio en  $Z_0$ , resultando en un empeoramiento en la integridad de la señal, incrementándose las emisiones y la captación de ruidos de campos eléctricos "E", magnéticos "H" y electromagnéticos "EM".

Cuando la distancia entre dos cambios de  $Z_0$  es de un cuarto o la mitad de la longitud de onda (dependiendo en el tipo de cambio de  $Z_0$  en cada terminal) esa porción de la interconexión se

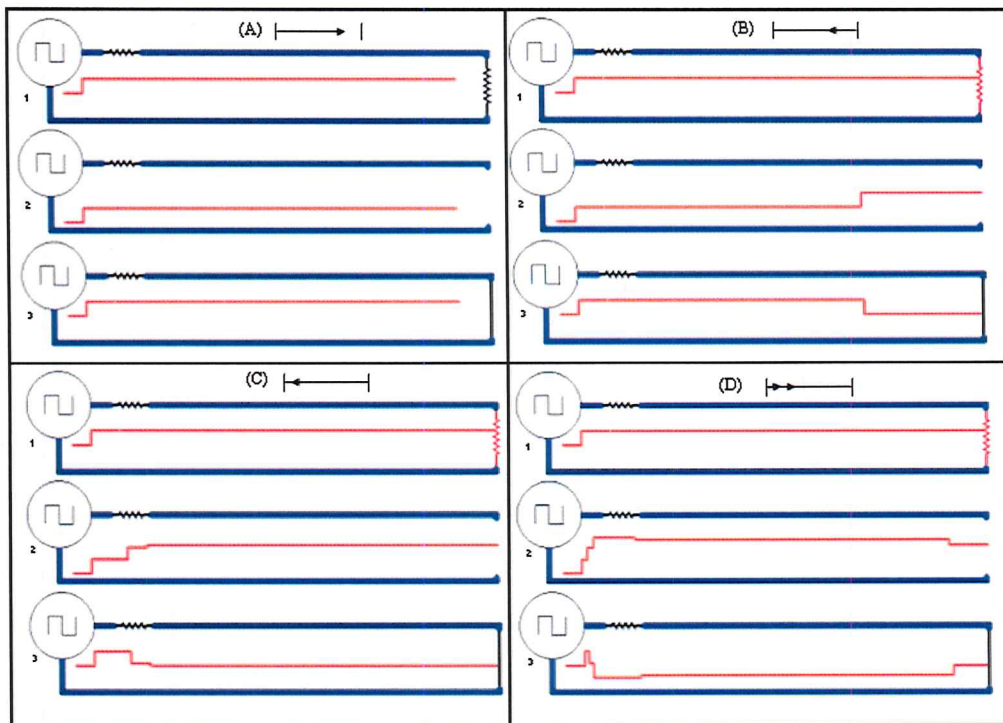
convierte en resonante, y la ganancia resonante amplifica significativamente el efecto en la integridad de la señal “SI” (emisiones e inmunidad). Los cambios más grandes de impedancia ocurren usualmente en las terminales del conductor, en donde hay una gran desigualdad entre la  $Z_0$  del conductor y las impedancias de la fuente y/o la carga, haciendo toda la longitud del cable resonante. La figura 36 nos muestra los efectos debidos a los cambios en la impedancia característica a través de la línea de transmisión entre la fuente (generador de pulsos) y la carga o terminal del circuito, en donde la gráfica superior compara  $RZ$  (cambios de impedancia en la línea) contra la impedancia a la terminal del circuito  $Z$ , mientras que la gráfica inferior compara la impedancia en la carga  $R_L$  contra la impedancia característica de la línea  $Z$ . Se puede observar en ambas gráficas que la señal se mantiene íntegra solo cuando se igualan las impedancias a lo largo del circuito.



**Figura 36—Efecto en las señal debido a los cambios en la impedancia característica a través de la línea de transmisión y carga [7].**

Cuando la  $Z_0$  de una interconexión es controlada de tal modo que se mantiene cercana al mismo valor a través de toda su longitud, desde la fuente hasta la carga, entonces los efectos en la integridad de la señal, emisiones e inmunidad son reducidas.

En la figura 37 se muestran los efectos del flujo de corriente de una señal cuando su carga tiene una: Terminación apropiada (1), Circuito abierto (2) y por último Cortocircuito (3). Se muestra como la corriente de la señal que sale de la fuente y se va desplazando a través de la línea de transmisión (bloque A) llega a la carga y es regresada (bloque B), continua hasta acercarse a la fuente (bloque C) y por último es de nueva cuenta regresada pero ahora por la fuente donde se puede observar que el único caso donde la señal se conserva íntegra es en el cual hay una coincidencia de impedancias entre la fuente, la línea de transmisión del circuito y la carga final del mismo. Y para los otros dos casos en donde existe un circuito abierto o corto circuito la señal empieza a distorsionarse desde el momento de que la misma llega por vez primera a la carga y que es donde se encuentra la diferencia de impedancias.



**Figura 37–Efectos de la terminación en las Líneas de transmisión [7].**

(A) Transmisión de señal, (B) & (C) Efecto de Reflexión con la carga & (D) Efecto de la onda reflejada con la fuente Tx., para: 1.-Terminación apropiada, 2.-Circuito abierto & 3.-Cortocircuito.

- 1.-Terminación apropiada--> Efecto nulo
- 2.-Circuito abierto----->Sobre impulso distorsión de señal original.
- 3.-Cortocircuito----->Sobre impulso distorsión de señal original.

Las líneas de transmisión pueden fácilmente llevarse a cabo sobre PCB's mediante el control de los materiales, dimensiones, y proveyendo resistencias de terminación adecuada a la fuente y/o carga. Estas también pueden ser extendidas fuera del PCB (Si fuera necesario) con un control apropiado de impedancia en los cables y conectores. La mayoría de las líneas de transmisión son utilizadas para preservar la forma de la onda en señales de alta velocidad, y reducir sus emisiones, pero las técnicas de líneas de transmisión funcionan a la vez para la reducción en la captación del campo externo, por lo que son valiosas también para razones de inmunidad en EMC. El uso de las técnicas de líneas de transmisión puede ser muy provechoso en señales de bajo ancho de banda (por ejemplo en instrumentación analógica) para prevenir su contaminación por campos de altas frecuencias circundantes, puesto que los dispositivos analógicos son particularmente propensos a los ruidos de los demoduladores de RF por arriba de los 100 MHz. Cuando una línea de transmisión es diseñada para propósitos de inmunidad, la longitud de onda mas corta o más alta en cuestión es el parámetro importante a considerar [7].

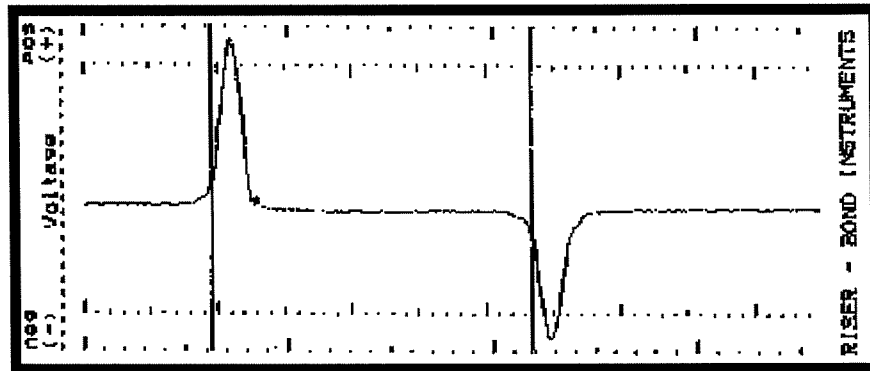
### **3.3.2.)- Mediciones de Reflectometría en el dominio del tiempo (TDR)-**

La reflectometría en el dominio del tiempo (TDR) es una técnica de medición utilizada para determinar las características de las líneas eléctricas mediante la observación de las ondas reflejadas. Un reflectómetro en el dominio del tiempo transmite un pulso con un tiempo de subida rápido a lo largo del conductor. Si el conductor es de una impedancia uniforme y propiamente terminada, el pulso será absorbido completamente al final de la terminación y ninguna señal será reflejada de regreso al TDR. Pero donde existan discontinuidades, cada una de estas provocará un eco que es reflejado de regreso al reflectómetro (de aquí el nombre). Incrementos en la impedancia creará un eco que reforzará el pulso original mientras que una disminución en la impedancia creará un eco que se opondrá al pulso original. El resultado del pulso reflejado que es medido a la

entrada/salida del TDR se despliega o imprime como una función del tiempo y, debido a la velocidad de la propagación de la señal es relativamente constante para un medio de transmisión dado, puede ser leído como una función de la longitud del cable (función similar al principio del radar). Debido a su sensibilidad en las variaciones de impedancia, un TDR puede ser utilizado para verificar la impedancia característica del cable, localización y pérdidas asociadas a uniones y conectores, y a la estimación de la longitud de los cables, puesto cada no homogeneidad en la impedancia del cable reflejará algo de señal de regreso en forma de ecos [10].

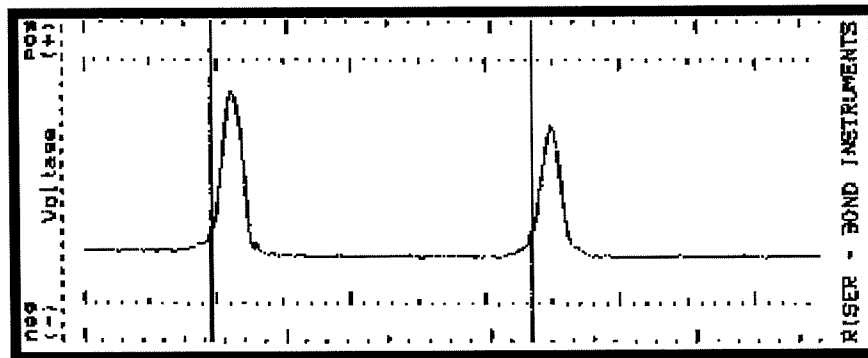
Considerando el caso donde el extremo lejano del cable se pone en cortocircuito (es decir, se termina en una impedancia de 0 ohms). Cuando el borde de subida del pulso se lanza hacia el cable, el voltaje en el punto de lanzamiento "se levanta" a un valor dado inmediatamente y el pulso comienza a propagarse a lo largo del cable hacia el cortocircuito. Cuando el pulso llega al cortocircuito, no se absorbe ninguna energía en el extremo lejano del cable. En lugar de esto, un pulso de oposición se refleja de regreso del cortocircuito hacia el extremo en que originalmente fue lanzado dicho pulso. Solamente cuando esta reflexión de oposición finalmente alcanza el punto del lanzamiento el voltaje en este punto de lanzamiento caerá abruptamente a cero, señalando el hecho de que hay un cortocircuito en el extremo del cable. Es decir, el TDR no tendrá ninguna indicación que hay un cortocircuito en el extremo del cable hasta que su pulso emitido puede viajar a lo largo del cable aproximadamente a la velocidad de la luz y el eco puede regresar a la misma velocidad. Es solamente después de que pasa este viaje de ida-vuelta que el cortocircuito puede ser percibido por el TDR. Asumiendo que se sabe la velocidad de propagación de la señal en un cable particular de prueba, posteriormente de esta forma, la distancia al cortocircuito puede ser medida.

En la figura 38 se muestra la medición del TDR para un corto circuito en la terminal de la línea. En donde se observa una reflexión con polaridad opuesta debido a la terminación incorrecta (Corto circuito) [10].



**Figura 38–Medición del TDR con terminación en la línea de Corto circuito [10].**

Un efecto similar ocurre si el extremo lejano del cable es un circuito abierto (terminado en una impedancia infinita). En este caso, aunque, la reflexión del extremo lejano se polariza idénticamente con el pulso original y más que cancelarlo se suma a él. Entonces después de un viaje de ida y vuelta del pulso, el voltaje en el TDR salta abruptamente dos veces al voltaje original aplicado. En la figura 39 se muestra la medición del TDR para un circuito abierto en la terminal de la línea. En donde se observa una reflexión con polaridad igual al pulso transmitido debido a la terminación incorrecta (Circuito abierto) [10].



**Figura 39–Medición del TDR con terminación en la línea de Circuito abierto [10].**

En una terminación perfecta teórica en el extremo lejano del cable (en donde la  $Z_0$  se mantiene sin variación a lo largo del cable y en su terminación), esta absorbería enteramente el pulso aplicado sin causar ninguna reflexión. En este caso, sería imposible determinar la longitud real del cable. Afortunadamente, las terminaciones perfectas son muy raras y una cierta reflexión pequeña es observada casi siempre. En la figura 40 se muestra la medición del TDR para una línea terminada correctamente, en donde se observa que el pulso transmitido será absorbido completamente debido a la correcta terminación de la línea y no habrá reflexión del mismo, haciendo que la integridad de la señal quede intacta [10].

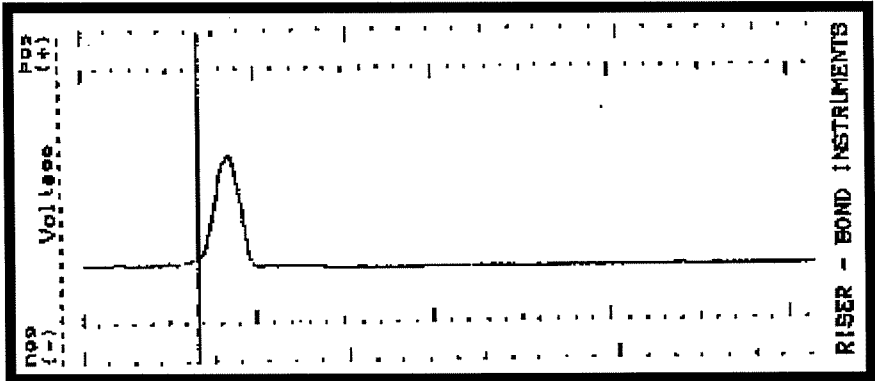


Figura 40–Medición del TDR con terminación correcta en la línea [10].

### 3.3.3).- Terminación en las líneas de transmisión.-

Las líneas "clásicas" de transmisión de RF son terminadas en la fuente y la carga de la señal por impedancias iguales a su  $Z_0$ . Aunque una técnica ideal y a veces necesaria, ésta divide por la mitad el voltaje recibido. La mayoría de circuitos analógicos y digitales utilizan fuentes de baja-Z y cargas de alta-Z con la línea terminada solamente en un extremo, para preservar niveles de la señal. Los ingenieros de RF utilizan a menudo componentes reactivos o incluso longitudes de la pista como terminaciones de la línea, pero las terminaciones para las señales convencionales analógicas y digitales para banda ancha requieren de resistores individuales, preferiblemente de tipo SMD por su excelente funcionamiento en alta frecuencia. Para conseguir el mejor desempeño en los resistores de SMD, estos deben estar conectados con los planos de referencia usando técnicas de bajas inductancia según lo demostrado por la figura 41.

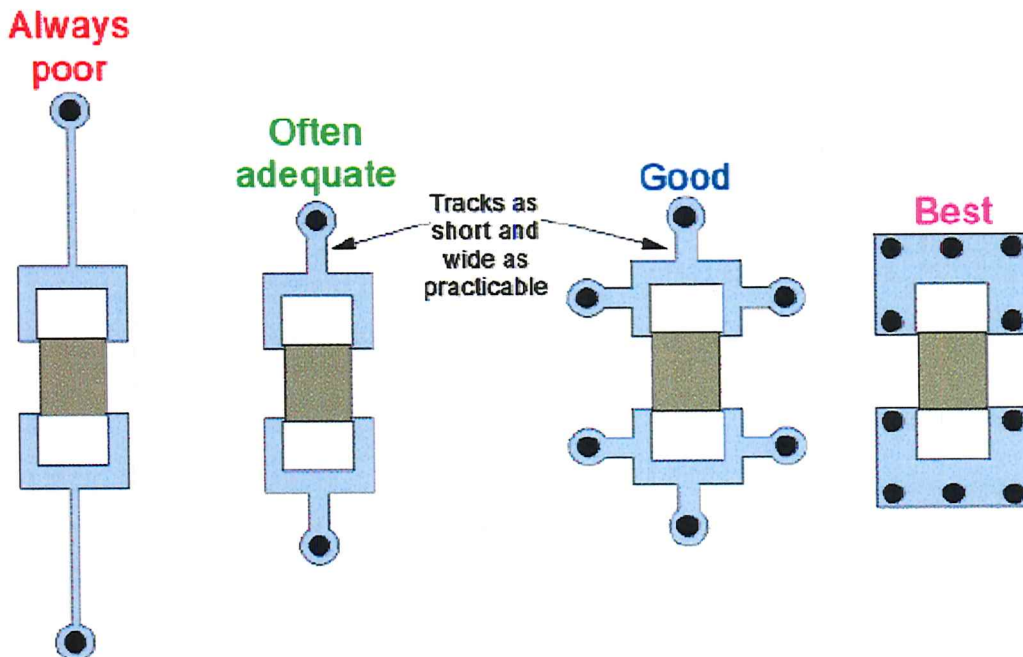


Figura 41—Comparativo de las inductancias parciales de varios métodos de conexión de SMD's a planos [10].

La figura 42 muestra las técnicas comunes de terminación. La terminación clásica de RF todavía se utiliza a menudo para las señales de alta velocidad tales como sistemas rápidos de la placa madre [10].

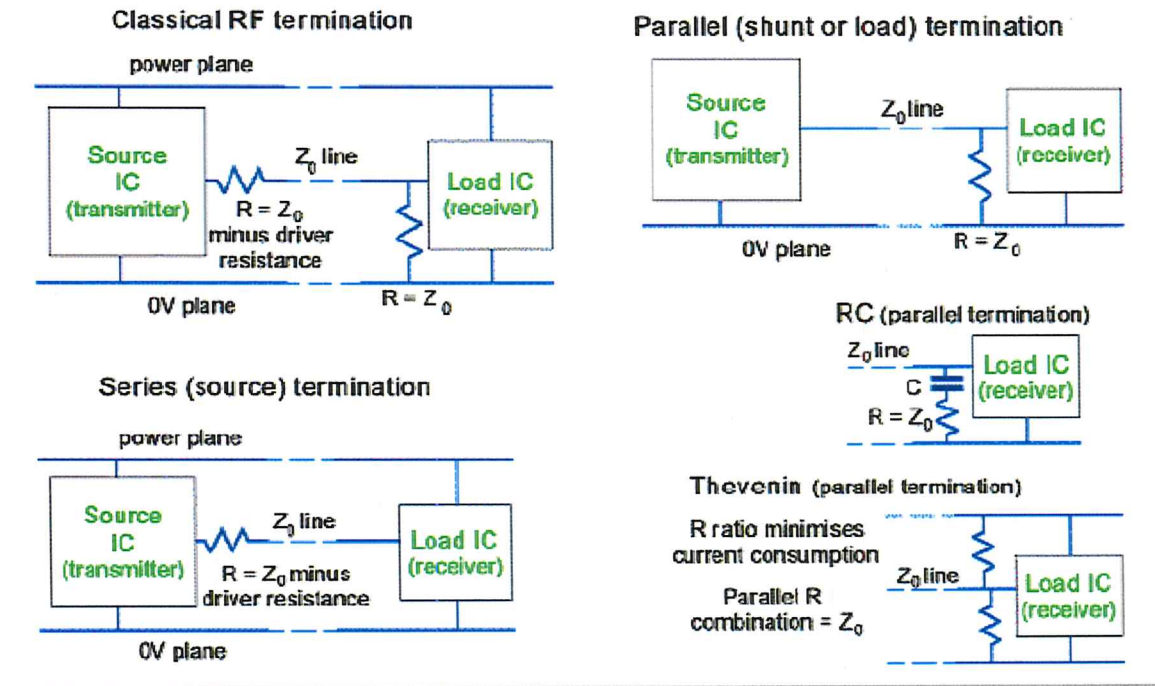


Figura 42– Varios métodos de terminación en líneas de transmisión [10].

Donde las señales se restringen a un solo PCB, la terminación en serie (fuente) se puede utilizar en el extremo del conductor de una línea de la transmisión, con el resistor elegido de modo que en serie con la impedancia del conductor de la salida iguale la  $Z_0$  de la línea. Este método tiene la ventaja de consumir poca energía, y es el más conveniente para las líneas con un solo dispositivo de carga en su extremo lejano [10].

La terminación en paralelo (desviación, o carga) en el extremo lejano de la línea se utiliza donde hay un número de dispositivos desparramados a lo largo de la longitud de la línea y necesitan responder lo más rápidamente posible, y alcanza "la conmutación de la onda incidente". La figura

42 muestra el resistor de terminación conectado con el plano de 0V, pero un cierto número de familias lógicas utilizan otros voltajes de referencia (por ejemplo: el plano positivo). La terminación paralela disipa mucha energía, y muy frecuentemente puede también sobrecargar algunas salidas de IC's. Los tipos alternativos de terminación paralela incluyen "Thévenin" y RC. Thévenin utiliza los valores del resistor diseñados de modo que su resistencia paralela sea  $Z_0$  y ellos proporcionarán un voltaje de CD en su unión igual a la línea de voltaje promedio, para reducir al mínimo la disipación de la energía. La terminación Thévenin necesita un desacoplamiento adecuado en el plano de energía en todas las frecuencias de interés por lo que necesita de capacitores de desacople cercanos. La terminación RC utiliza valores de capacitores entre 10 y 620pF (típicamente) y solamente termina la línea para las altas frecuencias. Debido a los problemas de los capacitores, puede ser más difícil que una terminación RC iguale el funcionamiento en alta frecuencia de un resistor en paralelo o terminación Thévenin [10].

Un aumento en el número de dispositivos electrónicos para el manejo de líneas de transmisión puede ser visto hoy en la actualidad, esto para satisfacer el aumento en la gama de las señales diferenciales de bajo voltaje "LVDS" (por sus siglas en inglés: low voltage differential signaling) y de dispositivos similares y como resultado obtenemos que los relojes y los ductos de datos se manejen mucho más fácil y que se reduzcan los problemas de EMC [10].

### 3.3.4).- Líneas de transmisión Microstrip y Stripline.-

Las líneas de transmisión Microstrip y Stripline permiten la óptima operación de lógicas muy rápidas, especialmente lógica de ECL (lógica de Emisor Acoplado). Una ventaja que resulta importante es que la EMI es reducida. La superficie “microstrip” (mostrada en la figura 43) y su  $Z_0$  esta dada en ohms por la ecuación 4:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \times \ln \frac{5.98H}{0.8B + C} \quad [\text{ecuación 4}]$$

Donde “ $\epsilon_r$ ” es la permeabilidad relativa del sustrato (típicamente 4.4 a 100MHz para FR4 que es un tipo de PCB actualmente muy utilizado y posee 4 capas), “ $B$ ” es el ancho del trazo, “ $C$ ” es el grosor del material de cobre utilizado, y “ $H$ ” es el grosor del sustrato [10].

