1a

ICM

COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA

# TEMA 1

# DIRECTIVA DE CEM



ICM

## Introducción

- En Alemania, en un tramo de autopista próximo a un potente transmisor, los coches de determinada marca se paraban.
- En otro tipo de coche, al utilizar el transmisor que llevaba incorporado, saltaba el cierre centralizado y se abría el techo solar.
- En EEUU se detectó un fallo en los sistemas de comunicaciones aeronáuticas de seguridad de un aeropuerto. Su origen se detectó en una caja registradora a 1,5 km del aeropuerto.
- En algunos garajes, basta con encender un mechero piezoeléctrico para que la barrera se levante y se pueda aparcar gratis.

ICEM

## Introducción

- En la estación de Liverpool, una interferencia entre las locomotoras eléctricas y un sistema de señalización hacía que todos los semáforos se pusieran en rojo.
- Durante la guerra de las Malvinas, el barco HMS Shefield fue hundido por un misil Exocet: el radar del buque estaba apagado porque interfería el sistema de comunicaciones por satélite.

*La mayor parte de las preguntas difíciles admiten una respuesta sencilla... que a menudo es errónea!!*



ICEM

## Introducción

**¿Qué es la Compatibilidad Electromagnética?**

*"La Compatibilidad Electromagnética es la capacidad de un sistema o aparato eléctrico o electrónico de funcionar tal y como se diseñó en el ambiente electromagnético para el cual fue diseñado"*

Un sistema o aparato eléctrico o electrónico es **electromagnéticamente compatible** cuando:

- No produce interferencias en otros sistemas.
- No es susceptible a las perturbaciones producidas por otros sistemas. (inmunidad)
- No produce interferencias en sí mismo. (compatibilidad intrasistema)



La CEM es muy dependiente del entorno

ej: ordenador cualificado para uso doméstico sería peligroso en un quirófano, o no funcionaría en una central eléctrica.

## Introducción

Las técnicas de diseño orientado a la compatibilidad electromagnética cobran cada día más importancia. Para resolver satisfactoriamente los problemas de CEM es necesario tener un conocimiento sólido de sus principios básicos:

- Teoría de Circuitos.
- Electrónica.
- Electromagnetismo.
- Teoría de la Señal.
- Sistemas Lineales.
- Diseño de Sistemas Digitales.



## Introducción

**¿Por qué es tan importante la Compatibilidad Electromagnética?**

El mal funcionamiento de un aparato causa el disgusto de su comprador. Es importante conocer no sólo la funcionalidad de un aparato, sino también en qué ambiente electromagnético ha de hacerlo.

El mal funcionamiento de un aparato puede originar graves problemas de seguridad: sistemas de control de vuelo, vehículos a motor, atmósferas inflamables, mal funcionamiento de apartados médicos, privacidad de datos confidenciales…

## Introducción

La Compatibilidad Electromagnética tiene también una relevancia legal o normativa. La legislación de cada país establece qué requisitos ha de cumplir un aparato eléctrico o electrónico para poder venderse en dicho país. El incumplimiento de esta normativa tiene serias repercusiones económicas:

- Pérdida de la inversión en el desarrollo.
- Coste de desarrollos adicionales para resolver el problema.
- Retraso en la puesta del producto en el mercado (pérdida del nicho de oportunidad).

países o regiones
ej: Unión Europea



## Introducción

**Los primeros problemas.**

La historia de la radiofrecuencia arranca de los experimentos de Marconi, a finales del siglo XIX (en 1901 se realizó la primera transmisión de radio transoceánica).

Hacia 1920 aparecen artículos en revistas técnicas relatando problemas de interferencia en las antenas (externas e internas) que se podían corregir mediante un diseño más cuidadoso de las mismas.

A partir de 1930 comienzan a aparecer problemas de interferencias debido a motores o ferrocarriles eléctricos.

en sistemas de telecomunicación

## Introducción

Durante la 2ª Guerra Mundial el uso de aparatos eléctricos y electrónicos se dispara (transmisores de radio, radares, sistemas de navegación). Los problemas eran fácilmente resolubles:

- Señales analógicas.
- Muy baja densidad de componentes.
- Espectro poco saturado.



## Introducción

A partir de 1950 el panorama empeora sensiblemente:

- Incremento de la escala de integración de los componentes electrónicos.
- Saturación del espectro radioeléctrico.
- Substitución del procesado analógico por el procesado digital de señales.
  ↳ flancos → interferencias

## Introducción

**Ejemplos.**

Aparatos diseñados para producir ondas de radio y para detectarlas.

La red eléctrica funciona como captador y transmisor de interferencias.

Interferencias producidas por teléfonos móviles y otros aparatos en los sistemas de control de vuelo de los aviones.

Monitores de apnea susceptibles a campos radiados por debajo de 1 V/m (incluso de 50 mV/m).

Monitores de gas anestésico incompatibles con unidades de electrocirugía.

Sillas de ruedas que se ponen en marcha en presencia de emisoras de radio (policía, bomberos, radioaficionados…).



## Introducción

**Descarga electrostática:** un usuario puede acumular carga y descargarla sobre un equipo electrónico (arco eléctrico). Esta descarga puede tener efectos directos o indirectos sobre el equipo.

**Pulso electromagnético:** en detonaciones nucleares se produce una onda electromagnética de gran potencia debido a la separación y movimiento de cargas.