Su velocidad de propagación “ $V_p$ ” en ns/ metro y puede ser observada en la ecuación 5.

$$V_p = 3.335 \sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67} . \quad [\text{ecuación 5}]$$

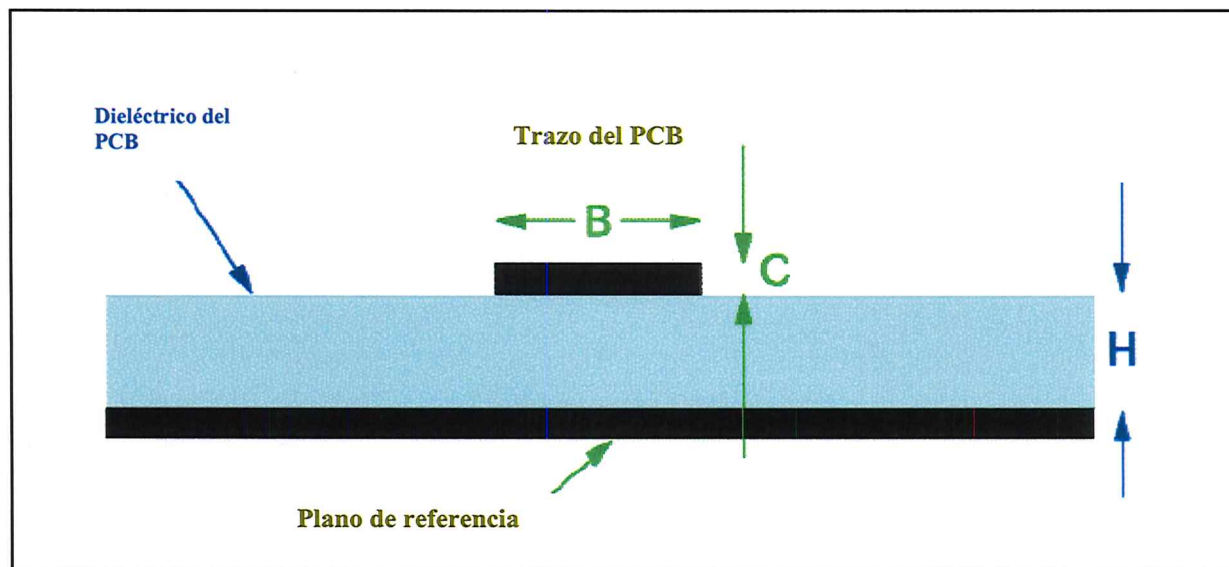


Figura 43– Superficie Microstrip [10].

La superficie simétrica “stripline”(ver figura 44), utiliza dos planos de referencia, siendo  $Z_0$  dada por la ecuación 6.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \ln \frac{1.9H}{0.8B + C} \quad [ \text{ecuación 6} ]$$

Donde:

$\epsilon_r$ = Constante dieléctrica relativa (típicamente 4.2 para FR4 a 100 MHz)

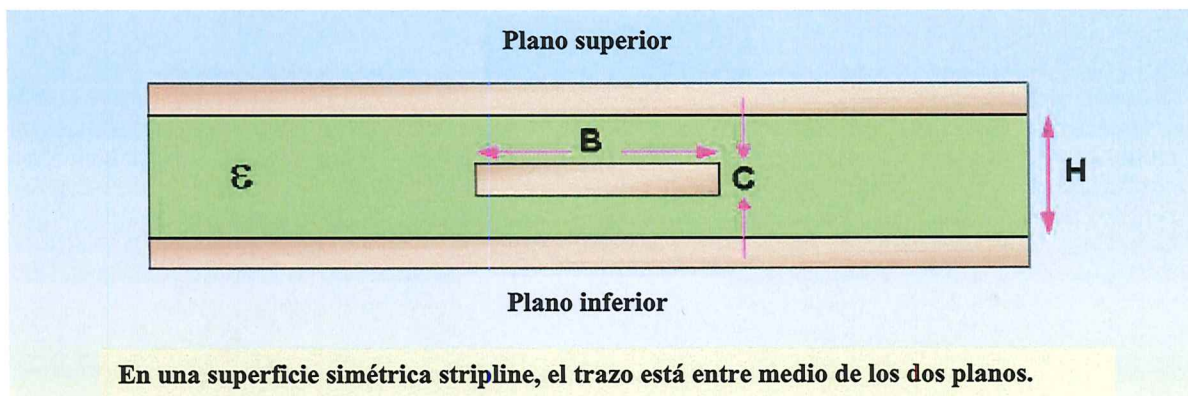
H= Grosor del dieléctrico

B= Ancho del trazo

C= Grosor del trazo de cobre

La velocidad de propagación para una superficie simétrica “stripline” en ns/metro esta dada por la ecuación 7.

$$V_p = 3.335 \sqrt{\epsilon_r} \quad [ \text{ecuación 7} ]$$



**Figura 44– Superficie simétrica Stripline [10].**

“Stripline” es un poco más lenta que “Microstrip”, pero tiene la característica de tener cero interferencia (Crosstalk) y mucha menos fuga hacia el exterior de la placa, por lo que es mejor para EMC. Se puede dar un factor de corrección a la ecuación 6 anterior para compensar la carga capacitiva (típicamente unos cuantos pF por compuerta), quedando como resultado la ecuación 8.

$$Z'_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{C_d}{C_0}}} \quad [\text{ecuación 8}]$$

Donde  $C_d$  es la suma de todas las cargas capacitivas,  $Z_0$  es la impedancia característica original (sin carga) de la línea, y  $C_0$  es la capacitancia característica de la línea (sin carga). La velocidad es disminuida de acuerdo con la ecuación 9.

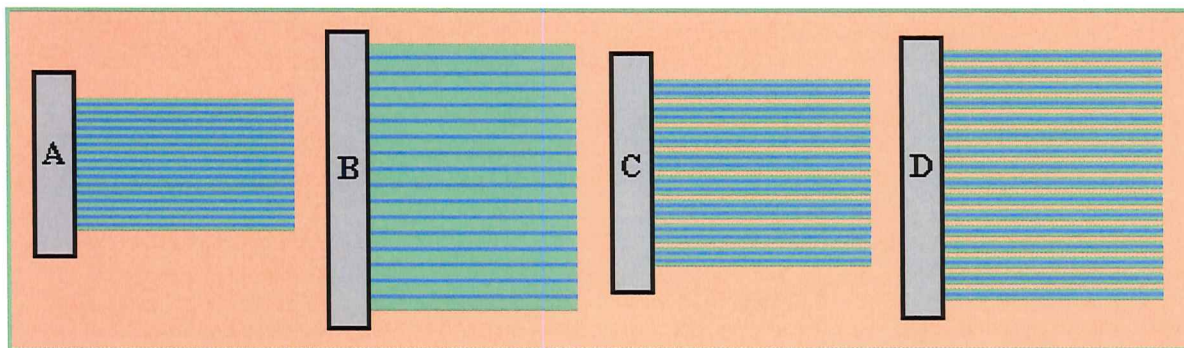
$$V' = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \frac{C_d}{C_0}}} \quad [\text{ecuación 9}]$$

Donde  $V_0$  es la velocidad original (sin carga). Una constante “compuesta por unidad de longitud” es preferida para el trazado de un arreglo de dispositivos de carga, en lugar de que se agrupen todos juntos, aunque pudiera ser posible el ajustar las dimensiones de la línea para diferentes posiciones del trazo, esto para que se mantenga la  $Z_0$  a través de toda esta longitud, aún y cuando los dispositivos de carga estén agrupados. Las señales de velocidad más altas (o más críticas) deberán de correr adyacentes al plano de 0V, preferiblemente una corriendo a la par con el plano de energía para desacople. Las señales menos críticas pueden ser ruteadas contra un plano de energía donde este plano ha sido desacoplado adecuadamente y no es muy ruidoso. Cualquiera de los planos de energía debe de ser el asociado con las señales de IC's. El trazado de “Stripline” entre dos planos de 0V (de los cuales uno o ambos están paralelos con un plano de energía para desacoplamiento) proporciona la mejor integridad en la señal y EMC [10].

Las líneas de transmisión no deberán de tener ninguna discontinuidad, espacio, o división en ninguno de los planos sobre las que están ruteadas, puesto estos causan repentinos cambios en  $Z_0$ . Además deberán permanecer tan alejadas como sea posible de dichas discontinuidades, espacios, separaciones, o bordes de los planos, por al menos diez veces el ancho de su trazo. Para una baja interferencia entre líneas se requiere al menos un espacio adyacente entre ellas de más de tres veces del ancho del trazo [10].

### 3.3.5).- Ductos de datos.-

Los ductos son algunas veces requeridos para atravesar distancias grandes a través de una placa, lo que puede conducir a la interferencia (Crosstalk). Esto puede ser mejorado permitiendo el espaciamiento adecuado entre los trazos como se observa en la figura 45. Sin embargo, puede haber casos en donde esto no funcione o no haya suficiente área disponible en la placa impresa, en este caso será necesario el interpolado con retornos de tierras (véase la Figura 45 “c” y “d”). Este interpolado de trazos de tierra entre las señales tiene como finalidad blindar del ruido externo a las mismas y a su vez evitar que las líneas de datos emanen ruido al exterior del PCB.



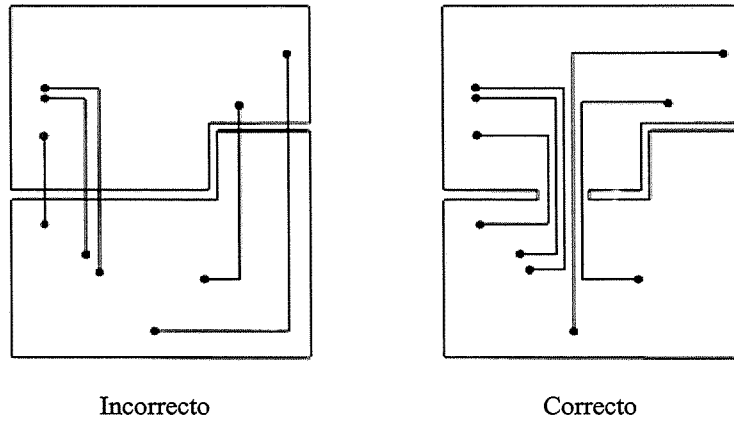
**Figura 45–Patrones del ducto de datos [7].**

- a) Bus Simple de 16 bits, espaciamiento cerrado; b) Espaciamiento alargado;
- c) Interpolando trazos de tierra, 1 Tierra por 2 de señal; d) 1 Tierra por Señal

### **3.4).-Aterrizado de Señales Mezcladas en PCBs.**

Uno de los problemas en sistemas que utilizan tanto circuitos analógicos como digitales, es el de “aislar” la tierra analógica de la digital con el fin de que esta última no contamine a las señales analógicas. La mayoría de las hojas de especificaciones de los fabricantes de convertidores de A/D y sus notas de aplicación proveen muy poca o nula información útil al respecto. Cuando estos proveen información al respecto, usualmente es solo aplicable a un sistema simple que consta de un solo convertidor A/D. Algunos sugieren partir el plano de tierra para aislar las corrientes de tierra digitales de las corrientes de tierra analógicas. Aunque se pueda conseguir la separación del plano, esto tendrá muchos problemas potenciales, especialmente en sistemas grandes y complicados. Uno de los principales, es el que no se podrá enrutar ningún trazo sobre la separación de los planos de tierra. Siempre es mejor tener un solo plano de referencia para un sistema.

Si se separa el plano de tierra y se enrutan trazos a través de la abertura o separación (Ver figura 46), no habrá trayectoria de regreso cercana al trazo y la corriente tendrá que fluir en un lazo grande. Las corrientes que fluyen en lazos grandes producen radiación y alta inductancia de tierra. Si se debe separar el plano de tierra y correr trazos a través de la separación, se debe de hacer según lo mostrado en la figura 46. Los planos de tierra se conectan en un punto (un puente) y todos los trazos entre ambos planos se deben de enrutar de tal modo que se crucen en este punto del puente, de esta forma se habrá proporcionado una trayectoria de retorno para la corriente directamente por debajo de cada uno de los trazos, creando con ello un lazo cuya área es muy pequeña y por lo tanto se reduce la posible radiación debida al retorno de corriente [9].



**Figura 46– Trazado de señales que cruzan un plano de tierra separado [9].**

Las corrientes de retorno digitales de alta frecuencia se devuelven directamente por debajo del trazo de la señal. Ésta es la trayectoria de impedancia más baja (la inductancia más pequeña). Las corrientes de tierra digitales no intentarán atravesar la porción analógica del plano de tierra y por lo tanto no inducirán ruido en estas señales. Por lo tanto, es preferible utilizar desde un principio un solo plano de tierra y particionando el PCB en secciones de enrutamiento digitales y analógicas. Las señales analógicas se pueden entonces enrutar solamente en la sección analógica de la placa (en cualquiera de sus capas), y las señales digitales se pueden enrutar solamente en la sección digital de la placa (en cualquiera de sus capas). Con lo anterior se evitan los problemas que surgen al pasar líneas digitales por la sección analógica o viceversa.

Un PCB con un solo plano de tierra sencillo, particionado en secciones analógicas y digitales, y con una disciplina en el trazado de las señales pueden solucionar generalmente el problema causado por un plano de tierra separado. Si el trazado se hace correctamente, las corrientes digitales de tierra permanecerán en la sección digital de la placa y no interferirán con las señales analógicas. El trazado, sin embargo, debe ser verificado cuidadosamente para asegurar que

las restricciones de trazado anteriormente mencionadas sean seguidas al pie de la letra, la clave para una mezcla exitosa de señales en el trazado del PCB, por lo tanto, es el particionamiento correcto y la disciplina de enrutado, y no la separación del plano de tierra.

Mientras que muchos de los fabricantes de convertidores A/D sugieren utilizar la separación de los planos de tierra, a la vez establecen en sus hojas de datos o notas de aplicación lo siguiente: "los pines AGND y DGND deben de ser conectados juntos externamente con el mismo plano de tierra de baja impedancia con longitud mínima de conductor. Cualquier impedancia externa adicional en la conexión DGND acoplará más ruido digital en el circuito analógico a través de la capacitancia interna perdida del IC." Su recomendación es por lo tanto conectar AGND y los pines DGND del convertidor A/D al plano de tierra analógico. Esta propuesta tiene un número de problemas potenciales adicionales. Por mencionar uno de ellos: ¿Que es lo que se va a conectar al lado de tierra del capacitor de desacople de la línea de energía digital? ¿El plano analógico o el plano digital? Una mejor forma de satisfacer los requerimientos de conectar juntos los pines de AGND y DGND en una baja impedancia, y no crear problemas adicionales en el proceso, es el usar solo un plano de tierra desde el inicio.

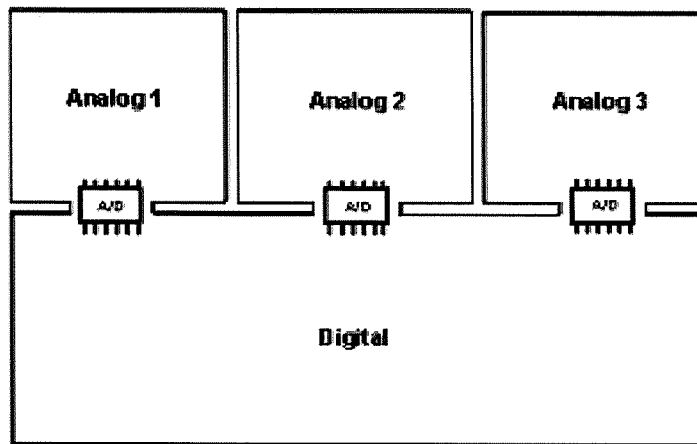
Los voltajes del ruido en los planos de tierra analógica se deberán mantener más pequeños que el nivel mínimo de la señal analógica en cuestión. En el caso de un convertidor A/D (o de un D/A) el nivel de voltaje de la señal más bajo convertible [Bit menos significativo (LSB)] está en función del número de los bits y la referencia de voltaje en la escala completa del convertidor A/D. Cuanto más pequeño es el voltaje de referencia y cuanto más grande es el número de bits, más pequeño será el mínimo del voltaje de la señal convertible. La tabla 9 demuestra la resolución contra el número de bits para un convertidor A/D usando la referencia de un volt. Estos niveles de resolución se pueden escalar para otros voltajes de referencia al multiplicar la resolución por el

factor apropiado. Por ejemplo, si el convertidor utiliza una referencia de 5 volts entonces multiplíquense los números de la resolución en la tabla por cinco [9].

Number of Bits	Resolution (LSB)
8	4 mV
10	1 mV
12	240 uV
14	60 uV
16	15 uV
20	1 uV
24	0.06 uV (60 nV)

**Tabla 9.- Resolución de un convertidor A/D respecto al número de bits [9].**

El uso de un solo plano de tierra sólido apropiadamente particionado y trazado (según lo discutido anteriormente) es generalmente adecuado para la mayoría de los convertidores A/D de baja a moderada resolución (8, 10, o 12 bits). Sin embargo, para sistemas de resolución más altos (14 bits y mayores) pudiese ser requerido aún mayor aislamiento en el voltaje de ruido de tierra para un funcionamiento adecuado. Estos convertidores tienen voltajes en la resolución de los diez micros volts, o menores. En este caso se puede dividir la placa en regiones del plano de tierra analógico y plano digital por separado, cada uno conectado sólidamente con el plano de tierra digital bajo cada uno de los convertidores A/D como se muestra en la figura 47. Este acercamiento proporcionará el aislamiento del ruido de tierra adicional para los convertidores A/D de alta resolución mientras que mantendrá un solo plano de tierra para el sistema. Hay que observar que incluso en este caso, el plano de tierra no está dividido y está conectado todo junto. También hay que recordar que ningún trazo, en cualquier capa, puede cruzar sobre las ranuras que aíslan los planos de tierra [9].



**Figura 47–Separación por regiones del plano de tierra Analógico y Digital para convertidores de A/D de alta resolución [9].**

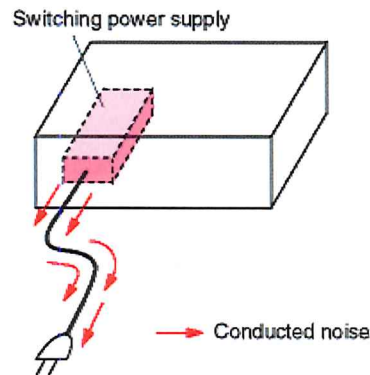
### **3.5).-Fuentes de alimentación.**

#### **3.5.1).- Fuentes conmutadas.-**

Debido a la alta eficiencia de las fuentes de alimentación conmutadas hoy en día casi han substituido por completo a las fuentes de alimentación lineales. Sin embargo, en este cambio viene un costo implícito y la EMI se ve incrementada. Las fuentes de alimentación conmutadas generan más EMI puesto que ellas conmutan grandes corrientes a muy altas frecuencias, de 50KHz a 1MHz. A estas altas frecuencias, se puede obtener una óptima eficiencia en potencia y la utilización de componentes más pequeños (sobre todo magnéticos). La forma de onda teóricamente óptima de conmutación en estas fuentes de alimentación se aproxima una onda cuadrada. Sin embargo, los bordes agudos de estas formas de onda producen ruido considerable en la frecuencia fundamental de conmutación y sus frecuencias armónicas. Cuando una forma de onda rectangular se mide en el dominio de la frecuencia (típicamente en pruebas de emisiones de EMC), se puede observar una combinación de frecuencias relacionadas armónicamente con la fundamental. Las amplitudes de las frecuencias armónicas más altas dependen del índice del borde de conmutación en la forma de onda. Por lo tanto, hay una relación entre la eficacia de la potencia y la EMI. Los bordes de la conmutación de los dispositivos de potencia, y quizás sus compuertas controladoras también, deberán de ser disminuidos para reducir las emisiones de alta frecuencia sin reducir demasiado la eficiencia. Un diseño rentable pudiera tener que ser menos eficiente y tener disipadores de calor más grandes. Esto reduce el costo de los filtros y del blindaje que serían de otra forma necesarios para que la fuente de potencia cumpliera con los requisitos de EMC. Aunque los transistores conmutadores de óxido metálico de efecto de campo (MOSFETs y sus disipadores de calor), transformadores y los rectificadores de salida son típicamente las fuentes más grandes de EMI radiada, en las altas frecuencias aún los trazos de los PCB's radian ruido. La radiación

inductiva (emisiones del campo magnético) acontece en todas las frecuencias. Los trazos del PCB son radiadores eficaces de ondas electromagnéticas cuando comienzan a actuar como antenas.

Como se mencionó anteriormente en las fuentes de potencia conmutadas se genera ruido, el cual es conducido a la línea del AC a través del cable de alimentación como puede ser observado en la figura 48 [12].



**Figura 48– Ruido de fuentes de potencia conmutadas [12].**

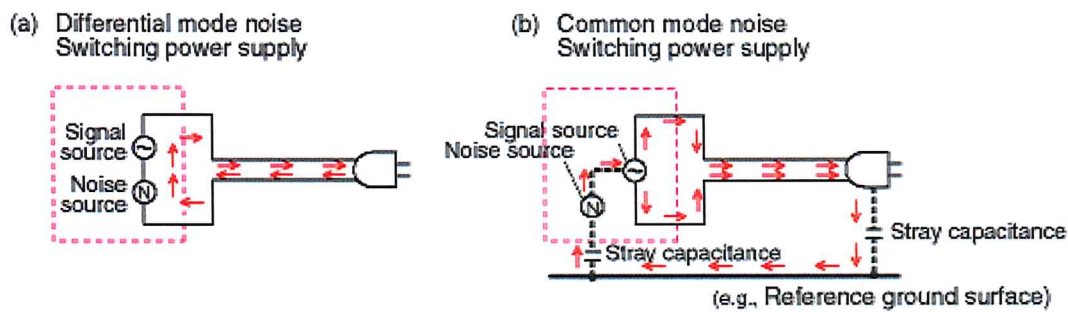
### **3.5.2.)- Transformadores, Capacitores e Inductores en la fuente de potencia.-**

Debido a que el transformador es un elemento inductivo grande sujeto a las corrientes de alta frecuencia, es típicamente el componente más ruidoso. Es también el componente alrededor del cual el resto de la fuente de alimentación es diseñada. La reducción de la EMI debe comenzar en el diseño del transformador. Cada faceta del diseño y de la construcción del transformador puede afectar la EMI, y cada aspecto puede ser crítico. La orientación y dirección de un embobinado con respecto a otro tiene un efecto sobre la EMI y por lo tanto debe ser considerado en el diseño [12].

Una técnica eficaz para reducir la EMI es la utilización de capacitores tipo Y y tipo X. Los capacitores Y tienen un doble aislado y se utilizan típicamente entre la línea de AC y tierra, entre la línea AC neutral y tierra, y entre los circuitos primarios y secundarios. Los capacitores tipo X

solo poseen aislado sencillo y se colocan entre la línea de la AC y el neutral. Sin embargo, es importante observar que los capacitores de tipo Y pueden contribuir directamente en aumentar la corriente de fuga total a tierra. Por lo tanto, estos capacitores se pueden utilizar solamente hasta el punto donde los requerimientos de corriente de fuga no sean excedidos. Más allá de estos límites, otras técnicas de solución deben ser consideradas [12].

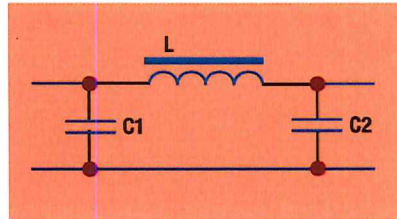
Las corrientes del ruido en modo-común (CM) son la causa principal de los problemas de EMI por arriba de 1MHz. Las bobinas de CM funcionan creando una alta impedancia en las frecuencias a atenuar. Las corrientes de CM fluyen a través de la línea y las trayectorias del neutral en la misma dirección (ver figura 49 (b)), mientras que las corrientes en modo-diferencial (DM) fluyen en direcciones opuestas y están fuera de fase una de otra (ver figura 49 (a)) [13].



**Figura 49– Ruido en modo diferencial (a) y ruido en modo común (b) [13].**

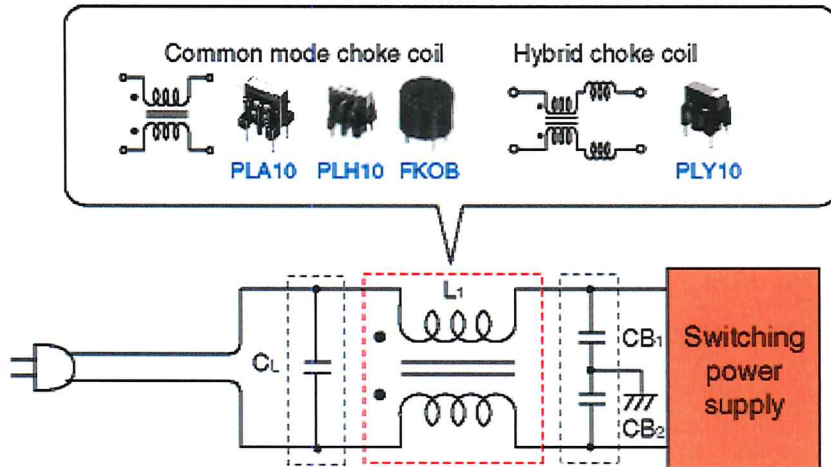
Las bobinas de CM y de DM se componen esencialmente de dos inductores idénticos, uno en la línea de entrada y el otro en la entrada neutra, acoplados por una sola ferrita. En una bobina de CM, la trayectoria de alta impedancia es diseñada para filtrar corrientes de ruido en la misma dirección de la línea y del neutral. En una bobina de DM, la trayectoria de alta impedancia filtra corrientes del ruido en direcciones opuestas de la línea y del neutral. Estos componentes pueden ser colocados antes o después del puente rectificador, dependiendo de donde alcancen la supresión

óptima de EMI. En algunos diseños, se utilizan tres de estos componentes (generalmente dos en la entrada y uno en la salida). Un inductor se puede también utilizar conjuntamente con dos capacitores en una configuración  $\pi$  (Figura 50), donde el filtro  $\pi$  combina ambos filtros capacitivos e inductivos en una configuración  $\pi$ , la cual puede atenuar con eficacia las corrientes de rizo de alta frecuencia que causan EMI y dejar pasar la forma de onda de baja frecuencia del AC [12].



**Figura 50– Configuración de filtro Pi para atenuación de altas frecuencias [12].**

Si la fuente de alimentación utiliza corrección de factor de potencia, una bobina de modo-diferencial “DM” es comúnmente utilizada en la configuración del filtro Pi con capacitores de película metálica para reducir el ruido de modo-diferencial “DM”. Las bobinas de DM con o sin los capacitores de película metálica son utilizadas extensamente en todas las clases de filtros para muchas fuentes de alimentación. Estos componentes pueden ser utilizados sin contribuir a la fuga de corriente del dispositivo. Sin embargo, estos componentes son costosos por lo general, por lo que debe considerarse el presupuesto disponible y su costo beneficio en el diseño del sistema. En las fuentes de potencia conmutadas, los filtros se instalan para suprimir el ruido que se conduce a la línea del cable de AC. En la figura 51 se muestra un filtro típico en donde el capacitor es utilizado como puente del ruido, y la bobina previene la conducción del ruido hacia el cable al incrementar la impedancia de la línea [12].



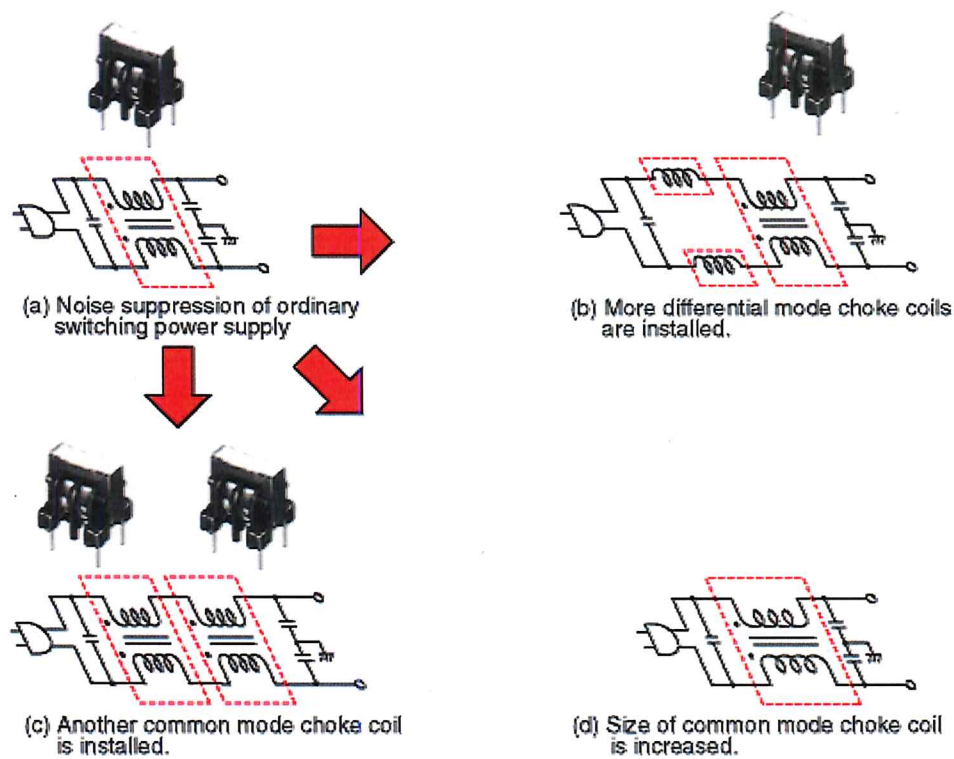
Símbolo	Nombre	Función
L1	Bobina en modo-común	Suprimir el ruido en modo-común.
CL	Capacitor a través de la línea (Capacitor tipo X)	Suprimir el ruido en modo-diferencial.
CB1 CB2	Capacitor de paso de línea (Capacitor tipo Y)	Suprimir el ruido en modo-común y el ruido en modo-diferencial.

**Figura 51– Modelo de supresión de ruido para fuentes de potencia conmutadas [12].**

### 3.5.3).- Supresión de ruido en modo diferencial.-

Las figura 52 muestra ejemplos de supresión de ruido en fuentes de potencia inversoras. Debido a que el ruido en modo diferencial de baja frecuencia es alto, los filtros de ruido son instalados como se muestra en los apartados (b), (c), y (d) de la figura en cuestión. La inductancia en modo diferencial es incrementada al agregar más bobinas en modo diferencial (figura 52 (b)), agregando otra bobina en modo común (figura 52 (c)), e incrementando el tamaño de la bobina de modo común (figura 52 (d)). La razón por la cual una bobina de modo común contiene inductancia en modo diferencial es puesto a que el flujo magnético causado por corrientes en modo diferencial no se cancela completamente debido a que se produce un flujo de fuga. Se pudiera pensar que un capacitor con una constante más grande debería de ser utilizado para supresiones en contra del ruido en modo diferencial. Sin embargo, el incremento de la capacitancia de los capacitores tipo X causa

el problema de incremento de la corriente reactiva. Además el incrementar la capacitancia de los capacitores tipo Y causa problemas de incremento en la corriente de fuga. Por estas razones, un capacitor con una capacitancia muy grande no puede ser utilizado. Por lo que, cuando el ruido en modo diferencial es grande, es necesario incrementar la inductancia en modo diferencial como se muestra en la figura 52 (b), (c), y (d). Sin embargo, el utilizar los métodos de supresión mostrados abajo causa problemas con el incremento del número de componentes, con el área de montaje, y con el incremento del costo. Para resolver estos problemas, una bobina sin cambios en inductancia en modo común y un incremento en inductancia de modo diferencial es requerida [12].



**Figura 52– Ejemplos de supresión de ruido en modo diferencial al agregar bobinas o incrementar su tamaño [12].**

### 3.5.4).- Utilización de bobinas híbridas en la supresión del ruido en modo diferencial.-

Las bobinas híbridas están disponibles como bobinas en modo común con inductancia en modo diferencial incrementada. La apariencia y circuito equivalente para la serie de bobinas híbridas PLY10 de Murata se muestran posteriormente. La estructura ideada permite que la bobina híbrida tenga una inductancia incrementada en modo diferencial. Por ejemplo, las series híbridas PLY10 (figura 53) contienen de 3 a 5 veces más inductancia en modo diferencial que las bobinas anteriores de modo común del mismo tamaño, mientras que las bobinas híbridas contienen inductancia en modo común equivalente a las bobinas de series anteriores. En otras palabras, el ruido en modo diferencial puede ser efectivamente suprimido tan bien como ruido en modo común, simplemente al reemplazar la bobina en modo común previamente utilizada con la serie PLY10 de Murata. Esto reduce el número de componentes y área de montaje por la mitad, comparando con agregar otra bobina en modo diferencial u otra bobina en modo común al circuito [12].

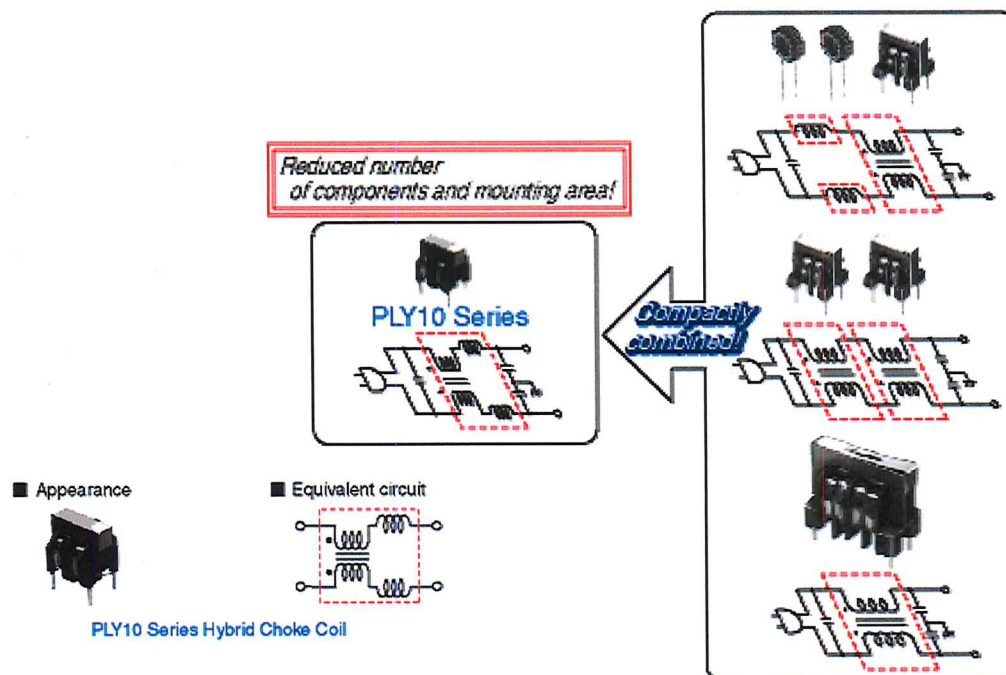


Figura 53– Ventajas de utilizar bobinas híbridas para supresión de ruido [12].

Un ejemplo para confirmar los efectos obtenidos al utilizar bobinas híbridas se muestra en la figura 54, donde la serie PLY10 es comparada con bobinas de modo diferencial adicionales al circuito y en donde la bobina híbrida posee un circuito visiblemente más pequeño y por consecuencia un área de montaje también menor [12].

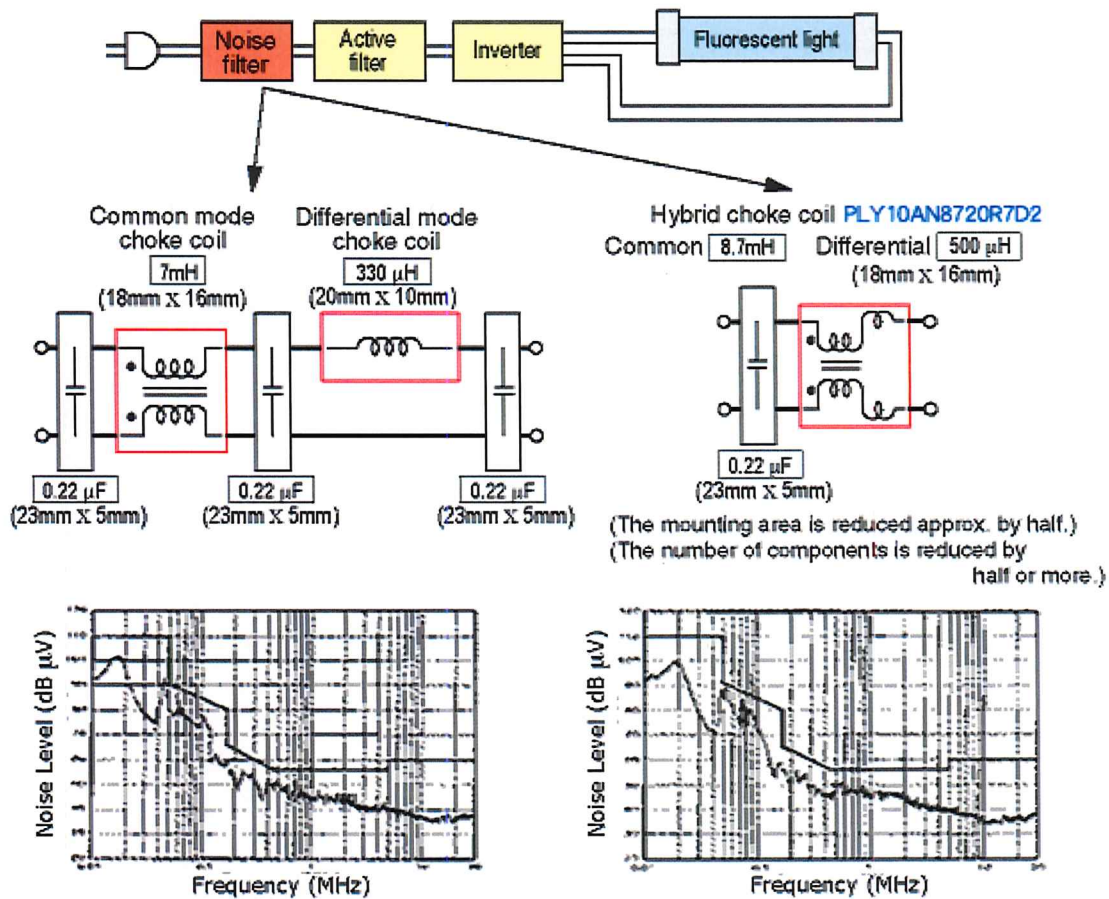


Figura 54— Ejemplo de la utilización de bobinas híbridas serie PLY10 de Murata [12].

### **3.5.5).- Funciones de los filtros de ruido.-**

La figura 55 muestra ejemplos de las funciones de filtros de ruido respectivos utilizados en una fuente de potencia conmutada. Para confirmar estas funciones, los cambios en las terminales de los caminos principales del voltaje de interferencia son divididos en componentes de ruido de modo diferencial y de modo común. La figura 55(a) muestra datos obtenidos cuando no se utiliza un filtro de ruido. Esta figura revela que ambas componentes de ruido en modo diferencial y en modo común están altas. La figura 55 (b) muestra datos obtenidos cuando se utiliza un capacitor tipo X. Esta figura revela que la componente de ruido en modo diferencial es disminuida. La figura 55(c) muestra datos obtenidos cuando ambos capacitores tipo X y tipo Y son utilizados. Esta figura revela que ambas componentes de ruido en modo diferencial y modo común son disminuidas. La figura 55(d) muestra datos obtenidos cuando capacitores tipo X, tipo Y, y bobinas de modo común son utilizados en conjunto. Esta figura revela que la componente de ruido en modo diferencial es disminuida aún más, así como la de modo común. Esto es debido a que la actual bobina de modo común contiene una cierta cantidad de inductancia en modo diferencial [12].

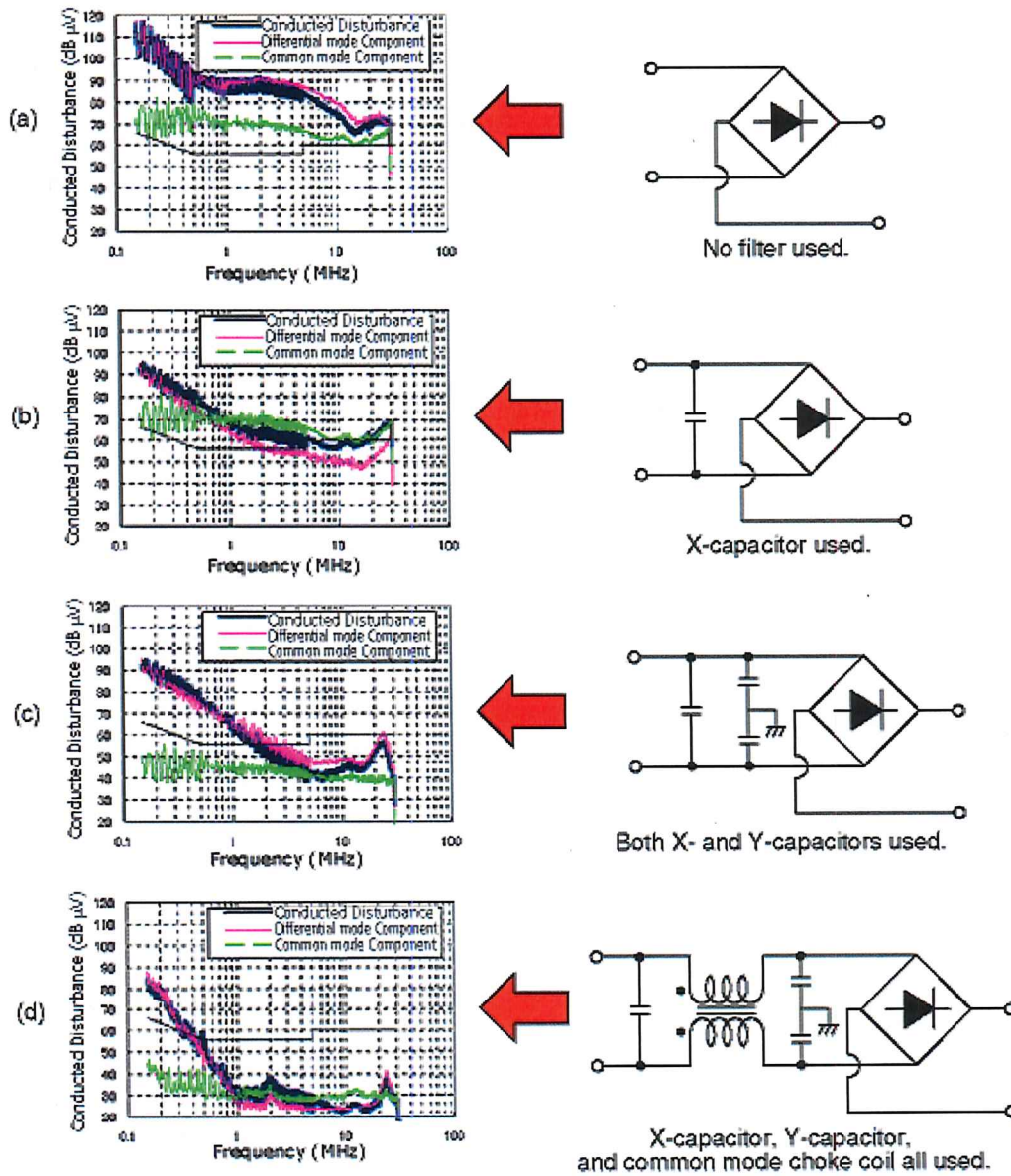
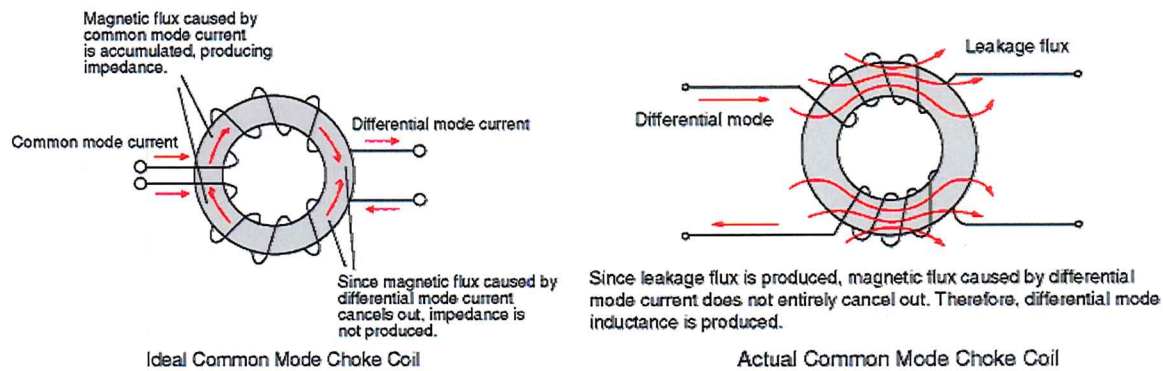


Figura 55– Ejemplos de confirmación de las funciones de filtros de ruido [12].

### 3.5.6).- Razones del porque las bobinas de modo-común contienen inductancia en modo diferencial.-

Con una bobina en modo común ideal, el flujo magnético causado por las corrientes en modo común es acumulado dentro de la ferrita. Por lo tanto, la bobina en modo común funciona como un inductor en contra de las corrientes en modo común. Por otra parte, el flujo magnético causado por las corrientes en modo diferencial es cancelado. Por lo que, una bobina en modo común no afecta a las corrientes en modo diferencial. Sin embargo, puesto que una bobina común produce una fuga de flujo, el flujo magnético causado por las corrientes en modo diferencial no se cancela enteramente. En otras palabras, una bobina en modo común contiene inductancia en modo diferencial así como también inductancia en modo común. Lo anterior puede ser observado en la figura 56 [12].