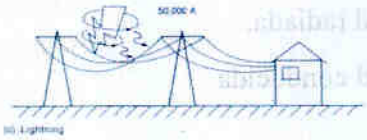
**Rayos:** un rayo supone corrientes de hasta 50.000 A. Las perturbaciones electromagnéticas producidas por esa corriente se acoplan directamente o a través de la red eléctrica.

**TEMPEST:** con un receptor adecuado se puede llegar a reconstruir el texto que se está escribiendo en un monitor de ordenador a partir de las emisiones del equipo.

ICEM

Descarga Electrostática

Pulso Electromagnético



Rayo

Tempest



ICEM

## Aspectos generales

En todo problema de compatibilidad electromagnética existen siempre tres elementos:

- Una fuente de interferencias.
- Una víctima de la interferencia.
- Un camino que permite que la energía interferente se acople entre la fuente y la víctima.

Para que exista una interferencia es necesario que la energía transferida entre la fuente y la víctima haga que ésta última funcione de forma incorrecta (**perturbación**).



Analogía con un sistema de com.

TX — canal — RX

TX: la más eficiente posible

canal: menores pérdidas posibles

RX: lo más sensible posible

En CEM es justo lo contrario

Fuente — Víctima

camino

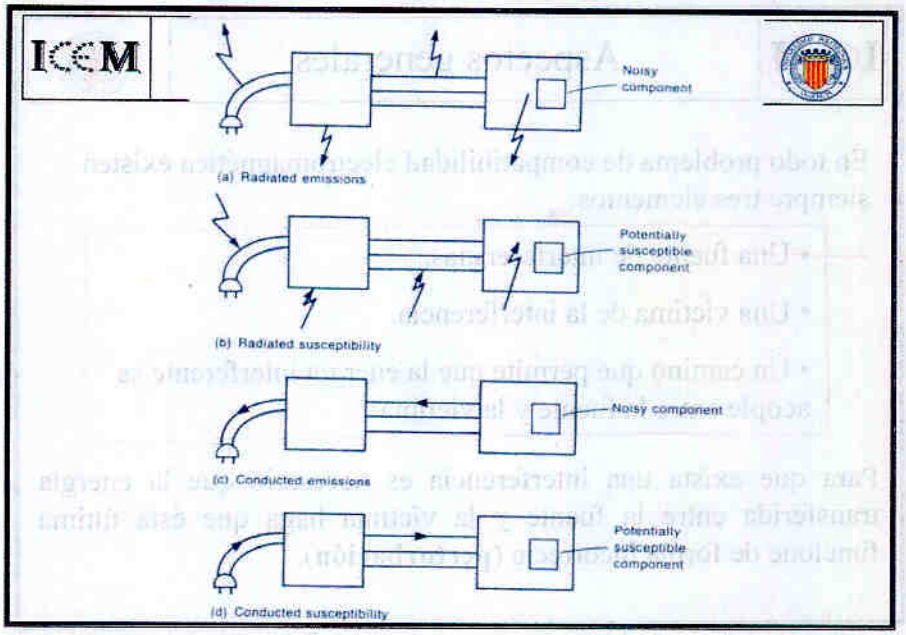
## Aspectos generales

Los distintos problemas de Compatibilidad Electromagnética se pueden clasificar en cuatro categorías:

emisión
- Perturbaciones radiadas.
- Perturbaciones conducidas.

inmunidad
- Susceptibilidad radiada.
- Susceptibilidad conducida.





## Aspectos generales

La Compatibilidad Electromagnética tiene entre sus objetivos el diseño de sistemas y aparatos electromagnéticamente compatible.

Existen, básicamente, tres formas de evitar un problema de CEM:

Fuente → • Suprimir la perturbación en la fuente.

Camino → • Hacer que el acoplamiento sea lo más ineficiente posible.

Víctima → • Hacer que el receptor sea lo más robusto posible.



## Conclusiones

• Los problemas de Compatibilidad Electromagnética son fruto de la proliferación de circuitos electrónicos digitales de alta densidad de integración y de la saturación del espectro.

• La Compatibilidad Electromagnética depende del entorno en el que un aparato vaya a ser usado.

• Los problemas de CEM son normalmente complejos, ya que son muchos las posibles fuentes de perturbación y los caminos de acoplamiento.

ej: en el lab les salía un pico de radiación debido a la resonancia del cajero (caja metálica de $\lambda/2$)

• La normativa de CEM obliga a diseñar sistemas y aparatos poco perturbadores y suficientemente robustos.

ICEM

## Legislación aplicable

- Aspectos normativos de la CEM.
- Organismos de normalización.
- Legislación europea.
- Estándares básicos, genéricos y de producto.
- La Directiva 89/336/CEE



ICEM

## Legislación aplicable

**Aspectos normativos de la CEM.**

- En el ámbito de la Compatibilidad Electromagnética los aspectos normativos son esenciales.
- El diseño orientado a CEM debe garantizar no que no existan perturbaciones, sino que éstas están dentro de los límites legales.
- Las normas establecen los límites de las perturbaciones producidas por un equipo y su umbral de susceptibilidad, describen los métodos de medida a seguir y el instrumental que se debe utilizar para comprobar que éstos se cumplen e indican el procedimiento por el que el fabricante pone este hecho en conocimiento de sus clientes.