**Figura 56– Bobina ideal y actual en modo [12].**

### 3.6).- Ferritas

Mientras que muchos circuitos electrónicos encontrados en computadoras y en productos electrónicos pueden ser diseñados para funcionar en una sola frecuencia fundamental, pueden generar energía significativa, y por lo tanto potencialmente EMI, en hasta diez veces su frecuencia de operación básica (armónicos). Por ejemplo, un ordenador personal con un procesador que funciona a 100 MHz podría producir EMI medible hasta 1000MHz y más allá. Cuando son utilizadas estratégicamente, las ferritas pueden suprimir y disipar esas componentes del "ruido" de frecuencias más altas mientras que las señales y las operaciones previstas del circuito no son perturbadas.

Las ferritas de supresión de EMI se utilizan a menudo como elementos de circuito de dos terminales. Incluso en esta configuración simple, los ingenieros de diseño y EMI dan la pauta cuando son cuestionados a explicar exactamente qué hacen las ferritas en tan imprescindible eliminación del ruido. En términos concisos, las ferritas supresoras de EMI proveen ancho de banda, baja corriente de operación  $Q$  y series de alta frecuencia con impedancia de ambos elementos reactivos (Inductivos) y de pérdida (Resistivos).

Para la supresión de la EMI por arriba de los 30MHz, las ferritas de alta frecuencia y baja permeabilidad pueden proporcionar impedancias de pérdida sobre un ancho de banda mayor a los 6GHz. Debido a este comportamiento de pérdida en el ancho de banda, muchos ingenieros prefieren considerar las ferritas como resistores dependientes de frecuencia. Mientras que esta visión es esencialmente correcta en altas frecuencias, la reactancia inductiva de las ferritas para EMI puede proporcionar una atenuación adicional en frecuencias más bajas. Finalmente, los diseñadores no deben descuidar los efectos de la inductancia diferencial de una ferrita en señales específicas

cuando son utilizadas en propósitos de banda ancha de alta velocidad, tales como vídeo o trazado de circuitarias de redes [7]. La figura 57 muestra diferentes tipos de ferritas.



**Ferritas variadas**



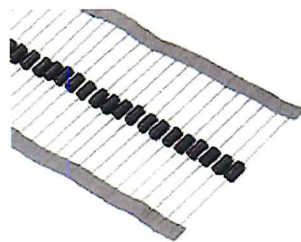
**Ferrita adherible**



**Núcleo de Ferrita Par**



**Ferrita Tubular y Toroidal**



**Ferrita Terminal Axial  
(Ferrite Beads FB)**



**Ferrita Multicapas  
(Chip Beads)**



**Ferritas de montaje  
Superficial  
(SMT Ferrite Beads)**



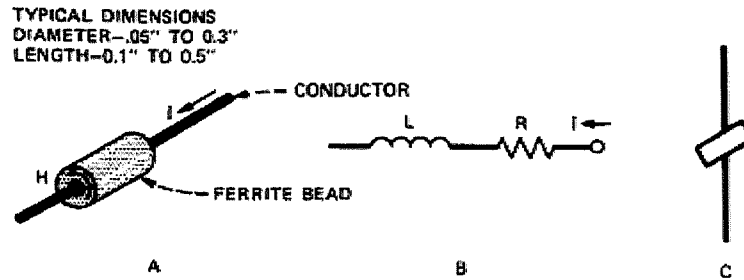
**"DB" Conector de  
Datos**



**Núcleo de Ferrita para Cables  
planos  
(Flat Cables)**

**Figura 57– Diferentes tipos de ferritas [7].**

Ferrita es un término genérico para una clase de cerámicas no-conductivas consistentes de combinaciones de óxidos de hierro, cobalto, níquel, zinc, magnesio, y algunas otras tierras raras. La variedad de ferritas es rara debido a que cada fabricante ha desarrollado su propia composición oxidada. Las ferritas tienen una ventaja principal sobre los materiales ferromagnéticos: alta resistividad eléctrica, lo cual resulta en bajas pérdidas en corrientes de remolino en el rango de frecuencia de gigahertz “GHz”. En materiales ferromagnéticos las pérdidas de corrientes de remolino se incrementan con lo cuadrado de la frecuencia. Por lo que en muchos de los casos, las ferritas son el material de elección para aplicaciones de alta frecuencia. Las ferritas de collar proveen una manera barata de agregar pérdida en alta frecuencia en un circuito sin introducir pérdidas de energía en DC o en baja frecuencia. Son pequeñas y pueden ser instaladas fácilmente con solo deslizarlas sobre las terminales de un componente o un conductor. Las ferritas son más efectivas en proveer atenuación de señales indeseadas por arriba de 1MHz. Cuando estas son utilizadas correctamente, pueden proveer desacoplamiento en alta frecuencia, supresión de altas frecuencias parásitas y blindaje. La figura 58-A muestra una pequeña ferrita cilíndrica instalada sobre un conductor, y la figura 58-B muestra el circuito equivalente en alta frecuencia (un inductor en serie con un resistor). Los valores de ambos inductor y resistor son dependientes de la frecuencia. La resistencia es debida a la pérdida de histéresis en alta frecuencia en el material de la ferrita. La figura 58-C muestra el símbolo esquemático utilizado para las ferritas [3].

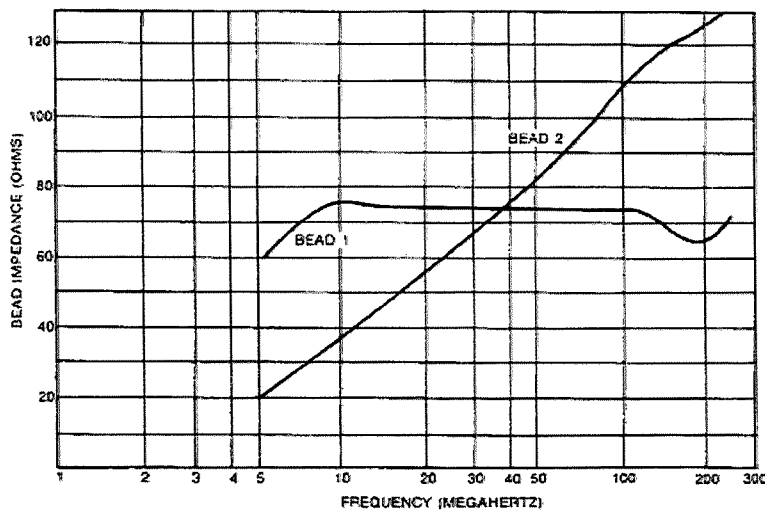


**Figura 58— (A) Ferrita sobre un conductor; (B) Circuito equivalente en alta frecuencia; (C) Símbolo esquemático típico [3].**

La mayoría de los fabricantes de ferritas caracterizan sus componentes al especificar la magnitud de la impedancia contra la frecuencia. La magnitud de la impedancia esta dada por:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \quad [\text{ecuación 10}],$$

donde “R” es la resistencia equivalente de la ferrita y “L” es la inductancia equivalente. La figura 59 muestra datos de dos ferritas. La ferrita número 1 es primariamente resistiva en el rango de frecuencia de 10 a 100 MHz, mientras que la ferrita número 2 es principalmente inductiva para el mismo rango [3].

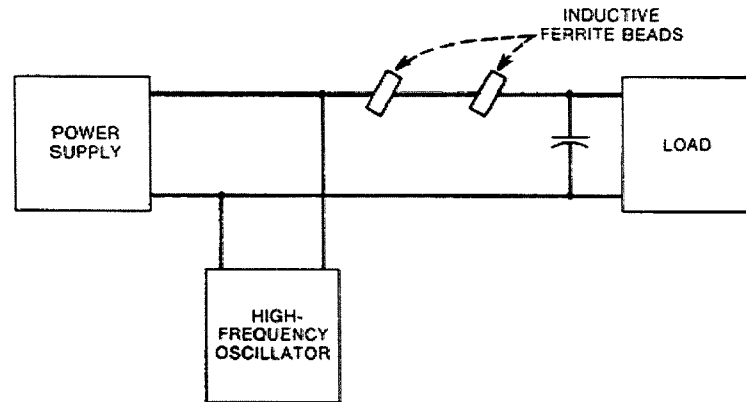


**Figura 59— Datos de Frecuencia-Impedancia para una ferrita primariamente resistiva (ferrita 1) y primariamente inductiva (ferrita 2) [3].**

Las ferritas son especialmente efectivas cuando son utilizadas para suprimir oscilaciones en alta frecuencia generadas por transientes de switcheos o resonancias parásitas dentro de un circuito. También son útiles en la prevención de que el ruido de alta frecuencia sea conducido fuera de o dentro un circuito. La atenuación provista por una ferrita depende de la carga y la impedancia de la fuente del circuito que la contiene. Para ser efectiva, la ferrita debe agregar una cantidad significativa de impedancia al circuito a la frecuencia de interés. Para aplicaciones donde la impedancia de carga es alta, la efectividad de la ferrita puede ser incrementada al bajar la impedancia de carga mediante la adición de un capacitor de paso de baja inductancia.

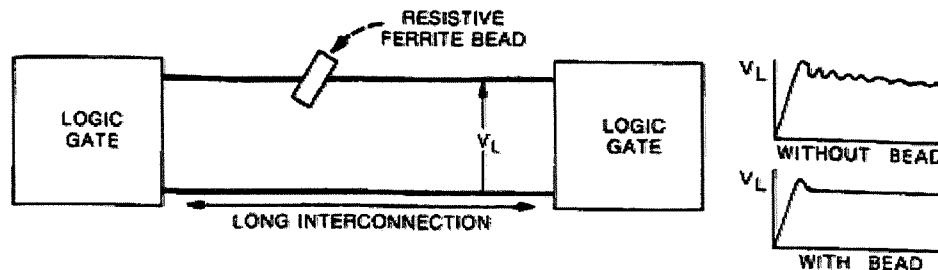
Puesto la impedancia de una sola ferrita está limitada a aproximadamente  $100\Omega$ , estas son más efectivas en circuitos de baja impedancia tal como en fuentes de alimentación, amplificadores de potencia clase "C", circuitos resonantes y circuitos switcheadores. Si una sola ferrita no provee la suficiente atenuación, múltiples vueltas pueden ser colocadas en una misma ferrita, o pueden utilizarse múltiples ferritas. Para el caso donde se utilizan múltiples vueltas, estas incrementan la capacitancia parásita a través de la ferrita y en altas frecuencias pueden disminuir la efectividad de la misma.

Las figuras 60 hasta la figura 62 muestran algunas aplicaciones típicas de ferritas. En la figura 60 la característica inductiva de la ferrita es utilizada para formar un filtro L-C para mantener las señales del oscilador de alta frecuencia fuera de la carga. Una ferrita con características resistivas pudo también haber sido utilizada para formar un filtro de alta frecuencia R-C sin reducir el voltaje de DC a la carga [3].



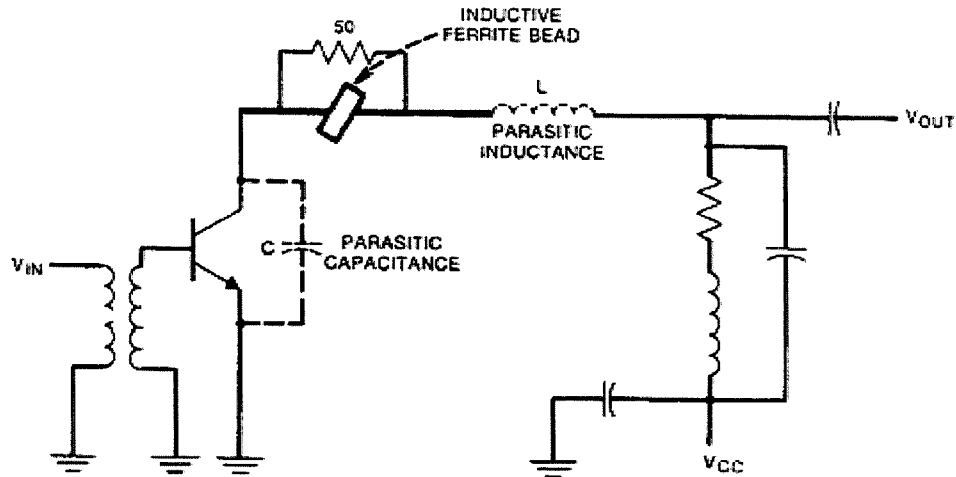
**Figura 60– Ferrita utilizada para formar un filtro L-C para mantener las altas frecuencias fuera de la carga [3].**

En la figura 61 una ferrita resistiva es utilizada para reducir el ruido generado por una larga interconexión entre dos rápidas compuertas lógicas.



**Figura 61– Ferrita resistiva utilizada para reducir el ruido a lo largo de la línea entre compuertas lógicas [3].**

La figura 62 muestra un amplificador de potencia clase “C” el cual tiene una señal de salida indeseada en un armónico de alta frecuencia debido al circuito de resonancia parásita del capacitor C y el inductor L. En este caso, la inductancia de la ferrita es utilizada para forzar a la corriente del armónico que fluya hacia el resistor de  $50\Omega$  y sea disipada como calor. A la frecuencia de operación deseada la impedancia de la ferrita es baja y provee una desviación alrededor del resistor [3].



**Figura 62– Ferrita y resistor utilizados para remover oscilaciones parásitas en la etapa de salida en un amplificador de potencia clase C [3].**

Cuando se utilizan ferritas en circuitos con corrientes de DC, se deben tomar con cuidado para garantizar que la corriente no cause la saturación del material de la ferrita. Puesto las ferritas son inductivas, no deberán de ser utilizadas de manera indiscriminada. En algunos lugares ellas pueden no ayudar sino afectar, ellas pueden por si mismas producir resonancias indeseadas en el circuito cuando son mal aplicadas. Sin embargo, cuando son aplicadas debidamente pueden ser muy sencillas, efectivas, y muy baratas al reducir el ruido y oscilaciones parasitas [3].

### 3. 7).-Blindaje:

El blindar se utiliza para atenuar las frecuencias indeseadas que viajan a través del aire, o a través de cualquier medio en el que el producto este inmerso (vacío, aceite, etc.), los blindajes son caracterizados por la atenuación contra curvas de frecuencia. La figura 63 muestra el espectro electromagnético radiado hasta los 2.5GHz, y algunas de sus aplicaciones comunes. El espectro superior a los 2.5GHz se está desarrollando muy rápidamente, esto a consecuencia del rápido desarrollo de semiconductores de bajo costo que pueden operar a tales frecuencias [10].

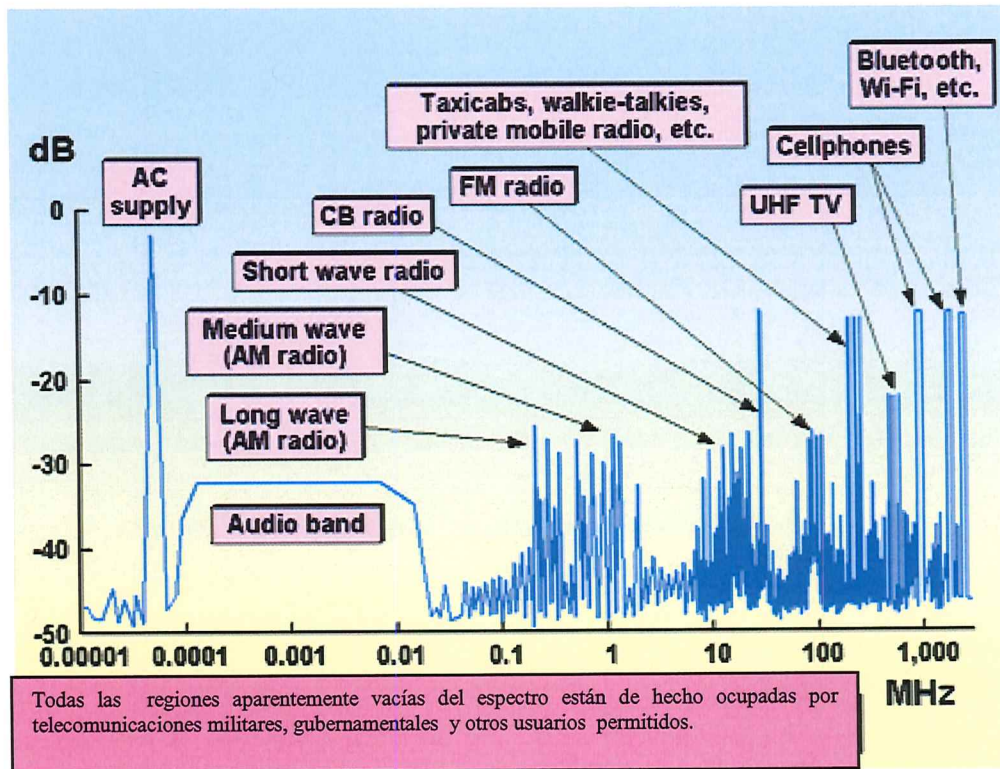
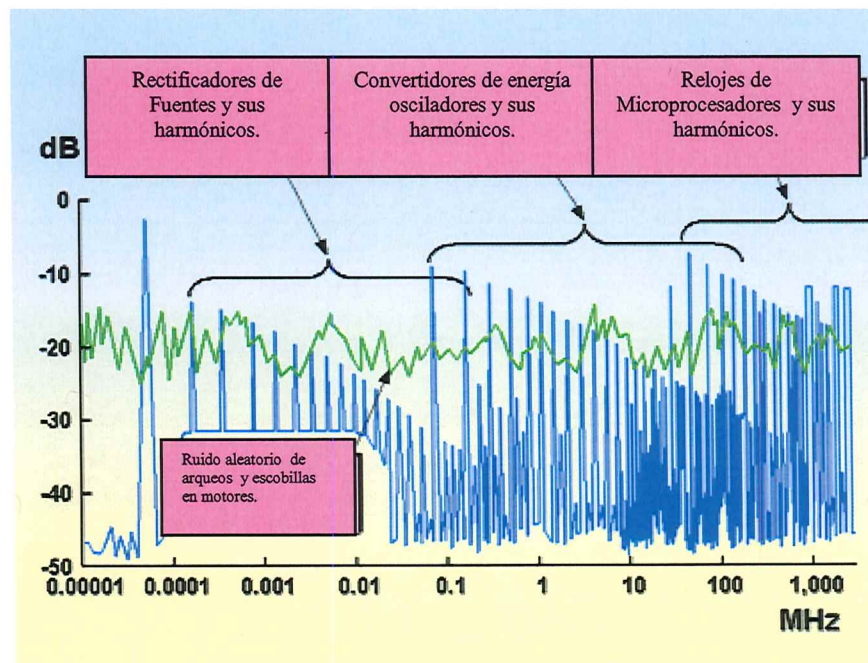


Figura 63– Espectro electromagnético radiado y sus usos (10Hz-2.5GHz) [10].

La figura 64 muestra el espectro electromagnético típico de ruidos radiados por algunos dispositivos electrónicos comunes, y un ejemplo del ruido radiado causado por los contactos de las escobillas en los motores eléctricos. Es claro pues que para ser capaces de utilizar el espectro radiado para difusión, comunicaciones, etc., debemos protegerlo de ruido eléctrico y electrónico.

Por estas razones, el blindaje es una técnica que ha sido utilizada por muchos años. Sin embargo, el diseño inadecuado del blindaje puede hacer que las emisiones o la inmunidad de un producto empeore con respecto a como estaban originalmente (sin el blindaje). No se puede, en general, seleccionar simplemente una caja blindada del catálogo de un vendedor y contar con que no será requerido de más trabajo por lo que se deben de evaluar detalladamente todos los aspectos concernientes tipo de dispositivo o circuito que se quiere blindar, así como el tipo, forma y material del blindaje que se utilizará [10].



**Figura 64– Espectro electromagnético radiado de ruidos producido por dispositivos eléctricos/electrónicos. (10Hz-2.5GHz) [10].**

### 3.7.1).-Blindaje con placas metálicas.-

Para ser eficaz, la superficie de metal necesita tener dimensiones mucho más grandes que los componentes o los conductores, y el espaciamiento de la superficie del metal necesita ser menos de un décimo de la longitud de onda ( $\lambda/10$ ) de la frecuencia más alta para que el blindaje sea efectivo. Entre más cercanos son estos blindajes a los PCB's son mejores. Cuando los espaciamientos son menos de  $\lambda/6$ , la efectividad del blindaje "SE" (por sus siglas en inglés Shielding Effectiveness) puede convertirse en negativa (es decir proporcionar ganancia), posiblemente empeorando las emisiones o la inmunidad. La unión eléctrica entre la superficie del metal y los componentes o los conductores ayuda a controlar y regresar las corrientes de modo-común, también ayuda a mejorar la efectividad del blindaje "SE". Para que esta sea eficaz, las uniones eléctricas deben tener una impedancia muy baja ( $<1\Omega$ ) a la frecuencia más alta a la cual la mejora es requerida. Nótese que la impedancia no significa resistencia y en radiofrecuencia es usualmente la reactancia inductiva ( $2\pi fL$ ) la cual es la más significativa, en donde  $<1\Omega$  por ejemplo a 300MHz, implica una inductancia de cerca de 530pH. Usualmente un alambre delgado tiene una inductancia de cerca de 1 nH por milímetro de longitud. Esta técnica puede proporcionar la suficiente SE, para eliminar la necesidad de un blindado completo en nuestro circuito, o para reducir por lo menos sus especificaciones y por lo tanto su costo.

La mayoría de los blindajes necesitarán ser volumétricos (rodeando el producto que se blindará en las tres dimensiones) tal como una caja rectangular hecha de seis caras. Un Blindaje volumétrico completo se conoce a menudo como "jaula de Faraday".

La figura 65 demuestra la operación total de un blindaje. Dependiendo de su impedancia de onda, una proporción de la onda incidente se refleja en la primera discontinuidad de impedancia 'alta-baja' (la superficie del conductor), y el resto continúa hacia adentro del material como una onda

transmitida, siendo absorbida al ser convertida en calor por la resistencia del material. Cuando la onda transmitida golpea la discontinuidad de la impedancia ' bajo-alta ', en la otra superficie del conductor, una proporción es de nuevo reflejada y permanece otra vez dentro del conductor, mientras que el resto sale al otro lado del blindaje como onda atenuada incidente. Las ondas transmitidas rebotan de lado a lado dentro del material blindado, cada vez dando lugar a una onda en el exterior del blindaje, y gradualmente siendo absorbidas. Para la mayoría de los metales mas anchos de 0.25mm se puede usualmente ignorar las reflexiones después de que se dio lugar la primera reflexión. Pero al tratar con metales muy finos, por ejemplo al blindar monitores de PC's, las ondas re-reflejadas pueden tener un efecto de empeoramiento significativo en la SE total alcanzada [10].