Las normas no obligan, sólo proponen límites y describen métodos de medida precisos y repetibles

No debe estar orientada a la eliminación absoluta de las perturbaciones ni a la inmunidad absoluta (sería carísimo)

Hay que establecer límites

Lo que sí puede pasar es que el ministerio de industria haga un real decreto con los requisitos legales (sí obligados) y haga referencia a las normas como método de comprobarlos

Inicialmente cada país tenía sus organismos
ej: AENOR en España
suelen adoptar normas de otros países o internacionales

ISO IEC ITU

77 CISPR

77A ≤ 9kHz
77B > 9kHz
77C ≥ 500 V/m (incluye explosión nuclear) (NEMP)

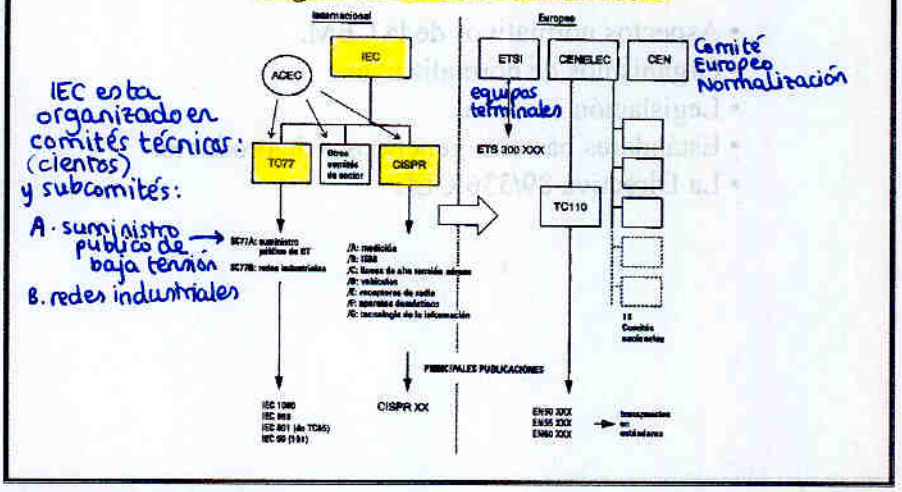
/A publicación CISPR 16 describe instrument. y creación de informes

Para participar en IEC, cada país tiene que montarse un comité nacional. (En España lo lleva AENOR)

Luis Nuño es el presidente del 77B

## Legislación aplicable

**Organismos de normalización.**




IEC está organizado en comités técnicos: (cientos) y subcomités:



Necesidad de normas comunes en todo el mundo (estándares internacionales)

Organismo internacional por excelencia de normalización:
IEC
que depende de ISO

CISPR: comité internacional especial por las perturbaciones radioeléctricas

LIBRE CIRCULACIÓN

## Legislación aplicable

**Legislación europea**

- Ya en el Tratado de Roma se estableció como uno de los objetivos prioritarios de la CEE garantizar la libre circulación de productos entre los estados miembros.
- Históricamente, los estados miembros habían desarrollado una normativa nacional orientada, normalmente, a reducir el nivel de interferencia producido por equipos eléctricos y electrónicos.
- Pequeñas diferencias entre las legislaciones nacionales daba origen a trabas en el libre comercio intracomunitario.



CEE en los años 50:
↳ que los productos circulen libremente, para poder competir con el mercado de 300 M personas de USA.

Interesa que los productos puedan circular sin trabas

## Legislación aplicable

• Durante años, la Comisión intentó emitir distintas directivas que armonizasen las legislaciones nacionales, pero al intentar entrar demasiado en detalle en aspectos técnicos la tarea era muy complicada. En este ámbito, las nuevas directivas se debían aprobar por unanimidad de los estados miembros, con lo que era frecuente que los intereses nacionales primasen sobre los de la Comisión.

• En 1985 el Consejo de Ministros adoptó una resolución estableciendo un "Nuevo Enfoque a la Armonización Técnica y Estándares". Este es el origen de lo que se conoce como directivas de Nuevo Enfoque. La Directiva 89/336/CEE sobre Compatibilidad Electromagnética es una de estas Directivas.

se aceptó desvincular la cuestión técnica de la cuestión política



NUEVO ENFOQUE

## Legislación aplicable

Las Directivas de Nuevo Enfoque establecen los requisitos esenciales que deben reunir los productos que se ponen a la venta dentro de los límites de la UE. Los procedimientos técnicos para evaluar el cumplimiento de los requisitos vienen dados por las normas armonizadas.

Un producto que se quiera comercializar en la UE debe cumplir todas las directivas de nuevo enfoque que le sean de aplicación, pero esto garantiza su libertad de circulación (mediante el marcado CE).

Las directivas de nuevo enfoque se adoptan por mayoría, lo que acelera el proceso de adopción.

## Legislación aplicable

Una directiva de nuevo enfoque está constituida por:

- Alcance. (a qué afecta la directiva) ej: todos los aparatos electrónicos
- Requisitos esenciales. ej: radiar menos de X y ser inmune ante al menos Y
- Métodos para satisfacer los requisitos esenciales.
- Métodos de prueba de la conformidad.
- Medidas transitorias (opcional).
- Declaración que confirme el derecho a la libre circulación.
- Procedimiento de defensa (cláusula de salvaguardia).



Si el fabricante cree que una norma no le es de aplicación, debe presentar un informe técnico voluminoso

Si acepta acatar los requisitos, sólo necesita un certificado de un laboratorio autorizado

Es una garantía que protege frente a políticas proteccionistas de algún estado miembro

Llevará el marcado CE, indicando que cumple todas las directivas que le son de aplicación

Si algún estado miembro 'pilla' a un fabricante intentando vender un producto que no cumple una normativa, tiene la obligación de comunicarlo al resto de Países y se retira el producto del mercado.
El fabricante tiene un 'procedimiento de defensa' para demostrar que la acusación es falsa

## Legislación aplicable

Directivas de nuevo enfoque:

- Compatibilidad electromagnética (89/336/CEE).
- Seguridad en los juguetes (88/378/CEE).
- Aparatos médicos (93/42/CEE).
- Aparatos electromédicos activos implantables (90/385/CEE).
- Seguridad de la maquinaria (89/392/CEE).
- Aparatos de gas (90/396/CEE).
- Equipos terminales de telecomunicaciones (91/263/CEE).
- Equipos para estaciones terrestres de satélites (93/97/CEE).



Aunque se creó en el año 89, España no lo adoptó como ley en el BOE hasta el 94

## Legislación aplicable

A parte de las anteriores, la Directiva de Baja Tensión (73/23/CEE), que no es una directiva de nuevo enfoque, entra dentro del ámbito de aplicación del marcado CE.

La Directiva 95/54/CEE sobre CEM en Automoción reemplaza a la 89/336/CEE en aquellos aparatos eléctricos y electrónicos instalados en un vehículo a motor por el fabricante. Los accesorios incorporados por el usuario están exentos hasta el 1/10/2002 (hasta esa fecha les afecta la directiva de CEM).

La Directiva 95/54/CEE ha reemplazado a la 72/245/CEE sobre interferencias producidas por el encendido de vehículos a motor. Las directivas 76/889/CEE y 76/890/CEE han sido reemplazadas por la 89/336/CEE.



## Legislación aplicable

**Estándares Básicos:** son los emanados de organismos internacionales de normalización (IEC 801, IEC 1000, CISPR). No tienen validez legal, pero son utilizados por los organismos que redactan normas.

**Estándares de Producto:** se basan en los estándares básicos, pero están particularizados para un producto o familia de productos. Cuando existen y están armonizados, prevalecen sobre los estándares genéricos.

**Estándares Genéricos:** para paliar la falta de estándares de producto, las autoridades comunitarias han publicado estándares genéricos para distintos tipos de ambiente electromagnético.



ej: norma específica para videoporteros

ej: norma genérica para electrodomésticos

→ 3 categorías:
- uso doméstico / industria pesada
- industria pesada
- equipos especiales

ICEM

## Legislación aplicable

**Cuadro 1.5** Los estándares genéricos

| | Clase 1 | Clase 2 | Clase 3 |
|---|---|---|---|
| Emisiones EN 50 081 | Doméstica, Comercial, Industrial ligera | Industrial | Especial |
| Inmunidad EN 50 082 | | | |



DIRECTIVA 336/89/CEE

ICEM

## Legislación aplicable

**Directiva 336/89/CEE sobre la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros relativas a la compatibilidad electromagnética.**

Se trata de una directiva de armonización total (reemplaza a la normativa de los Estados miembros cuando entra en vigor)

## Legislación aplicable

**Objetivos:**

- Asegurar que los dispositivos, aparatos y sistemas, así como los servicios de telecomunicaciones cuyo funcionamiento pudiera ser afectado por una perturbación electromagnética causada por aparatos eléctricos o electrónicos estén adecuadamente protegidos frente a esas perturbaciones.
- Asegurar que los aparatos tienen un adecuado nivel de inmunidad intrínseca a las perturbaciones electromagnéticas de manera que puedan funcionar de acuerdo a su propósito.



Los objetivos y los términos aparecen descritos en el preámbulo de la directiva

## Legislación aplicable

*Perturbación electromagnética* es cualquier fenómeno electromagnético que pueda degradar el funcionamiento de un aparato. Una perturbación electromagnética puede ser, por ejemplo, ruido electromagnético o una señal indeseada.

*Inmunidad* significa capacidad de un dispositivo, unidad de equipo o sistema para funcionar satisfactoriamente sin degradación de sus funciones en presencia de una perturbación electromagnética.

Texto de la directiva

## Legislación aplicable

**Requisitos:**

Cualquier aparato eléctrico o electrónico debe ser fabricado de forma que:

Las perturbaciones electromagnéticas que genere no excedan un nivel que permita a los equipos de radio y de telecomunicaciones y a otros aparatos operar según su propósito.

Los aparatos presenten un nivel adecuado de de inmunidad intrínseca a las perturbaciones electromagnéticas que les permita funcionar según su propósito.



## Legislación aplicable

Todo lo anterior se puede resumir diciendo que la Directiva busca garantizar la *Compatibilidad Electromagnética* de los aparatos eléctricos y electrónicos. Por tal se debe entender su aptitud para funcionar satisfactoriamente en su ambiente electromagnético sin introducir perturbaciones electromagnéticas intolerables.

Son, generalmente, las normas armonizadas las que establecen los niveles de perturbación tolerables. Sin embargo, el ambiente electromagnético y el "funcionamiento satisfactorio" lo define el fabricante.

## Legislación aplicable

**Alcance de la Directiva:**

La Directiva 89/336/CEE es de aplicación a cualquier aparato que se vaya a introducir en el mercado comunitario. *Introducir en el mercado* quiere decir hacer disponible por primera vez, con carácter oneroso o gratuito, un aparato cubierto por la Directiva, y dirigido a un usuario en el mercado comunitario con el objeto de la distribución y/o uso en el territorio comunitario.

*Hacer disponible* significa la transferencia del aparato, esto es, la transferencia de la propiedad o el traslado físico del mismo a la persona responsable de su distribución en territorio comunitario o la transferencia al usuario final en una transacción comercial, previo pago o libre de costes.