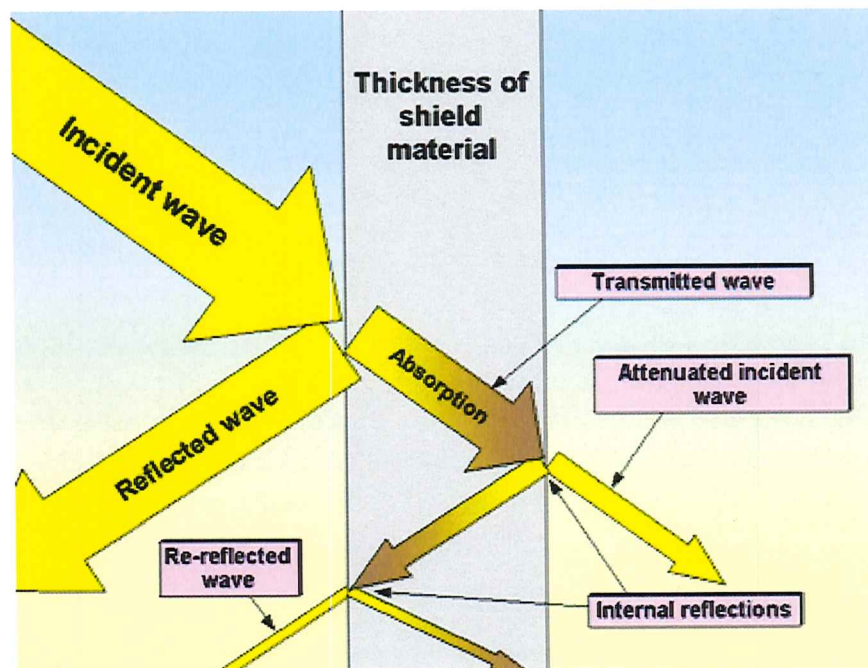


Figura 65– Reflexiones y absorciones por un blindaje [10].

A grosores de 0.75mm o mayores, y a frecuencias por arriba de los 200kHz, la mayoría de los metales normales proporcionan una buena SE, y una excelente SE para las frecuencias por arriba a los 10MHz. Los problemas con cajas de blindaje a tales frecuencias son causados sobre todo por las aberturas y las penetraciones de los cables [10].

### **3.7.2).-Efecto de piel y absorción en blindajes-**

Cuando una onda radiada incide sobre un material conductor, este genera corrientes superficiales en el material. Mientras que la onda transmitida penetra el blindaje da lugar a corrientes dentro del material del mismo, y éstas se pueden considerar como parte de las corrientes superficiales. La conductividad finita (resistencia diferente a cero) del material hace que estas corrientes superficiales pierdan energía como calor, gobernando el índice de la absorción de la onda transmitida. Esto se llama el “efecto de piel” y su funcionamiento (índice de la absorción) depende de la frecuencia, y de la conductividad y permeabilidad del material del blindaje. Una profundidad de piel ( $\delta$ ), es la profundidad en el material del blindaje en la cual el efecto de piel causado por las corrientes debidas al campo magnético “H” son reducidas por aproximadamente 9dB. Un material que con tan solo de tres profundidades de piel de densidad proporciona alrededor de 27dB de absorción a la efectividad del blindaje total “SE” (debido a las primeras y segundas reflexiones).

La figura 66 proporciona la ecuación para  $\delta$ , y una guía gráfica que muestra el cobre, el aluminio y un grado típico del acero suave. Para el cobre,  $\delta$  es  $66/\sqrt{f}$ , y  $f$  en MHz nos da  $\delta$  en milímetros [10].

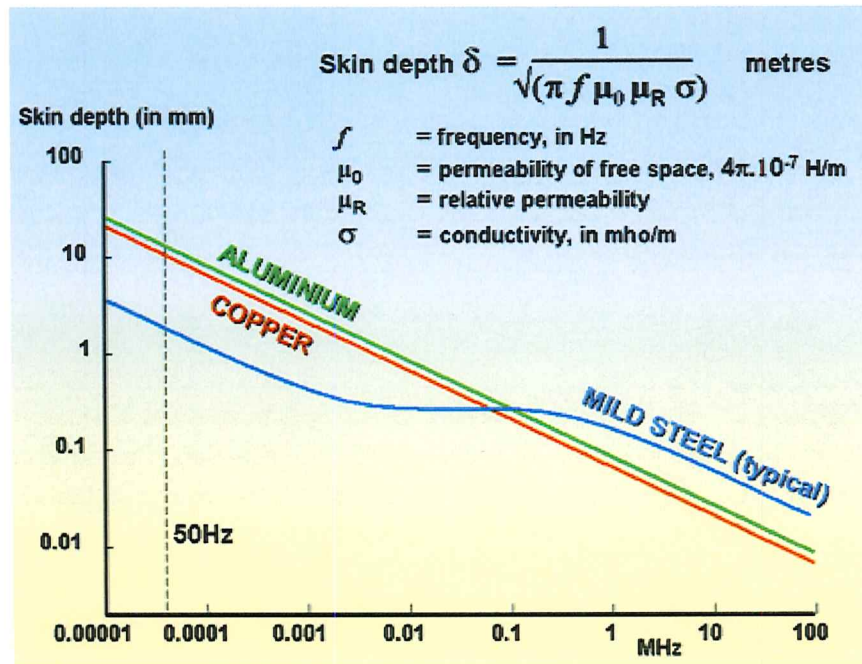


Figura 66– Gráfica y fórmula de profundidad de piel “ $\delta$ ” en el blindaje [10].

El aluminio, el cobre, la plata, el oro, etc. tienen alta conductividad y una permeabilidad relativa de 1 (igual que el aire), y en construcciones normales grosores de 0.75-3mm son buenos en blindar cualesquier clase de campos (eléctrico “E”, magnético “H” o electromagnético “EM”) por arriba de 200kHz, puesto que alcanzan varias profundidades-piel de absorción. El acero suave es un material ferromagnético con una permeabilidad relativa de cerca de 300 en las frecuencias bajas, llegando a 1 en las frecuencias sobre 1MHz, dándole una perceptiblemente menor  $\delta$  a las frecuencias debajo de 10kHz, donde está a menudo la mejor opción para el blindaje. El níquel es otro metal ferromagnético de uso general, y tal como el acero suave y el resto de los metales ferromagnéticos pierde su ferromagnetismo por arriba de cierta frecuencia. El acero suave, el níquel, y la mayoría de todos los metales ferromagnéticos tienen conductividad más baja que los buenos conductores como el cobre o el aluminio, lo que significa que poseen una menor reflexión. El acero suave o el níquel que se recubren fuertemente con estaño pueden ser buenos materiales para una amplia gama de frecuencias, con el acero o el níquel que proporciona la buena absorción

en las frecuencias bajas, y el recubrimiento de estaño que proporciona una buena reflexión. Los diferentes grados de acero (especialmente inoxidable) tienen diversas conductividades y permeabilidades que el acero suave, y pudieran ser substancialmente más gruesos para la misma SE [10].

### **3.7.3).- Fugas en aberturas y su efecto en la Efectividad del blindaje -**

Es fácil conseguir efectividad en el blindaje “SE” de más de 100dB de incluso metales absolutamente finos en las frecuencias arriba de 10MHz, pero la SE de todos los blindajes es comprometida seriamente por los campos que se escapan incluso de las aberturas más pequeñas (ranuras) en las costuras, las uniones, las puertas, las cubiertas, etc., y también por penetraciones de los cables. Una caja blindada que alcanza 100dB es absolutamente costosa, y generalmente la clase de objetos usados por militares y otras organizaciones no comerciales.

El control de aberturas y de penetraciones del cable es la llave para alcanzar una buena figura de SE, mucho más importantes en las frecuencias arriba de los 100kHz que el tipo o el grosor del metal que un blindaje está hecho. Las fugas en las aberturas de un blindaje no se dan como en una tubería de gas o agua bajo presión, sino que como se mencionó anteriormente, cuando un campo incide sobre un blindaje de metal, las corrientes fluyen en su superficie (véase la figura 65). Cuando éstas corrientes de superficie encuentran una abertura, ellas deben desviarse de su trayectoria principal para fluir alrededor de ella. El desviar una corriente crea una inductancia y los campos magnéticos “H” asociados a estas corrientes quedan en exactamente la orientación directa para pasar de frente a través de la abertura, que significa el paso directo a través del material del blindaje, haciendo que la efectividad del blindaje sea reducida. Mientras que las corrientes superficiales fluyen en la inductancia creada por su desviación alrededor de la abertura, las diferencias del voltaje se generan naturalmente a través de esta inductancia, apareciendo a través de

la abertura. Estas diferencias del voltaje generan los nuevos campos eléctricos “E” que también reducen la efectividad del blindaje. Las resonancias pueden ocurrir y amplifican en gran medida las fugas a través de las aberturas en ciertas frecuencias. Cuando estas frecuencias resonantes coinciden con una frecuencia interna, tal como un armónico del reloj, es más probable fallar las pruebas de emisiones y de inmunidad a esas frecuencias. Los circuitos análogos de la banda base son generalmente sensibles al ruido sobre un muy ancho rango de frecuencias (por ejemplo los circuitos de audio cuya intención de trabajo es funcionar de los 20Hz-20kHz se encuentran generalmente susceptibles a los campos modulados de RF hasta los 500MHz por lo menos), así que las aberturas resonantes tienden a hacerlos más susceptible en esas frecuencias resonantes. Hay dos principales tipos de resonancia que afecta aberturas: las resonancias de las aberturas de ellas mismas; y resonancias de las cavidades internas del la caja. Cuando una abertura de dimensión es resonante, esta tiene una ganancia resonante (Q) que amplifica los campos “E” o “H” generados por la desviación de las corrientes de superficie en la abertura. Esta es efectivamente una perfectamente sintonizada “antena accidental”. La conductividad de la mayoría de los metales es tal que hay muy poca pérdida resistiva en una apertura resonante, por lo que su eficiencia “Q” puede ser muy alta, probablemente 40dB o incluso 60dB [10].

### 3.7.4).- El comportamiento resonante/antena de una simple abertura en el campo lejano -

Todas las aberturas en cajas blindadas se comportan como “antenas accidentales en las ranuras” accidentalmente radiando/transmitiendo energía electromagnética a través del blindaje y consecuentemente empeorando el desempeño de las emisiones y la inmunidad de un producto. La resonancia más baja de una abertura es la frecuencia a la cual su dimensión más larga “g” (su máximo de tamaño más grande, ya sea su diámetro o su diagonal mas larga) equivale a la mitad de la longitud de onda ( $\lambda/2$ ). Debajo de esta primera resonancia, se asume que la eficacia de la antena será reducida en 20dB por década, por lo que para  $g < \lambda/2$ , generalmente se asume que la efectividad del blindaje “SE” de una abertura es  $20\log_{10}(\lambda/2g)$  dB. Esta asunción es utilizada para dibujar las figuras 67 y 68, y predice la SE lo suficientemente bien para ser útil en las situaciones más prácticas. La figura 67 utiliza el trazado del uso del espectro más el ruido de la figura 64, pero además traza la efectividad de la antena accidental causada por las aberturas del blindaje.

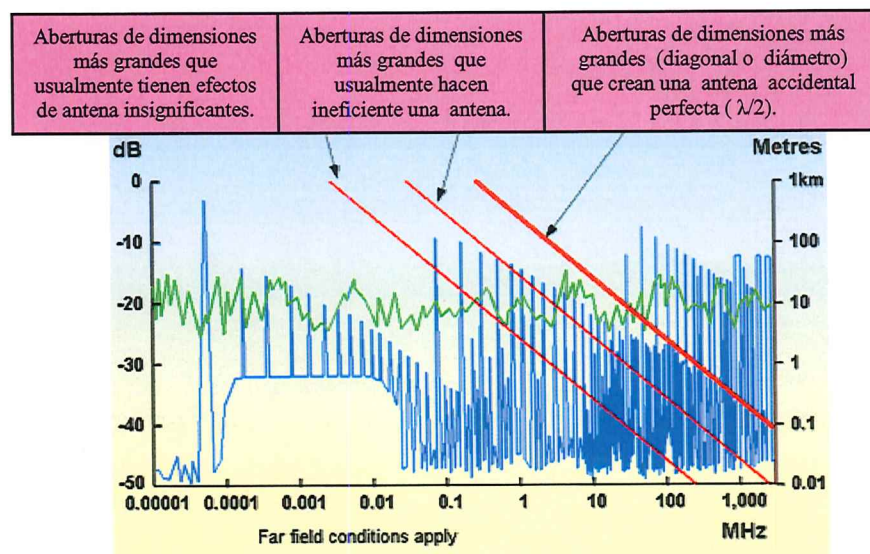


Figura 67.- Los efectos de la antena accidental en las aberturas en el blindaje [10].

La figura 67 es útil para darse una idea del problema de las fugas en aberturas, pero la figura 68 es más útil y práctica para el diseño de los blindajes para campos-lejanos. Muestra, por ejemplo, que para una caja de blindaje con una sola abertura, alcanzando una SE de 40dB en el 1GHz significa que la dimensión más grande de la abertura debe ser no más grande que 1.5mm. Note que la figura 67 solamente es aplicable para una sola abertura, mientras que la mayoría de los productos tienen varias aberturas, reduciendo la SE aún más [10].

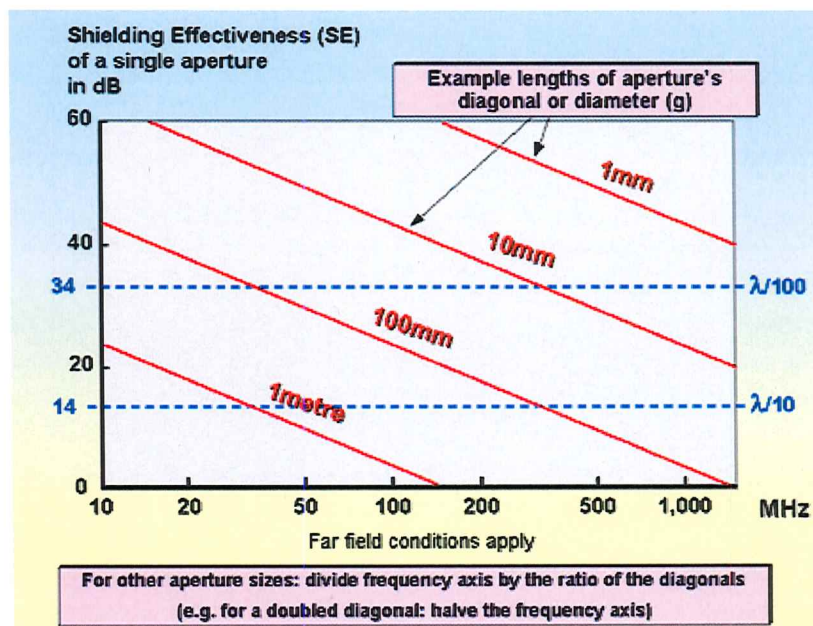


Figura 68- Guía para la SE de una simple abertura en el campo-lejano [10].

La regla de  $\lambda/100$  que es utilizada comúnmente por Ingenieros de EMC solo nos da una SE de 34dB, y solamente para una abertura. Además que se muestra otra regla más sencilla  $\lambda/10$  la cual nos asegura solamente que la SE será una figura positiva para frecuencias con longitud de onda no mas cortas que el valor de  $\lambda$  que fue utilizada.

### 3.7.5).- Múltiple aberturas en el campo lejano –

Las fugas a través de aberturas espaciadas entre ellas  $\lambda/6$ , se suman mas o menos en fase para reducir la SE de sus cajas blindadas. Usualmente se asume que las N aberturas con características idénticas reducirán la SE de su envoltura por  $20\log_{10}(N)$  dB, causando que la SE caiga otros 6dB por cada vez que se dobla el número de aberturas idénticas, por ejemplo -6dB para 2 aberturas, -12dB para 4, -18 para 8, etc. Cuando las aberturas se encuentran espaciadas a más de  $\lambda/6$ , desde algunos de sus ángulos las fugas pueden ser canceladas por fase, causando una “reducción” en las emisiones. Consecuentemente, en ciertos ángulos que dependan de la frecuencia y de las localizaciones de las aberturas en el blindaje, la efectividad del mismo será mejor que la que se hubiese alcanzado si todas las aberturas estuvieran dentro de  $\lambda/6$  de distancia entre si. Así pues, haciendo un balance, en donde se requieren aberturas múltiples, es deseable separar dichas aberturas entre si tanto como sea posible para que la SE no sea comprometida. Es muy utilizado en el campo y una buena práctica de blindado el uso de múltiples pequeñas aberturas en lugar de grandes aberturas de ventilación. Un problema importante en el diseño de cajas de blindaje es el hecho de las ecuaciones simples son prácticamente inútiles para su uso en general. Puesto que para que una ecuación de Blindaje sea sencilla, esta tuvo que ser derivada de las ecuaciones de Maxwell a raíz de enormes asunciones simplificadoras, por lo que sería solo apropiada para un número muy limitado de situaciones físicas en donde estas asunciones apliquen. Por lo que la mejor manera de predecir la SE realísticamente con una certeza aproximadamente de +/- 10dB es mediante el uso de simulaciones computacionales [10].

### 3.7.6).- Fugas a través de aberturas en el campo cercano –

En las secciones anteriores se asumió que la fuente estaba tan alejada que la radiación electromagnética era una onda plana, por ejemplo: el blindaje estaba en el campo-lejano de la fuente de radiación, la situación usual cuando se trata de proteger los circuitos electrónicos de fuentes externas de RF (para mejorar inmunidad). Pero cuando se usan blindajes para reducir las emisiones de un producto, este se encuentra usualmente en el campo-cercano de la fuente, y las asunciones de la onda plana pueden ser equivocadas, especialmente en las bajas frecuencias. Cuanto más cercana esté la fuente de RF a las aberturas, pero será la efectividad del blindaje o “SE”. Cantidades significantes de fugas pueden ocurrir, especialmente a bajas frecuencias, incluso con arreglos de muy pequeñas aberturas. La figura 69 nos muestra los campos eléctricos “E” y magnéticos “H” cercanos a una abertura, indicando que están asociados con regiones en la reducción de la SE, donde sería poco aconsejable colocar componentes sensitivos o ruidosos así como conductores.

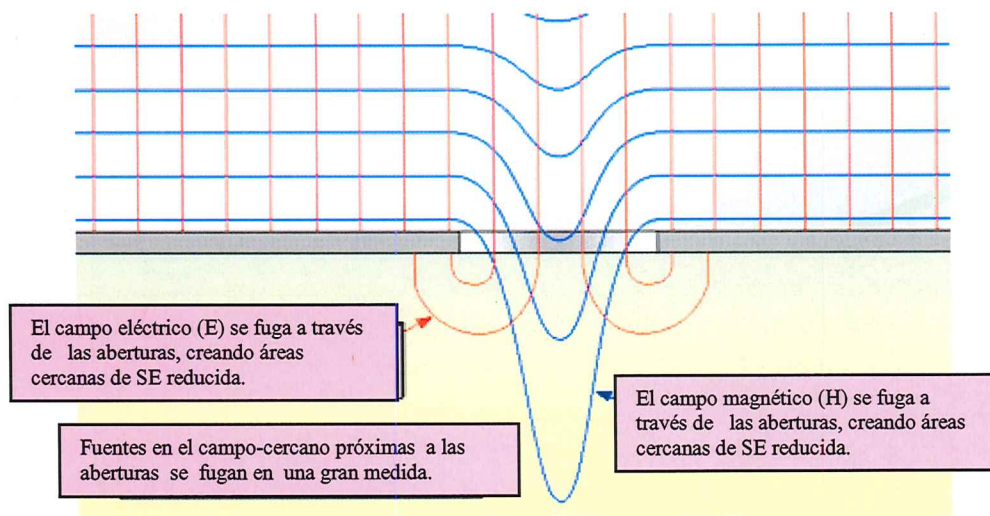
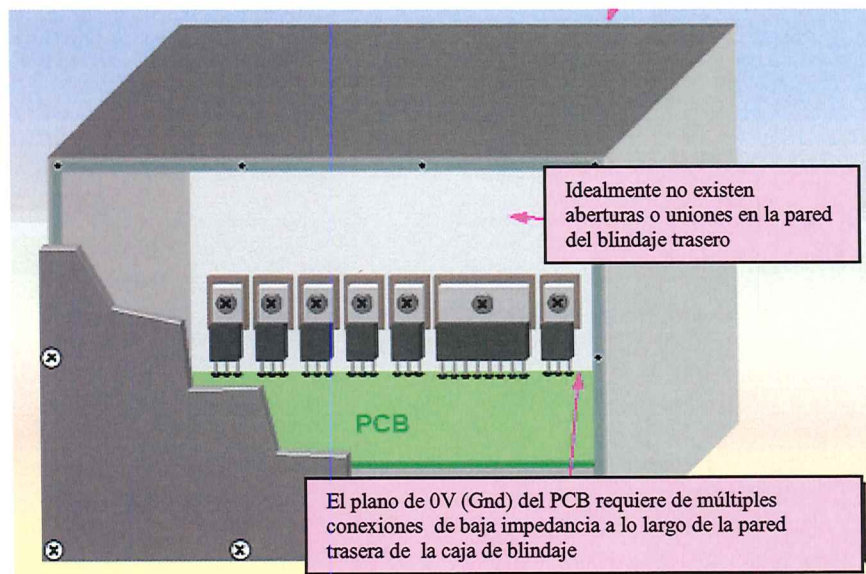


Figura 69.- La efectividad del blindaje en relación de la distancia de la fuente vs abertura [10].

### 3.7.7).- Combinando disipadores con cajas de blindaje –

La figura 70 muestra una forma en la cual el blindaje y la disipación pueden ser combinados, en este caso para dispositivos de potencia. Los dispositivos utilizan la pared trasera de la caja blindada como su disipador, y un disipador extra pudiera ser agregado al otro extremo de la pared (con una adecuada almohadilla termal o grasa para ayudar en la conducción de calor en la pared).



**Figura 70.- Disipador y Caja de blindaje combinada [10].**

La capacitancia perdida de los dispositivos inyectan altos niveles de corrientes de RF en la pared del blindaje, lo cual es bueno para EMC (y reduce el Crosstalk interno) pues debe ser regresada a los circuitos en el PCB con la menor área de lazo posible. Esto se obtiene mediante la conexión del plano de 0V (Gnd) del PCB a la pared trasera. Para los casos en los cuales el plano de 0V no es el óptimo para el regreso de las corrientes, la unión de la corriente de lazo de la pared trasera con el PCB debe de ser de una manera similar, a través de una serie de capacitores colocados a lo largo del borde del PCB [10].

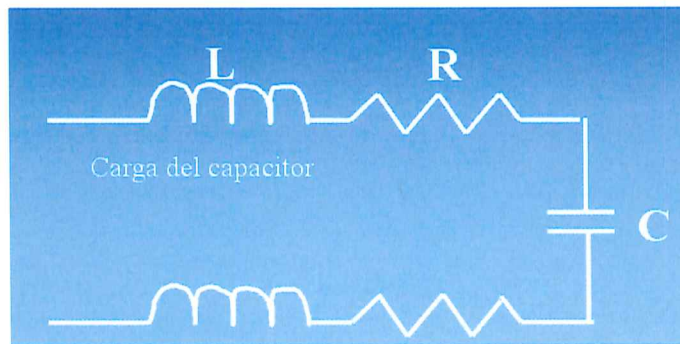
### 3.7.8).- Blindaje en cables –

Por definición: El Blindaje Ideal no tiene flujo de corriente a través de él, y está “aterrizado” o referenciado, a un solo punto. En el caso de los cables blindados, el blindaje es típicamente referenciado o aterrizado en ambas terminales. En el caso de cables coaxiales el blindaje actúa como ambos: el blindaje y la trayectoria de retorno de corriente para la señal transportada en el conductor central. Sin embargo, con el blindaje en el par diferencial balanceado (algunas veces llamado “Par Trenzado”) el blindaje es solo eso, un blindaje. Frecuentemente este blindaje puede ser aterrizado en cualquiera de las dos terminales; sin embargo, en el caso de la supresión de la EMI, el aterrizado en ambas terminales es lo más apropiado. Aunque el coaxial y el par trenzado blindado son usados tanto como para audio y señales de más alta frecuencia, puede haber efectos diferenciados en como el blindaje es tratado. El caso mas difícil es el del video, en donde desde muy bajas hasta muy altas frecuencias están involucradas (~ 10 Hz a >4 MHz). El Audio que viaja sobre un cable coaxial es sujeto a un ruido de “Lazo de Tierra”, p.e.: distintos potenciales de tierra los cuales pueden causar que fluya una corriente de ruido en el blindaje (especialmente a 60 Hz), induciéndose ese ruido hacia el conductor central protegido. Mientras que la frecuencia de interés se incrementa y el cable coaxial se hace mas largo, el problema de lazo de tierra es disminuido, esto principalmente debido a que se incrementa la reactancia inductiva del blindaje coaxial (Incremento de Z). Cuando se requiere transportar señales a largas distancias y el ambiente es muy ruidoso, lo mejor es utilizar par trenzado blindado; la razón radica en el rechazo inherente del par diferencial al ruido en modo común (CMR). Un caso extremo pudiera encontrar la solución en un transformador de acoplamiento o incluso en aislamiento óptico [7].

### 3.8).-Capacitores de desacople

La finalidad del desacoplamiento de energía es la de mantener la impedancia de la fuente de alimentación de cada IC por debajo de  $1\Omega$  a través del rango total de frecuencias de interés (por lo menos de 150kHz a 2GHz en la mayoría de los casos para EMC). Algunos dispositivos pueden necesitar menos de  $0.1\Omega$  para su correcta operación sobre algunos rangos de frecuencia. Los cables y las pistas del PCB tienen demasiada inductancia para proporcionar estas bajas impedancias, por lo que requieren una capacitancia local de calidad apropiada y de una gran atención en el trazado del PCB para minimizar inductancias. Otra función es la de reducir el tamaño de los lazos de corriente en la distribución de energía y así reducir las emisiones provenientes de los mismos. Convenientemente, esto es logrado por las mismas técnicas utilizadas para bajar la impedancia de la fuente de alimentación.

Los capacitores de desacople proporcionan una fuente local de carga para IC's que requieren una cantidad significativa de corriente de la fuente en respuesta a la conmutación interna. Si los capacitores de desacople son seleccionados correctamente se crea una impedancia muy baja entre Vcc y tierra, y mientras más baja es esta impedancia será menor el ruido en la fuente de potencia del sistema. El diseño con capacitores de desacople desde una perspectiva de EMC es correcto cuando la carga momentánea entre el voltaje y el plano de tierra en las terminales del IC no se propaga a través de la placa o en el espacio libre. En altas frecuencias un capacitor se convierte en un circuito LCR tal como el circuito en serie LCR mostrado en la figura 71 [11].



**Figura 71-Circuito equivalente del capacitor a altas frecuencias [11].**

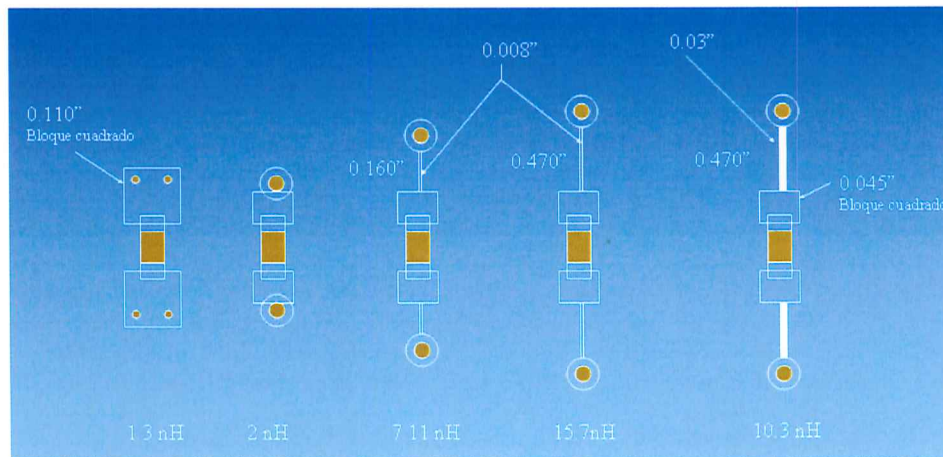
El desempeño del capacitor es afectado por la longitud de la carga a altas frecuencias, los circuitos LCR series de los capacitores se vuelven resonantes a algunas frecuencias altas. A estas frecuencias resonantes y a frecuencias más altas, el capacitor se convierte incesantemente inductivo y la señal de RF no podrá atravesarlo fácilmente. Por debajo de la frecuencia resonante del capacitor la señal de RF será puenteadada de un punto al otro.

En la tabla 10 se muestran las frecuencias auto resonantes de capacitores con una carga a 0.25 pulgadas de longitud, asumiendo una inductancia de 20nH [11].

Valor del Capacitor	Frecuencia Resonante(MHz)
1.0uF	2.5
0.1uF	5.0
0.01uF	15
0.001uF	50
500pF	70
100pF	150
50pF	230
10pF	500

**Tabla 10- Frecuencias auto resonantes en capacitores con una carga a 0.25 pulgadas de longitud [11].**

En la figura 72 se observan diferentes arreglos de capacitores en trazos y vías conductoras con sus correspondientes inductancias.



**Figura 72-Arreglos de capacitores y sus respectivas inductancias [11].**

El capacitor de desacople para altas frecuencias deberá de ser provisto para cada componente con tiempos de subida 'tr' más altos o iguales a los 5ns. Y los capacitores deberán de ser colocados cercanos al IC. Cuando se selecciona un capacitor para el desacople, se debe calcular la frecuencia de interés basado en la familia lógica utilizada. Después se debe seleccionar un capacitor que provea una fuente de potencia de DC y puenteo en RF. Aún cuando uno de los valores más utilizados del capacitor es de  $0.1\mu\text{F}$ , este no siempre es el mejor, y se debe calcular a  $C_{\text{min}}$  &  $C_{\text{max}}$  para escoger un capacitor que se adapte entre este rango tal y como se muestra con las ecuaciones 11 y 12 siguientes:

**Ecuación para el cálculo de la Cmin para capacitores de desacople.**

[ecuación 11]

$$C_{\min} = \frac{\Delta I}{\Delta V / \Delta t}$$

Donde:

$\Delta I$  = Transiente de la corriente.

$\Delta V$  = Cambio de voltaje en la fuente de potencia "rizo"

$\Delta t$  = tiempo de subida

**Ecuación para el cálculo de la Cmax para capacitores de desacople.**

[ecuación 12]

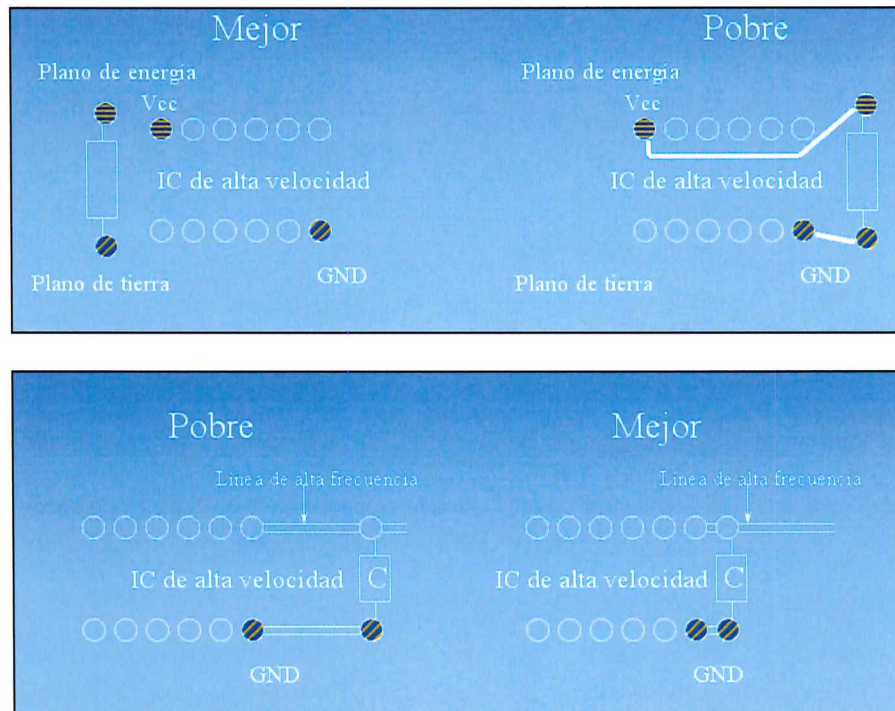
$$C_{mzx} = \frac{\left( \frac{1}{f 2\pi} \right)^2}{L}$$

Donde:

$f$  = frecuencia de interés.

$L$  = inductancia del trazo del capacitor 20mH por ¼ de pulgada.

El valor de capacitancia más alto que se deberá seleccionar es de 500pF, pero para un mejor desempeño es conveniente utilizar capacitores de 100pF o un valor menor. Y se deberá tomar las ecuaciones anteriores como una guía y siempre utilizar el sentido común para cada caso en particular. Se debe tomar en cuenta también que cualquier inductancia agregada a nuestro circuito decrementará la eficiencia del capacitor. La colocación de un capacitor de desacople es muy importante tal y como lo muestra la figura 73, por lo que se deberá mantener la longitud de la carga lo más corta posible y no se debe de olvidar también que el trazado al plano de tierra forma parte de la longitud de la carga [11].



**Figura 73- Ejemplos de la colocación de un capacitor de desacople [11].**

La selección del capacitor de desacople se da de una gama variada, en la tabla 11 están los diferentes tipos de capacitores más apropiados dependiendo de la frecuencia de interés.

Aluminio electrolítico	100kHz
Tantalum electrolítico	1MHz
Papel	5MHz
Mylar	10MHz
Polystyreno	500MHz
Mica	500MHz
Cerámico	1GHz

**Tabla 11-Selección del tipo de capacitor de desacople dependiendo de la frecuencia de interés [11].**

### **3.8.1).- Desacoplado en frecuencias <50MHz –**

Para frecuencias por debajo de los 50MHz los métodos tradicionales de desacoplado son efectivos, sin embargo, deben de tomarse en consideración los armónicos del reloj. Se deben de utilizar uno o dos capacitores de desacople (comúnmente de 0.1 ó 0.01 $\mu$ F) colocados cercanos a los pines de voltaje y tierra del IC. Se debe considerar también el área del lazo formado entre el capacitor de desacople y el IC, y colocar el capacitor con una mínima área de lazo [9].

### **3.8.2).- Desacoplado en frecuencias entre 50MHz y 500MHz–**

Por arriba de los 50MHz el desacoplamiento por capacitores discretos se convierte muy ineficiente. A estas frecuencias es necesaria una cierta forma de capacitancia de desacoplamiento distribuida. Esto puede ser logrado utilizando muchos capacitores de valor pequeño separados alrededor del IC, o tomando ventaja de la capacitancia distribuida de interplanos entre los planos de energía y los planos de la tierra. La clave de utilizar múltiples capacitores para el desacoplamiento de altas frecuencia es: (1).-Tener todos los capacitores del mismo valor, y (2).- sepáralos alrededor del IC “no colocarlos juntos”. La razón para que esto funcione es que cuando valores equivalentes de redes L-C son colocados en paralelo, la capacitancia total es igual a  $N \times C$  y a la inductancia total es  $L/N$  donde N es el número de los capacitores usados. En otras palabras, para redes paralelas L-C el valor de capacitancia es multiplicado por el número de las redes usadas y el valor de la inductancia es dividido por el número de las redes usadas. Ambos efectos trabajan a favor para la reducción de la EMI. Para un valor fijo de inductancia, la eficacia de una red de desacoplamiento para alta frecuencia es, por lo tanto, dependiente solamente del número de los capacitores que se utilizan. Cuanto más grande es el número de capacitores más baja es la inductancia total, y mejor es el desacoplamiento en alta frecuencia. Se recomienda el uso de entre 4 y 20 capacitores de

desacoplamiento según la aplicación. Aunque en algunos casos el fabricante puede recomendar el uso de más capacitores, tal es el caso de la nota de aplicación de Intel para el procesador P2 (nota de aplicación AP-579), donde se recomienda el uso de 41 capacitores para su correcto desacoplamiento. Cuando se utiliza una gran cantidad de capacitores, la colocación exacta llega a ser menos importante que cuando se utilizan solamente uno o dos capacitores. Es muy común encontrar recomendaciones en donde se plantea el uso de múltiples capacitores de diferentes valores, pero se debe tener precaución con esto debido a que se pueden producir anti-resonancias, o resonancias cruzadas (las cuales producen un pico de impedancia), lo cual puede ocasionar un aumento en el ruido en algunos casos de hasta 25dB. Aunque la efectividad de el desacoplamiento a altas frecuencias es dependiente del número de capacitores utilizados (puesto como se explicó anteriormente la inductancia se reduce a  $L/N$ ), la efectividad del desacoplamiento a bajas frecuencias no tiene nada que ver con el número de capacitores utilizados. Puesto la efectividad del desacoplamiento en baja frecuencia es solamente dependiente del valor de la capacitancia ( $CxN$ ) que todos los capacitores le agregan. A valores más grandes de  $CxN$  será más baja la frecuencia efectiva del desacoplamiento [9].

### **3.8.3).- Desacoplado en frecuencias entre 500MHz y 5 GHz-**

Capacitancia ajustada del PCB: El límite al concepto del uso de una gran cantidad de capacitores discretos de desacoplamiento es el uso de la capacitancia distribuida desacoplada, aprovechándose de la capacitancia distribuida de interplanos entre los planos de energía y los planos de la tierra del PCB. Esto asciende a un número infinito de capacitores infinitesimales. Y la única manera de conseguir el desacoplamiento eficaz por arriba de los 500MHz es el utilizar una cierta forma de capacitancia distribuida de interplanos. Esta técnica también será eficaz abajo cerca de los 50 MHz. Y para ser eficaz sobre los 50MHz una capacitancia sobre el plano de energía y de

tierra de cerca de 1000 pF/pulgada cuadrada es requerida. El espaciado estándar de las capas de 5 a 10-milímetros proporciona una capacitancia que se aproxima de 1/5 a 1/10 de esta cantidad requerida. Hace poco más de una década la compañía Zycon que hoy es Sanmina, desarrolló un laminado de PCB especial con espacio de 2 milímetros entre capas utilizando epóxico de vidrio estándar FR-4 como dieléctrico. Este laminado conocido como ZBC-2000 provee 500pF/ pulgada cuadrada de capacitancia interplanos. Y al utilizar dos juegos de planos de energía y tierra en un PCB, se puede obtener la capacitancia deseada de los 1000 pF/pulgada cuadrada [9].

### 3.9).- Protectores alternativos de EMC:

#### 3.9.1).- Almohadillas conductivas (Gaskets) –

Un Blindaje ideal es una caja conductiva continua sin aberturas. Uniones hechas con soldadura continua provee el máximo blindaje, uniones con remaches o tornillos son menos deseables; sin embargo, si se utilizan tornillos, estos deberán de estar tan cerca como sean posibles uno de otro, siempre y cuando las condiciones lo permitan. Cada prueba deberá de llevarse a cabo manteniendo continuidad eléctrica a través de las uniones para evitar la formación ranuras, las cuales actúan como antenas. Pudiese ser de consideración el uso de almohadillas para EMI en las uniones. Estas son almohadillas conductivas que, cuando son propiamente comprimidas, proveen continuidad eléctrica a través de la unión. Estas son capaces de controlar la fuga de frecuencias en el rango de los kilohertz hasta los gigahertz. En la figura 74 se muestra la acción de la almohadilla de EMI cuando esta es comprimida [3].

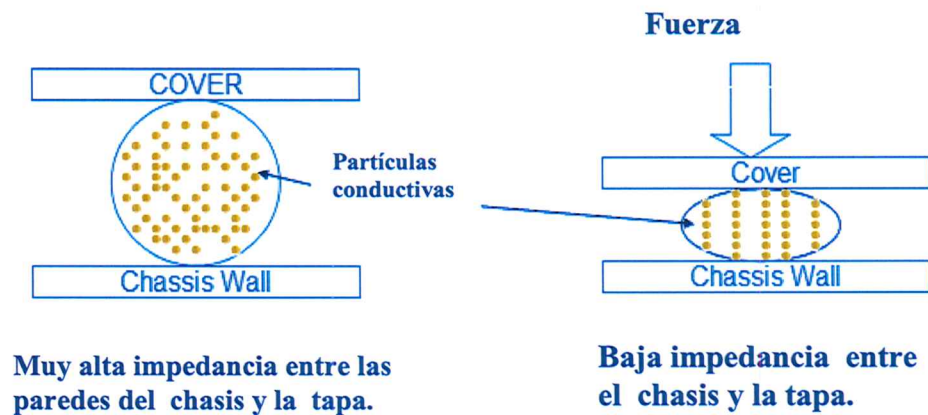
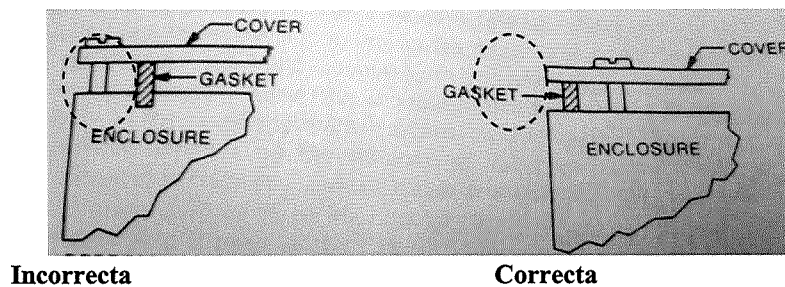


Figura 74- Almohadilla conductiva utilizada para EMC [3].

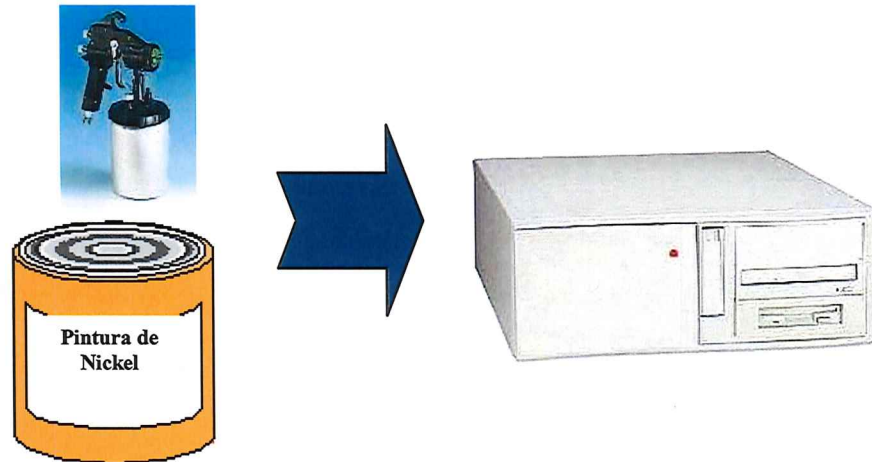
Uno de los tipos más comunes de almohadillas de EMI es fabricado de una malla hecha de alambre. Las almohadillas están disponibles en tiras, con secciones rectangulares o redondas, o en formas predefinidas así como hechas de varios materiales, incluyendo aleaciones de acero-cobre, latón plateado, aluminio entre otros. El material seleccionado en la almohadilla deberá ser galvanicamente compatible con la superficie acoplada para minimizar la corrosión entre ambas. Por esta razón el latón plateado no deberá de ser utilizado con un blindaje de aluminio. La figura 75 muestra la manera correcta e incorrecta de instalar una almohadilla de EMI entre una caja y su cubierta. La almohadilla deberá estar en una ranura y en la parte interna del tornillo para proteger contra las fugas en las cercanías del agujero del tornillo. Para favorecer la continuidad eléctrica a través de la unión o costura, el metal deberá de estar libre de pinturas, óxidos, y hojas aislantes. El metal deberá estar protegido contra la corrosión con un terminado conductivo. No se debe anodizar el aluminio; en su lugar se puede utilizar un terminado de cromato, el cual es conductivo [3].



**Figura 75- Instalación correcta e incorrecta de almohadilla de EMI [3].**

### 3.9.2).- Pinturas conductivas –

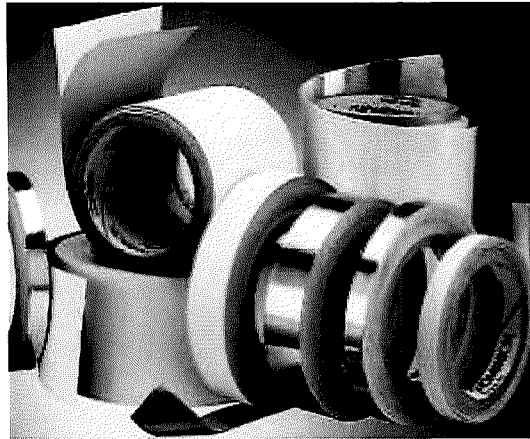
Hoy en día, muchos de los productos electrónicos utilizados son bañados con pinturas conductivas. El baño consiste de una cubierta (usualmente urethano o acrílico) y de un pigmento conductivo ( plata, cobre, níquel, o grafito). Una mezcla típica puede contener tanto como un 80% de metal y solo un 20% de cubierta. Las pinturas conductivas proveen una buena conductividad. Estas pueden ser aplicadas fácilmente con equipo estándar de rociado y son relativamente baratas (a excepción de las de plata). El níquel es el material más comúnmente utilizado y se aplica por lo regular en las cajas que encierran las placas de los circuitos como se muestra en la figura 76 [3].