Para que veamos lo farragosa que es la ley (así 2 páginas)

define "aparato"

## Legislación aplicable

En el contexto de la directiva se debe entender por aparato todo dispositivo eléctrico y/o electrónico así como equipos, sistemas e instalaciones que contienen componentes eléctricos y/o electrónicos.

Dentro del alcance de la Directiva podemos encontrar:

1. Aparatos citados explícitamente en la Directiva.
2. Aparatos parcial o totalmente excluidos
3. Componentes, productos terminados, sistemas e instalaciones.

## Legislación aplicable

Aparatos citados en la Directiva:

- Aparatos Electrodomésticos, herramientas portátiles y equipos similares.
- Luminarias fluorescentes equipadas con cebadores.
- Lámparas fluorescentes.
- Equipos de fabricación industrial.
- Equipos de tecnología de la información.
- Receptores de radio y televisión domésticos.
- Transmisores de radio y televisión.



## Legislación aplicable

- Equipos de radio aeronáuticos y marinos.
- Equipos para la educación, formación e investigación.
- Equipos para radioaficionado comerciales.
- Aparatos de Telecomunicación. En el caso de equipos terminales de telecomunicaciones o de estaciones terrestres de comunicaciones por satélite, esta la Directiva 89/336/CEE es complementaria de las Directivas 91/263/CEE y 93/97/CEE.
- Transmisores de radiocomunicaciones no cubiertos por las Directivas 91/263/CEE y 93/97/CEE.

2•

## Legislación aplicable

Aparatos total o parcialmente excluidos:

EXCLUIDOS de la directiva:

- Aparatos electromagnéticamente pasivos. (cables!) ← la nueva directiva cambia esto
- Aparatos excluidos por consenso.
- Aparatos total o parcialmente excluidos por estar sujetos a normas específicas. (ej: los coches)



## Legislación aplicable

Un equipo es *electromagnéticamente pasivo* si, usado de acuerdo con su propósito (sin medidas de protección internas, como filtrado o apantallado) y sin intervención del usuario no crea o produce conmutaciones ni oscilaciones de corriente o voltaje ni se ve afectado por perturbaciones electromagnéticas.

Ejemplos: (electromagnéticamente pasivos)

- Cables y sistemas de cableado; accesorios de cables. ← una razon de cambiar la directiva fue para incluir cables y conectores
- Equipos conteniendo sólo cargas resistivas, sin dispositivos de conmutación automática (calentadores domésticos, temostatos, ventiladores…)
  ↳ no se salvaría un termostato con conmutación automática (encenderse/apagarse)
- Baterías y acumuladores.

## Legislación aplicable

Criterios que permiten la exclusión del ámbito de la directiva:

- Aparatos cuyo nivel de emisión es, por las características físicas y el modo de funcionamiento sin protecciones internas (como filtrado y apantallado) muy inferior a los límites más exigentes de las normas de CEM aplicables.
- Respecto a la inmunidad, aparatos en los que la experiencia muestra que funcionan satisfactoriamente, por sus características físicas sin medidas adicionales, cuando se usan según las instrucciones del fabricante en el ambiente electromagnético previsto.



## Legislación aplicable

Ejemplos:

- Equipos de protección que producen sólo perturbaciones transitorias de muy corta duración durante la eliminación de un fallo por cortocircuito (fusibles).
- Interruptores manuales sin componentes activos.
- Equipos de alta tensión sin componentes activos (transformadores o inductores de alta tensión).
- Otros (condensadores, motores de inducción, lámparas de filamento).

## Legislación aplicable

Aparatos totalmente excluidos:

- Equipos de radioaficionado no comerciales. → se consideran prototipos de investigación
- Vehículos a motor.
- Dispositivos médicos activos implantables.
- Dispositivos médicos.
- Dispositivos médicos para diagnóstico in vitro.
- Equipo para uso en aviones en vuelo.
- Equipos marinos.

ya que existe una directiva específica



## Legislación aplicable

Aparatos parcialmente excluidos:

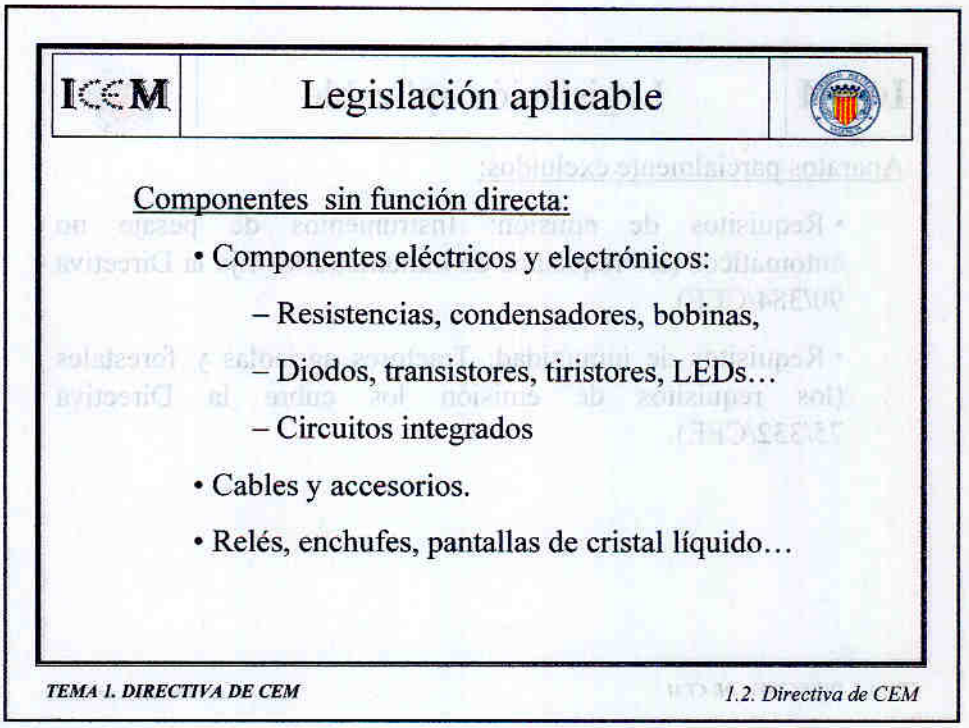
- Requisitos de emisión: Instrumentos de pesaje no automáticos (los requisitos de inmunidad los fija la Directiva 90/384/CEE).
- Requisitos de inmunidad: Tractores agrícolas y forestales (los requisitos de emisión los cubre la Directiva 75/332/CEE).