**Figura 76- Uso de pinturas conductivas en productos electrónicos.**

### 3.9.3).- Cintas conductoras –

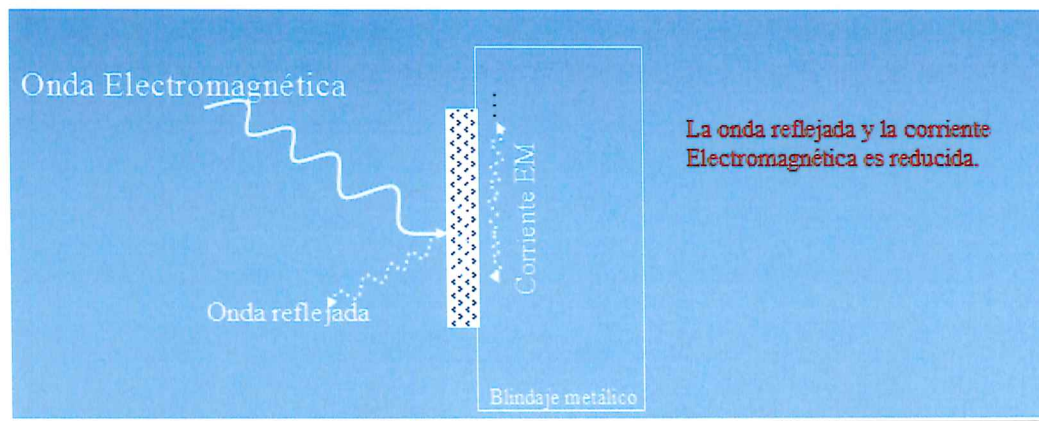
Al igual que las almohadillas conductoras, las cintas conductoras actúan en superficies donde existen discontinuidades en las uniones de blindajes metálicos o donde es necesario aterrizar de un punto a otro para mejorar el flujo de las corrientes de retorno en el chasis del dispositivo. Dichas cintas conductoras son hojas laminadas por lo regular de cobre o aluminio las cuales tienen en la parte inferior un adhesivo con propiedades conductoras para así permitir la unión eléctrica de las superficies a tratar. Se debe tener precaución en el uso de las mismas dentro de los productos debido a que si éstas son aplicadas indebidamente, por ejemplo en superficies con suciedad o superficies que experimentan cambios de temperaturas, se corre el riesgo de que se desprendan y caigan sobre alguna otra parte del circuito causando un corto y por consiguiente el malfuncionamiento de nuestro dispositivo electrónico. La figura 77 muestra diferentes tipos de cintas conductoras.



**Figura 77- Diferentes tipos de Cintas conductoras [7].**

### 3.9.4).- Absorbedores de RF –

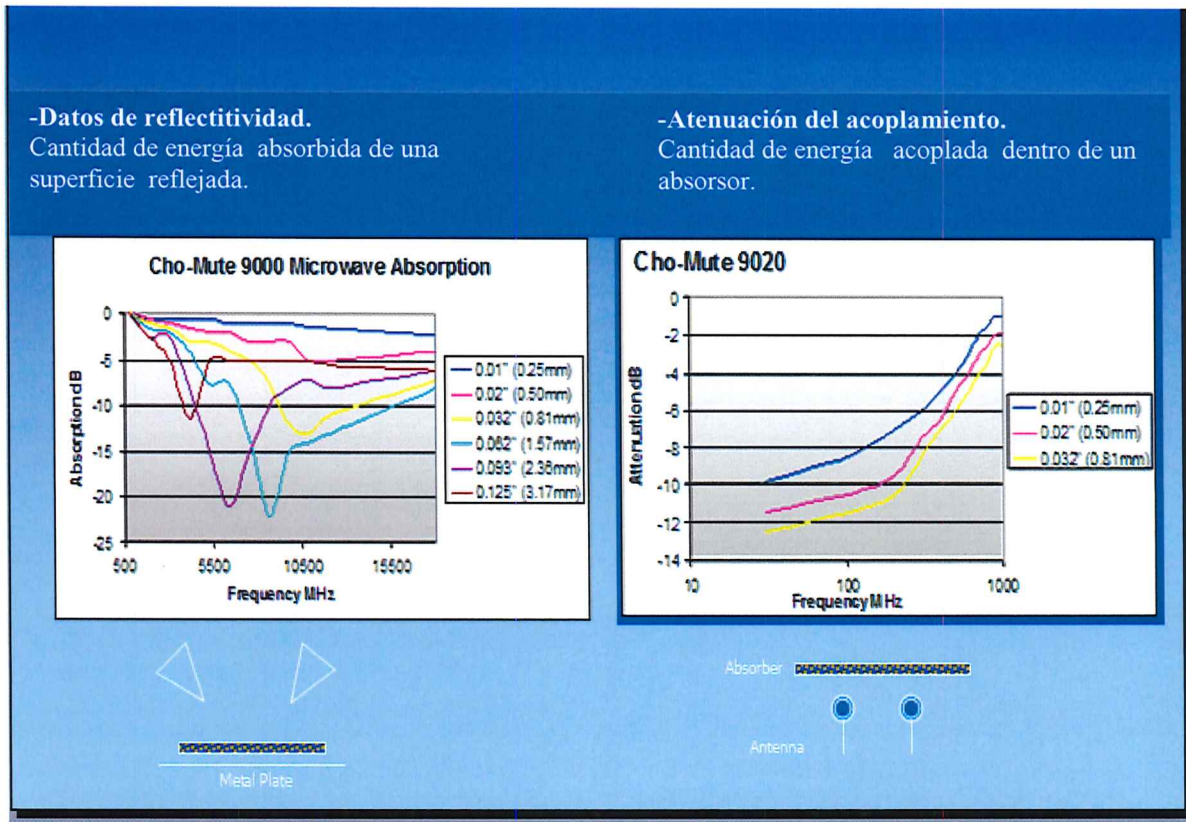
Los absorbedores de RF transfieren energía electromagnética "EM" en calor. Reduciendo la amplitud de la onda reflejada EM o corriente. El total de la energía electromagnética reflejada del blindaje metálico es reducida por el material absorbente; la onda o la corriente fluye a través de este material acoplándose vía campo eléctrico "E" o magnético "H" y varios mecanismos de pérdida. Lo anterior puede ser visto en la figura 78 y en donde la eficacia de los absorbedores varía dependiendo su aplicación en el rango aproximado de 0 a 30dB [11].



**Figura 78- Reducción de la energía EM debida al uso del absorbente de RF [11].**

Los absorbedores de RF poseen dos tipos de materiales: Dieléctrico "acoplador del campo eléctrico E", usualmente cargado con espuma, con Carbón y Fe, Ni, Co, Mg ó Al. Y Magnético "acoplador del campo magnético H", usualmente rellenos de silicón o urethano, relleno con Fe, Ni, Co, Mg ó Al. Donde la composición del relleno del absorbente y su geometría determinan el rango de frecuencias de operación [11].

En la figura 79 se observan los datos característicos de un absorbente de RF fabricado por Chomeric's, serie Cho-Mute 9000 y 9020. En donde en la gráfica izquierda muestra la energía reflejada por el absorbente serie 9000 para frecuencias desde 500MHz hasta aproximadamente los 20 GHz, mientras que la gráfica derecha muestra el absorbente serie 9020 con su tabla característica de atenuación en acoplamiento para un rango de frecuencias de lo 10 MHz a 1 GHz [11].

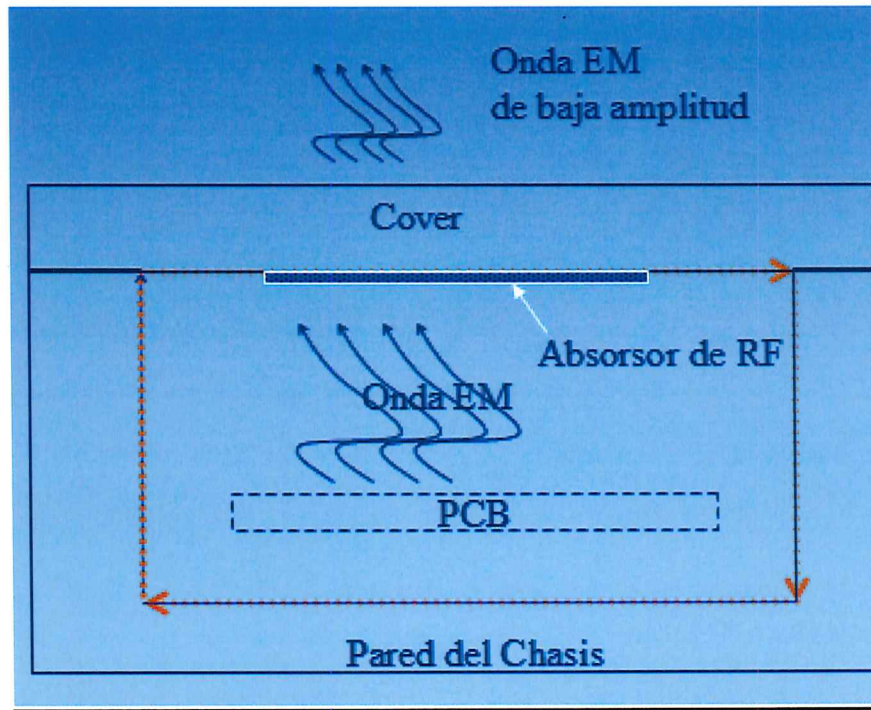


**Figura 79- Datos característicos de un absorbente de RF [11].**

Estos absorbentes poseen tres usos comerciales principales en donde en muchos de los casos estos se combinan:

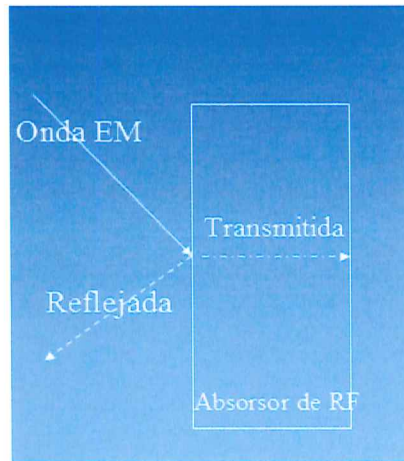
- 1).- Corrientes superficiales: donde la atenuación es debida a la reducción de la corriente EM y sus aplicaciones se dan principalmente en frecuencias altas por arriba de 1 GHz. Y en donde

los absorbentes de tipo magnéticos son los que funcionan mejor para este caso, con una reducción típica de los 2 a los 8 dB a un rango de frecuencia de los 800MHz a los 8GHz. En la figura 80 se observa el caso de absorción de corrientes superficiales [11].



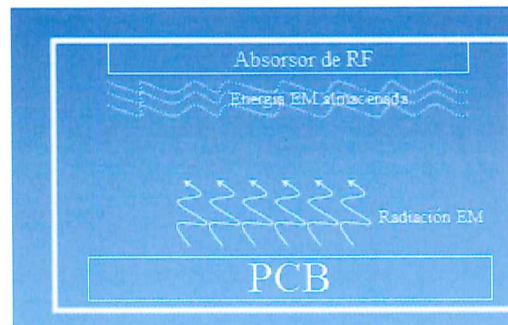
**Figura 80- Efecto del absorbente de RF en corrientes superficiales [11].**

2).- Espacio libre: donde la atenuación es debida a la transmisión a través del material, y sus aplicaciones van desde microprocesadores, memorias, cables, etc., y los más típicamente utilizados son los de material magnético con una efectividad de absorción de 1 a 12 dB en un rango de frecuencias de los 80MHz hasta los 4GHz. En la figura 81 se observa el caso de absorción en espacio libre [11].



**Figura 81- Efecto del absorbente de RF en espacio libre [11].**

3).-Resonancia de cavidades: donde la atenuación es debida a la energía electromagnética EM que se queda almacenada en el material, y sus aplicaciones están principalmente dadas en cavidades de RF, Teléfonos celulares, PDA's, Impresoras, PC's, TV's etc., y para este caso se pueden utilizar absorbentes de material magnético y dieléctricos con una efectividad de absorción de 2 a 8 dB en un rango de frecuencias de los 2GHz hasta los 40GHz. En la figura 82 se observa el caso de absorción de resonancia en cavidades [11].



**Figura 82- Efecto del absorbente de RF en resonancia en cavidades [11].**

Existen cuatro parámetros que definen el funcionamiento de un absorbente de RF, estos cuatro parámetros son dependientes de la frecuencia y la geometría del absorbente:

Permeabilidad (cantidad de flujo magnético que fluirá a través del material).

Pérdida magnética Tangencial (cuanta atenuación presentará el material).

Permitividad (cuanta energía de campo eléctrico será almacenada en el material).

Pérdida eléctrica Tangencial (cuanta atenuación presentará el material).

***CAPÍTULO IV.* RESULTADOS**

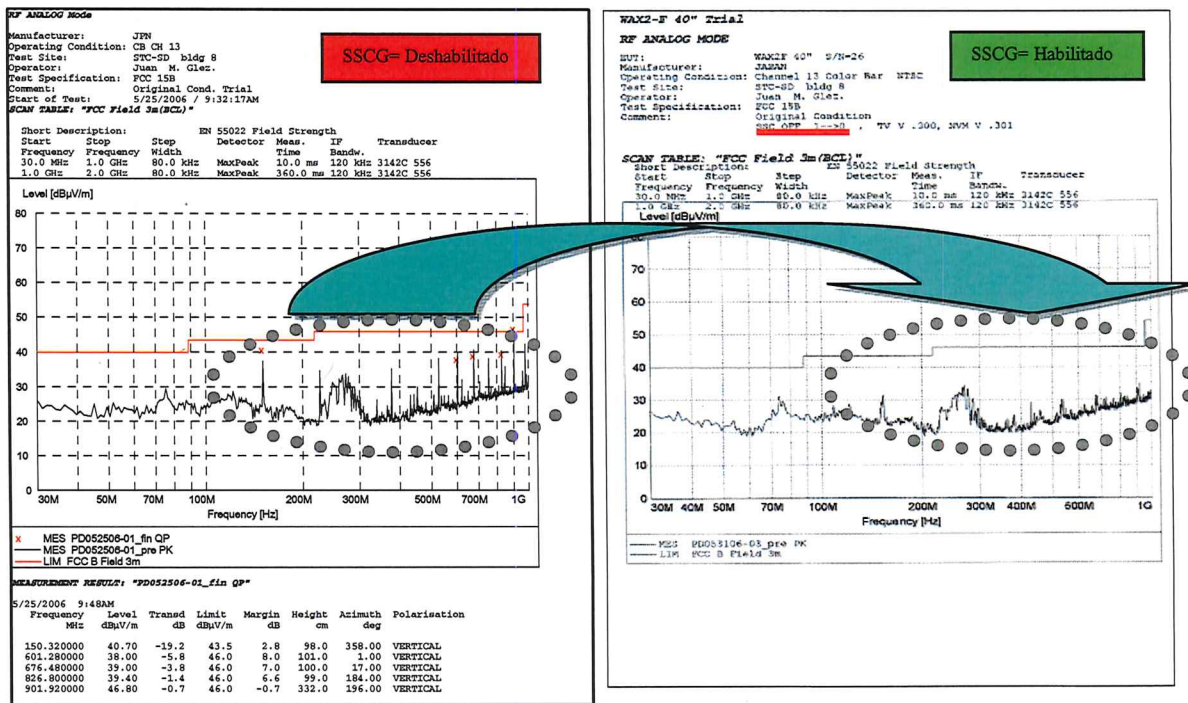
## **IV.-Resultados:**

Tal y como se expuso en el desarrollo del presente trabajo el diseño de los televisores de LCD 2007 se hizo tomándose ampliamente en cuenta los métodos de prevención y control de EMI con lo cual se pudieron obtener los siguientes resultados:

- El diseño de televisores de LCD 2007 logró cumplir exitosamente en tiempo y forma con los requerimientos establecidos por la agencia reguladora de USA (FCC) en cuanto a Compatibilidad Electro-Magnética se refiere. Pudiéndose liberar al mercado dicho producto en los tiempos previstos.
- Debido a las metodología utilizada y basándonos en el concepto de diseño para ECM desde las primeras etapas de construcción del sistema (TV LCD) principalmente en el hardware (implementación de SSCGs, buen trazado de la placa, Capacitores de desacople, ferritas en las líneas de transmisión del PWB, aterrizado correcto de señales, optimización-filtrado de la fuente de poder, etc.) así como en la construcción del chasis (blindaje en cables-PCBs, medición de corrientes en modo común de los cables, etc.) se logró una mejora considerablemente notable en tiempo de análisis e investigación empleado en el laboratorio comparando con los modelos del 2006, lográndose así reducir el número de personas involucradas en el diseño para EMC y así pudiéndose utilizar este personal en la mejora de otros circuitos relacionados a la funcionalidad de nuestro producto.

#### 4.1).- Evaluación de la Función del SSCG en un EUT:

Al lado izquierdo de la figura 83 se observa que cuando la función del SSCG está deshabilitada se encuentra un pico alto alrededor de los 150Mhz así como varios de sus armónicos lo que conduce a que la prueba no cumpla con los requerimientos de EMC. Por el contrario se observa al lado derecho que con solo habilitar la función del SSCG el mismo EUT y bajo las mismas condiciones de prueba estos picos han sido casi eliminados en su totalidad.



Armónico #	1 (Fundamental)	2	3	4	4.5	5	5.5	6	6.5
Frecuencia	150.32 MHZ	300.64	450.96	601.28	676.44	751.6	826.76	901.92	977.08

**Figura 83- Comparación de resultados obtenidos al habilitar el SSCG en el sistema (150.32MHZ).**

Para este caso en particular el SSCG se encuentra integrado en el procesador de video televisor y utiliza una frecuencia de trabajo fundamental de 150 MHz, en donde la habilitación-deshabilitación de la función se hace mediante software y el control de un registro determinado.

Un segundo ejemplo se muestra en la figura 84, para esta figura se tiene una frecuencia fundamental de 80 MHz, en la figura del lado izquierdo se puede observar picos de potencia a 480MHz y 560MHz, los cuales corresponden precisamente a la sexta y séptima armónica. La figura del lado derecho muestra el resultado obtenido al modular y dispersar la potencia, lográndose reducir estos armónicos en más de 10 dB.

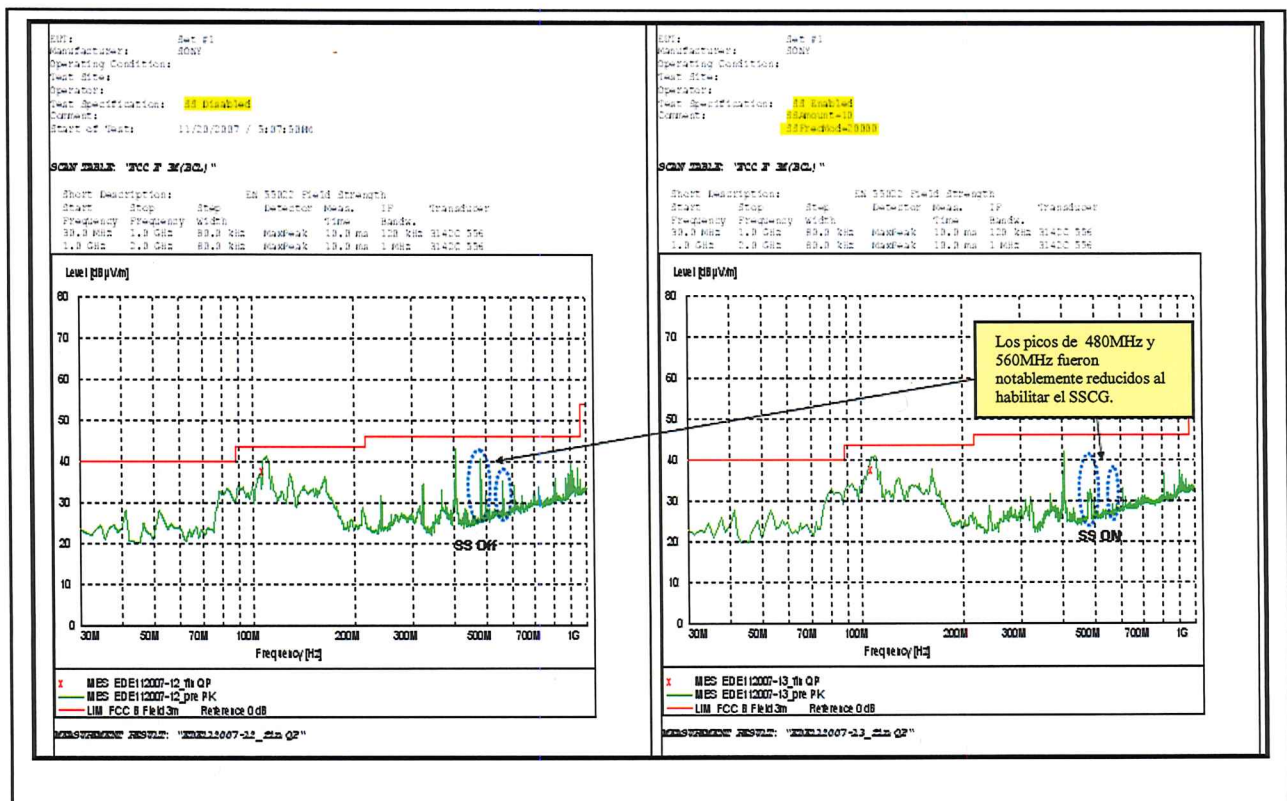


Figura 84- Comparación de resultados obtenidos al habilitar el SSCG en el sistema (80MHz).

## 4.2).- Blindaje en el Cable de Señales “LVDS”:

Se puede observar en la figura 85 el efecto de blindar y aterrizar el cable de señales LVDS, en la parte izquierda de la figura se muestra la medición de EMI radiada con el cable sin blindar y se pueden observar picos relacionados en las frecuencias de 593MHz,741MHz y 823.12MHz respectivamente, posteriormente y haciendo uso de las técnicas de blindaje y aterrizado se logra obtener un desempeño notablemente mejorado para las frecuencias en cuestión, mostrando el resultado final de la medición en la parte derecha de la figura 85. En esta figura se puede observar una mejora de 15 dB utilizando las técnicas de blindaje y aterrizado.

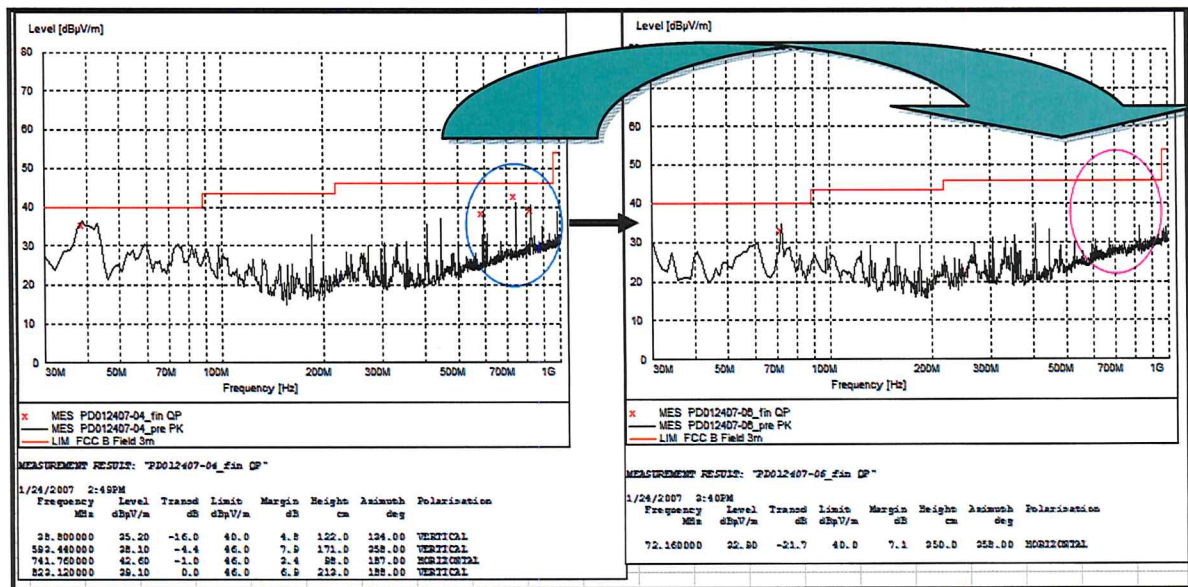


Figura 85- Comparación de resultados obtenidos al blindar y aterrizar debidamente el cable de señal LVDS.