COMPONENTES

Cuando salió la directiva nadie se aclaraba.

↓

Esto esta sacado de la "guía de aplicación de la directiva" que publicó el ministerio



## Legislación aplicable

Componentes con función directa:

- Elementos de PCs: placas madre, tarjetas de sonido o de vídeo, módems internos…
- Controladores lógicos programables.
- Controles de ascensores.
- Motores eléctricos.
- Unidades de disco de ordenadores.



PRODUCTOS TERMINADOS

## Legislación aplicable

**Aplicación de la Directiva a productos terminados**

Se entiende por *producto terminado* cualquier dispositivo, unidad o equipo que tiene función directa, su propia envolvente y, si procede, puertos y conexiones previstas para usuarios finales.

Productos terminados destinados al mercado para distribución y uso final: son aparatos en el sentido de la directiva, y por lo tanto están sujetos a la misma.

Productos terminados no destinados al mercado para distribución y uso final: estos productos están excluidos de la aplicación de la Directiva, aunque el fabricante debe proporcionar instrucciones pertinentes para su montaje dentro de un aparato (incluyendo información relevante de CEM)

## Legislación aplicable

**Aplicación de la Directiva a sistemas.**

Desde el punto de vista de la aplicación de la Directiva, un sistema se define como la combinación de varios productos terminados, aparatos y/o componentes (partes) diseñados y/o ensamblados por la misma persona (el fabricante) destinados a ser comercializados para distribución como una unidad funcional simple para un usuario final y con el propósito de ser instalado y utilizado en conjunto para desempeñar una tarea específica.

Esta definición es, en cierta forma, ambigua. Por ejemplo, la CPU de un ordenador cumple la definición de sistema, pero se considera aparato y está sujeto a la Directiva como tal, y no como sistema.



## Legislación aplicable

Sistemas formados únicamente por dispositivos con marca CE.

El ensamblador se considera fabricante a efectos de suministrar información sobre el sistema ensamblado (listado de partes, instrucciones de manejo y ensamblado, ambiente CEM para el que se ha fabricado), pero el sistema en sí no lleva marcado CE.

Sistemas formados total o parcialmente por dispositivos sin marca CE.

El ensamblador se considera a todos los efectos como el fabricante, debiendo llevar a cabo todas las acciones necesarias para garantizar el cumplimiento de la Directiva.

No hace falta que el sistema lleve CE si todos sus elementos lo llevan

## Legislación aplicable

Sistemas o aparatos con múltiples configuraciones:

El fabricante debe identificar la configuración que constituye el "peor caso" y garantizar que para ésta se cumple la Directiva. A partir de ahí puede comercializar cualquier configuración sin verificación adicional.

Modificaciones posteriores que estén cubiertas por el "peor caso" no necesitan verificarse; modificaciones que puedan resultar más conflictivas que el "peor caso" original sí dan lugar a una nueva verificación.



## Legislación aplicable

**Aplicación de la Directiva a instalaciones**

Se define una instalación fija como una combinación de distintos tipos de equipos, sistemas, productos terminados y/o componentes (partes) ensamblados y/o erigidos por un ensamblador/instalador en un determinado lugar para operar juntos en un ambiente previsto, desempeñando una tarea específica, pero no con el objeto de ser puesta en el mercado como una unidad funcional sencilla.

El ensamblador asume la responsabilidad del fabricante en cuanto a suministrar información al usuario final sobre operación y mantenimiento, y garantizar el cumplimiento de los requisitos de la Directiva. No se necesita marcado CE.

## Legislación aplicable

Las *instalaciones móviles* deben cumplir con todos los requisitos de la Directiva, salvo cuando vayan a substituir a instalaciones fijas. En este caso se tratan como instalaciones fijas pero, su utilización debe ser cuidadosamente planificada por expertos para evitar que su funcionamiento alterne su entorno electromagnético.



## Legislación aplicable

**Procedimientos para evaluación de la conformidad**

*a) Referencia a normas armonizadas.* El fabricante (o su representante autorizado) declara que el producto es conforme con las normas armonizadas que le son aplicables, emite un Certificado de Conformidad y coloca la marca CE en el producto.

b) *Expediente técnico de construcción.* El fabricante no ha aplicado las normas armonizadas, las ha aplicado en parte o éstas no existen. El fabricante debe generar y tener a disposición de las autoridades competentes un expediente técnico de construcción, realizar la declaración de conformidad y colocar el marcado CE en el producto. El expediente debe incluir un certificado o informe técnico expedido por un organismo competente.

## Legislación aplicable

*c) Aparatos para transmisión de radiocomunicaciones.* El fabricante debe solicitar un certificado de examen de tipo a un organismo notificado que se debe adjuntar a la declaración de conformidad. Este examen se realiza sobre una muestra o tipo representativo de la producción, y el fabricante ha de responsabilizarse de que los productos fabricados en serie están en conformidad con el tipo descrito en el certificado.



## Legislación aplicable

**Declaración de conformidad.**

La declaración debe incluir:

- La descripción del aparato.
- Las especificaciones respecto a las que se declara la conformidad, y, si procede, las medidas implementadas para asegurar la conformidad.
- Identificación del signatario autorizado para representar al fabricante o a su representante legal.
- Si procede, referencia al certificado de examen de tipo expedido por un organismo notificado.

## Legislación aplicable

**Autoridad Competente, Organismo Competente y Organismo notificado.**

*a) Autoridad competente:* organismos de la Administración encargadas de ejercer el control sobre el sector de mercado que les corresponde. En España son:

La Secretaría General de Telecomunicaciones, del Ministerio de Fomento, para los equipos de Telecomunicaciones.

La Dirección General de Calidad y Seguridad Industrial, del Ministerio de Industria y Energía, para el resto de equipos afectados por la Directiva.



## Legislación aplicable

*b) Organismo Competente:* Son organismos competentes aquellos que cumplen los requisitos establecidos en el Anexo II de la normativa (básicamente, capacidad técnica del personal, disponibilidad de medios e independencia, en la forma que recogen las normas armonizadas de la serie EN 45000). Los organismos competentes deben ser reconocidos como tales por un organismo de acreditación reconocido por la autoridad competente o por un organismo representante de la autoridad competente.

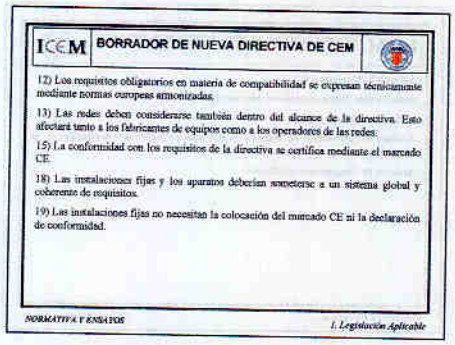
*c) Organismo notificado.* Los organismos notificados son los responsables de emitir los certificados de examen de tipo. Son reconocidos por la autoridad competente sobre la base de su adecuación a lo especificado en el Anexo II de la directiva.

# Nueva directiva: 20 Julio 2007

¿qué cambios ha habido? Liberalización de redes de teleco y de suministro eléctrico

Además la directiva anterior no cubría las INSTALACIONES ni los CABLES y otros elementos de interconexión (que a pesar de ser pasivos se comportan como antenas)

La norma nueva además
RECALCA la LIBRE CIRCULACIÓN


ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

12) Los requisitos obligatorios en materia de compatibilidad se expresan técnicamente mediante normas europeas armonizadas.

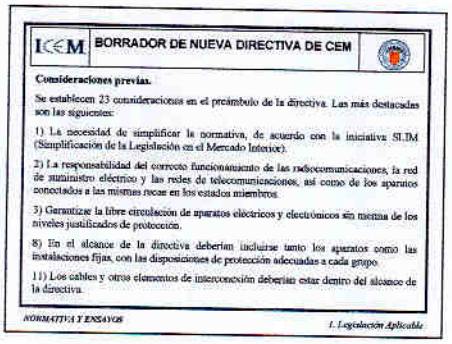
13) Las redes deben considerarse también dentro del alcance de la directiva. Esto afectará tanto a los fabricantes de equipos como a los operadores de las redes.

15) La conformidad con los requisitos de la directiva se certifica mediante el marcado CE.

18) Las instalaciones fijas y los aparatos deberían someterse a un sistema global y coherente de requisitos.

19) Las instalaciones fijas no necesitan la colocación del marcado CE ni la declaración de conformidad.

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable


ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

**Consideraciones previas.**

Se establecen 23 consideraciones en el preámbulo de la directiva. Las más destacadas son las siguientes:

1) La necesidad de simplificar la normativa, de acuerdo con la iniciativa SLIM (Simplificación de la Legislación en el Mercado Interior).

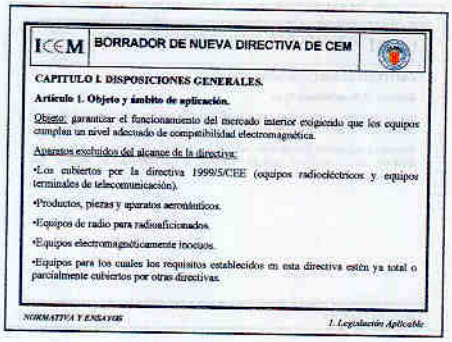
2) La responsabilidad del correcto funcionamiento de las radiocomunicaciones, la red de suministro eléctrico y las redes de telecomunicaciones, así como de los aparatos conectados a las mismas recae en los estados miembros.

3) Garantizar la libre circulación de aparatos eléctricos y electrónicos sin merma de los niveles justificados de protección.

8) En el alcance de la directiva deberían incluirse tanto los aparatos como las instalaciones fijas, con las disposiciones de protección adecuadas a cada grupo.

11) Los cables y otros elementos de interconexión deberían estar dentro del alcance de la directiva.

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable


ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

**CAPITULO I. DISPOSICIONES GENERALES.**

**Artículo 1. Objeto y ámbito de aplicación.**

Objeto: garantizar el funcionamiento del mercado interior exigiendo que los equipos cumplan un nivel adecuado de compatibilidad electromagnética.