### 4.3).- Incremento en longitud de cable de señal LVDS:

En la figura 86 se muestra el resultado de EMI radiado para un incremento del cable de señal "LVDS", cambio que se propuso para facilitar la instalación del mismo. Donde para este caso puede observarse que en la frecuencia de 1344.02 MHz se tuvo un desempeño negativo debido a que la  $Z_0$  del cable fue modificada con este incremento en longitud, este cambio también fue monitoreado e investigado midiendo sus corrientes en modo común y finalmente se concluyó en no llevar a cabo la modificación quedando al final el cable de longitud original. La parte izquierda de esta figura 86 muestra la medición del cable longitud original y la derecha el cable incrementado en 50 mm.

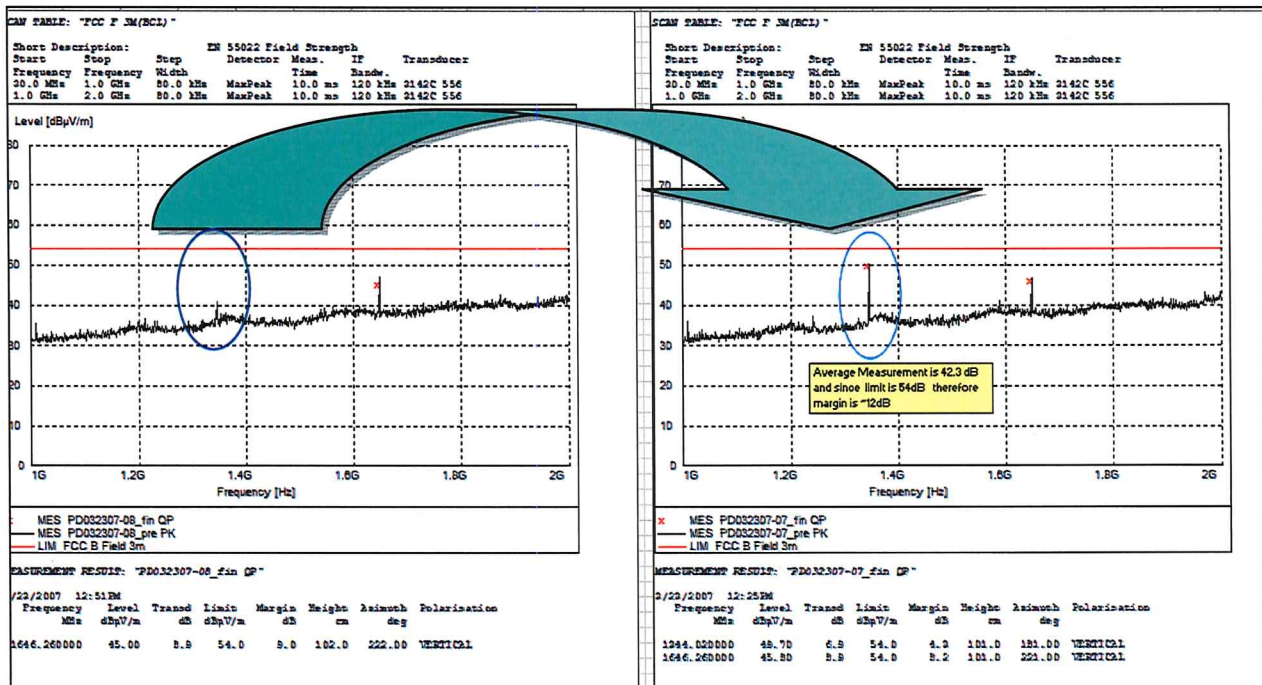


Figura 86- Comparación de resultados obtenidos al incrementar la longitud del cable de señal LVDS.

#### 4.4).- Blindaje en la placa principal de video:

En la figura 87 se muestra el resultado de EMI radiado para la adición de blindaje en la placa principal de video, se puede observar que en la frecuencia de 658.48MHz existe un pico (Izquierda) el cual es completamente suprimido al agregar el blindaje, lo cual dio como resultado una efectividad de más de 15 dB de mejora para esta frecuencia.

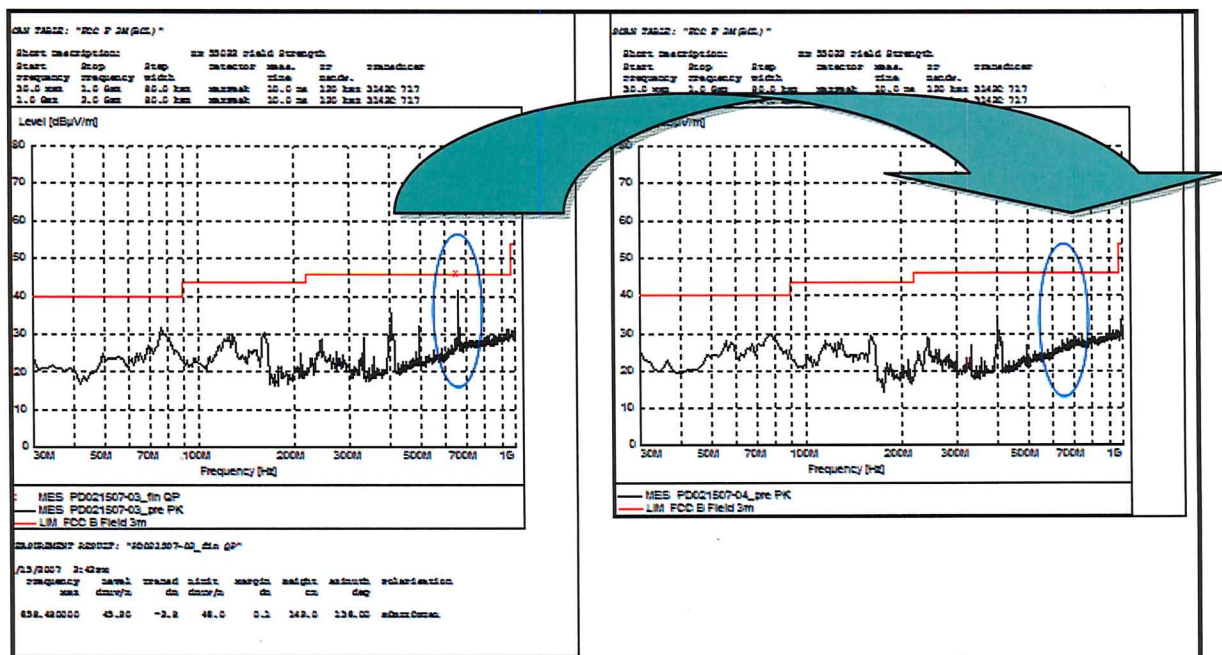


Figura 87- Comparación de resultados obtenidos al agregar blindaje en la placa principal de video.

#### 4.5).- Capacitores de desacople en los controladores del panel de LCD:

En la figura 88 se muestra el resultado de EMI radiado para la adición de capacitores de desacople en la placa controladora del panel de LCD, se puede observar que en el rango de frecuencias de 70-80MHz se encuentra muy cercano al límite de la especificación (Izquierda) y después de agregar capacitores de valor de 0.01 $\mu$ f en la placa controladora y acortar los lazos de regreso de corriente entre las líneas de voltaje y tierra, el pico se suprime completamente dando como resultado una mejora de más de 10 dB.

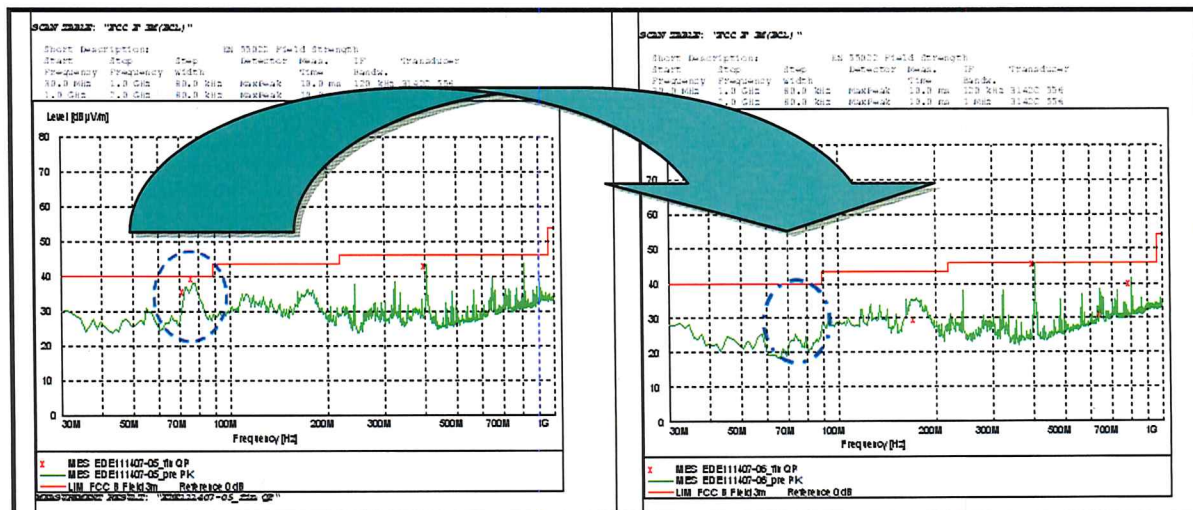


Figura 88- Comparación de resultados obtenidos al agregar blindaje en la placa principal de video.

#### 4.6).- Ferrita en la línea de entrada del AC:

Como puede observarse en la figura 89 se presenta un problema de EMI conducido en el área de los 20 MHz el cual pudo ser resuelto con la adición de una ferrita en el cable de AC próximo a la fuente de alimentación del televisor. La parte izquierda de esta figura muestra datos con el cable de AC sencillo (sin ferrita) y la parte derecha la misma medición una vez instalada la ferrita sobre el cable de AC.

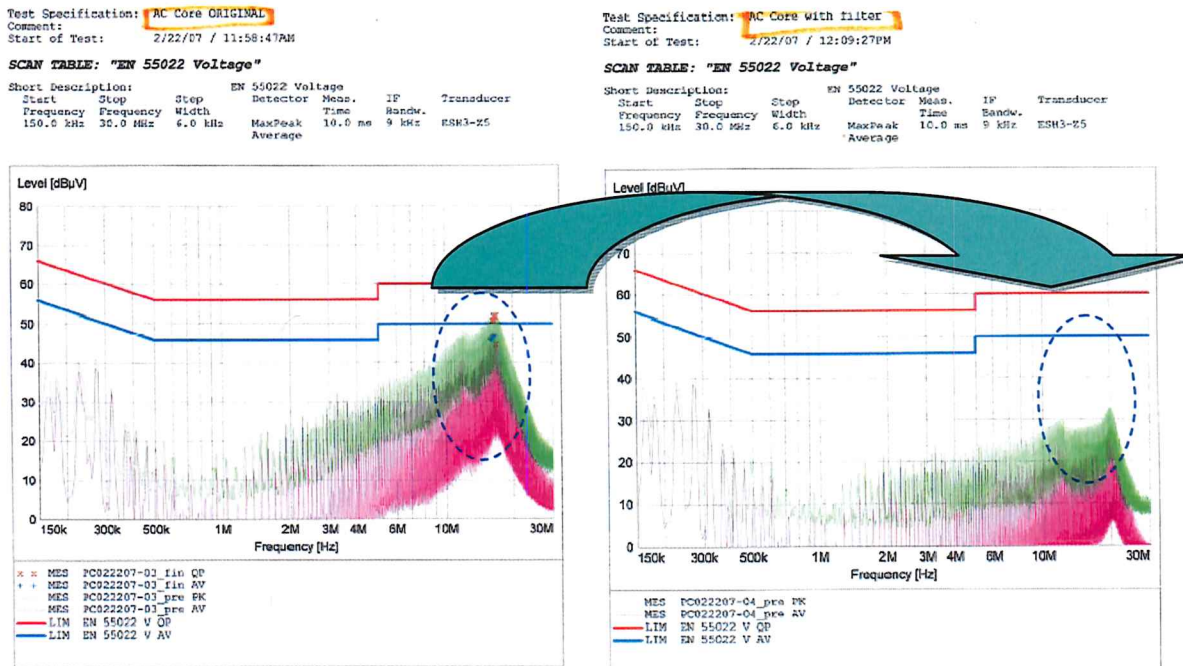


Figura 89- Comparación de resultados obtenidos al agregar una ferrita al cable de AC.

#### 4.7).- Capacitores tipo Y entre tierra secundaria y tierra primaria de la fuente de alimentación:

En la figura 90 se presenta un problema de EMI conducido en el área de los 20 MHz el cual pudo ser resuelto con la adición de un capacitor tipo Y de valor de 10000 pF entre la tierra primaria y secundaria de la fuente de alimentación. La parte izquierda de esta figura muestra datos sin el capacitor y la parte derecha la misma medición una vez que se agregó el capacitor tipo Y de 1000pF.

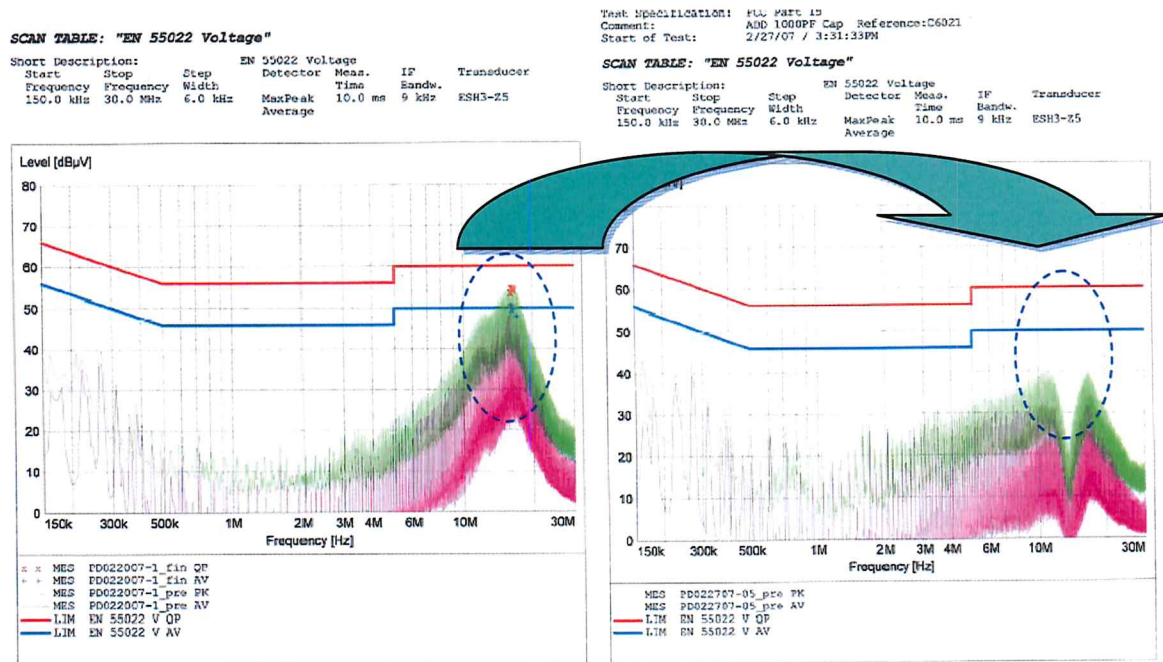


Figura 90- Comparación de resultados obtenidos al agregar un capacitor tipo Y entre la tierra secundaria y la tierra primaria.

***CAPÍTULO V.* CONCLUSIONES**

## CONCLUSIONES

Al evaluar los resultados obtenidos en el diseño de los televisores de LCD del año 2007 en EMC, podemos concluir que las técnicas de diseño para EMC aquí expuestas son altamente eficientes en cuanto a la reducción de EMI. Lo antes expuesto fue comprobado mediante la drástica reducción en cuanto a tiempos de investigación en el laboratorio, así como a la mejora significativa en costos, logrando un diseño eficiente en Costo-Beneficio lográndose minimizar el uso de partes exclusivas para el control de EMC.

### 5.1).- Aportaciones del trabajo:

La tabla nos muestra 12 un análisis comparativo entre los modelos 2006 y los actuales del 2007 en donde se utilizaron los métodos y técnicas planteadas en el presente trabajo y se logra observar la mejora en más de un 70% de reducción de las partes exclusivas de EMC, y esta reducción contribuyó conjuntamente en mejoras considerables a tiempos de operación y manufactura, así como a un ahorro unitario estimado superior a los \$ 3.00 Dlls por unidad (~ 75% de ahorro comparado con los modelos del año 2006) .

	Cintas Conductivas utilizadas	Ferritas Utilizadas	Absorores de RF	Almohadillas Conductivas utilizadas	otros	Cintas Conductivas utilizados	Ferritas Utilizadas	Absorores de RF	Almohadillas Conductivas utilizadas	SSCG's y otros
Etapa Prueba Inicial	9	8	3	18	10	0	1	2	1	5
Etapa Final	4	6	2	6	4	0	0	2	0	3
Costo Total en Etapa Final	\$0.5 Dlls	\$1.8 Dlls	\$0.6 Dlls	\$0.6 Dlls	\$0.2 Dlls	\$0 Dlls	\$0 Dlls	\$0.6 Dlls	\$0 Dlls	\$0.2 Dlls
Numero y Costo Final de componentes relacionados a EMC	<u>22</u> Componentes relacionados a EMC en la etapa final del diseño Coto total de EMC ~ \$4Dlls.					<u>6</u> Componentes relacionados a EMC en la etapa final del diseño Coto total de EMC ~ \$0.8Dlls.				

Diseño de Modelos 2006 - Diseño de Modelos 2007

**Tabla 12.- Comparativo de número de partes y costo de EMC entre los modelos 2006 y 2007.**

## 5.2).- Recomendaciones a futuro:

Según lo observado en la implementación de las técnicas aquí mostradas en el diseño del producto, la contribución individual de cada una de las técnicas para lograr dichos resultados es difícilmente medible con exactitud, debido a que todas ellas contribuyen en mayor o menor medida e incluso las combinaciones entre ambas pudieran tener resultados variables debido a la modificación del campo Electro-Magnético. Sin embargo se debe enfatizar que en gran medida el éxito en el presente diseño, en cuanto a costo-beneficio en lo que a EMC se refiere, se debe a la introducción de nuevos dispositivos los cuales día a día se hacen más populares: SSCGs. Es por eso que, se recomienda primeramente como se discutió a lo largo de este trabajo hacer uso de todas las herramientas y métodos disponibles aquí planteados desde las etapas iniciales del diseño y enfatizar en los sistemas de Relojes / Osciladores que es donde se origina e inicia el procesos de la Radiación Electromagnética, y por consecuencia nuestro problema de Compatibilidad Electromagnética “EMC”, razón también por la cual fue el puesto como el primer método de diseño (de “hardware”).

***LISTA DE ABREVIATURAS***

## Lista de abreviaturas

---

<b>AC</b>	Corriente alterna (Altering Current)
<b>A/D</b>	Analógico-Digital
<b>CB</b>	Banda Civil
<b>CISPR</b>	Comité especial internacional en radio interferencia. (Por su título en francés)
<b>CM</b>	Modo Común
<b>D/A</b>	Digital / Analógico
<b>D/A</b>	Digital / Analógico
<b>dB</b>	Decibel
<b>dB<math>\mu</math>V</b>	Decibel de micro volt
<b>DM</b>	Modo Diferencial
<b>EM</b>	Electro-Magnética
<b>EMC</b>	Compatibilidad Electro-Magnética
<b>EMI</b>	Interferencia Electro-Magnética
<b>EUT</b>	Equipo bajo prueba (Equipment under Test)
<b>FCC</b>	Comisión Federal de Telecomunicaciones (de USA)
<b>IEC</b>	Comisión Electromagnética Internacional
<b>I/O</b>	Entrada / Salida (Input / Output)
<b>IC</b>	Circuito Integrado (Integrated Circuit)
<b>IDAC</b>	Corriente del Convertidor Digital Analógico

<b>LCD</b>	Pantalla de Cristal Liquido (Liquid cristal Display)
<b>LISN</b>	Red estabilizadora de impedancias de línea (Line Impedance Stabilization Network)
<b>LVDS</b>	Señales diferenciales de bajo voltaje (low voltaje differential signaling)
<b>NMX</b>	Norma Mexicana
<b>NYCE</b>	Normalización y certificación electrónica
<b>PCB</b>	Placa de circuito impreso (Printed Circuit Board)
<b>PLL</b>	Lazo de fijación de fase (Phase Locked Loop)
<b>RF</b>	Radio Frecuencia (Radio Frequency)
<b>SE</b>	Efectividad del Blindaje (Shielding Effectiveness)
<b>SMD</b>	Dispositivo de montaje superficial
<b>SSCGs</b>	Generadores de reloj de espectro disperso. (Spectrum Spread Clock Generator)
<b>TDR</b>	Reflectometría en el dominio del tiempo
<b>VCO</b>	Oscilador Controlado por Voltaje
<b>Z<sub>0</sub></b>	Impedancia característica

***BIBLIOGRAFÍA***

## Bibliografía

---

- [1] Product & Application guide by STEWARD (<http://www.steward.com/applications.asp>)
  
- [2] The Definition of Electromagnetic Compatibility:  
([http://www.williamson-labs.com/480\\_emc.htm](http://www.williamson-labs.com/480_emc.htm))
  
- [3] Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Second Edition, by Henry W. Ott., Santa Clara Valley Chapter EMC Society, 1994, "Product Compliance Understanding the Fundamentals"
  
- [4] FCC Part 15 Subpart B (<http://www.fcc.gov/>)
  
- [5] Paul, C. Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Sons, 1992
  
- [6] EMC Seminar, Module 8/Module 11,  
([http://www.egr.msu.edu/em/research/goali/notes/module8\\_regulations.pdf](http://www.egr.msu.edu/em/research/goali/notes/module8_regulations.pdf))
  
- [7] EMI Testing Fundamentals  
(<http://www.steward.com/pdfs/emi/technical/EMI%20Testing%20Fund.pdf>)
  
- [8] Fujitsu,  
(<http://www.fujitsu.com/us/services/edevices/microelectronics/wirelessassps/sscg/> )
  
- [9] Electromagnetic Compatibility Seminar, 09/20/2006 NJ USA, by Henry W. Ott  
(<http://www.hottconsultants.com/index.html>)
  
- [10] EMC Compliance UK: <http://www.compliance-club.com/default.aspx?id=1>
  
- [11] EMC Training, Parker Chomeric's 2007, San Diego C.A.

- [12] Medical Electronics Manufacturing ·  
<http://www.devicelink.com/mem/archive/05/10/007.html>
- [13] Application Notes by Murata Co: <http://www.murata.com>