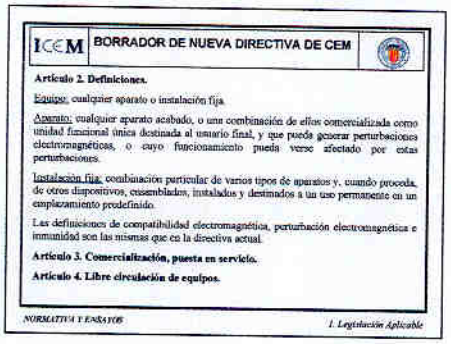
Aparatos excluidos del alcance de la directiva:

- Los cubiertos por la directiva 1999/5/CEE (equipos radioeléctricos y equipos terminales de telecomunicación).
- Productos, piezas y aparatos aeronáuticos.
- Equipos de radio para radioaficionados.
- Equipos electromagnéticamente inocuos.
- Equipos para los cuales los requisitos establecidos en esta directiva estén ya total o parcialmente cubiertos por otras directivas.

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable

Simplifica las definiciones
Ya no clasifica en función directa, indirecta, ...

- Equipo
- Aparato
- Instalación fija


ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

**Artículo 2. Definiciones.**

Equipo: cualquier aparato o instalación fija.

Aparato: cualquier aparato acabado, o una combinación de ellos comercializada como unidad funcional única destinada al usuario final, y que pueda generar perturbaciones electromagnéticas, o cuyo funcionamiento pueda verse afectado por estas perturbaciones.

Instalación fija: combinación particular de varios tipos de aparatos y, cuando proceda, de otros dispositivos, ensamblados, instalados y destinados a un uso permanente en un emplazamiento predefinido.

Las definiciones de compatibilidad electromagnética, perturbación electromagnética e inmunidad son las mismas que en la directiva actual.

**Artículo 3. Comercialización, puesta en servicio.**

**Artículo 4. Libre circulación de equipos.**

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable

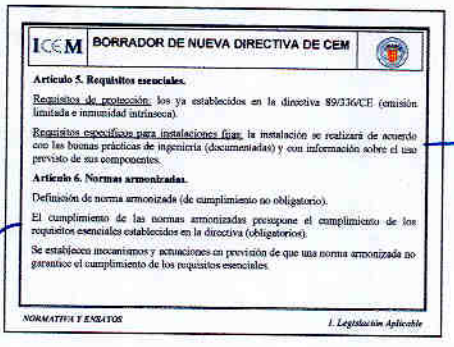
ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

**CAPITULO II. Aparatos**

**Artículo 7. Procedimiento de evaluación de la conformidad de los aparatos.**

- Evaluación de la compatibilidad electromagnética (equivalentemente, verificar el cumplimiento de todas las normas armonizadas que le sean de aplicación). Esta evaluación se realizará a través de un organismo notificado, que evalúa si la documentación técnica presentada por el fabricante demuestra el cumplimiento de los requisitos esenciales.
- La evaluación de la compatibilidad electromagnética tendrá en cuenta las condiciones normales de funcionamiento, incluyendo el caso de múltiples configuraciones.
- Redactar y mantener la documentación técnica que demuestre el cumplimiento de los requisitos esenciales.
- Declaración de conformidad con los requisitos esenciales.
- Se deben adoptar las medidas necesarias en el proceso de fabricación que garanticen la conformidad con la documentación técnica elaborada.

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable


ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

**Artículo 5. Requisitos esenciales.**

Requisitos de protección: los ya establecidos en la directiva 89/336/CE (emisión limitada e inmunidad intrínseca).

Requisitos específicos para instalaciones fijas: la instalación se realizará de acuerdo con las buenas prácticas de ingeniería (documentadas) y con información sobre el uso previsto de sus componentes.

**Artículo 6. Normas armonizadas.**

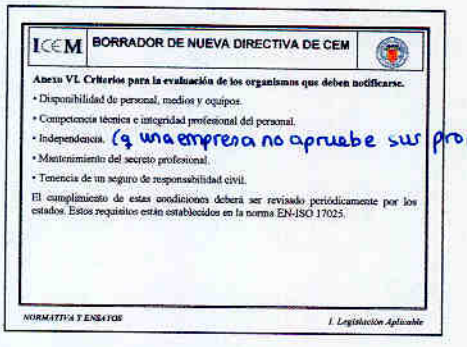
Definición de norma armonizada (de cumplimiento no obligatorio).

El cumplimiento de las normas armonizadas presupone el cumplimiento de los requisitos esenciales establecidos en la directiva (obligatorios).

Se establecen mecanismos y actuaciones en previsión de que una norma armonizada no garantice el cumplimiento de los requisitos esenciales.

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable

instalación fija: buenas prácticas de ingeniería. El ministerio deberá aclarar a que se refiere.


ICEM BORRADOR DE NUEVA DIRECTIVA DE CEM

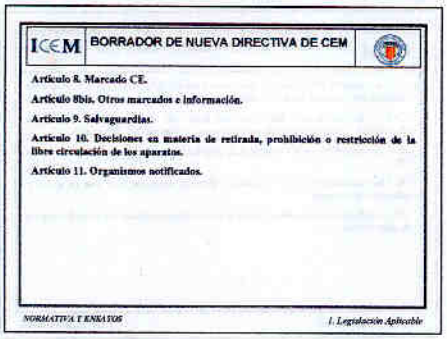
**Anexo VI. Criterios para la evaluación de los organismos que deben notificarse.**

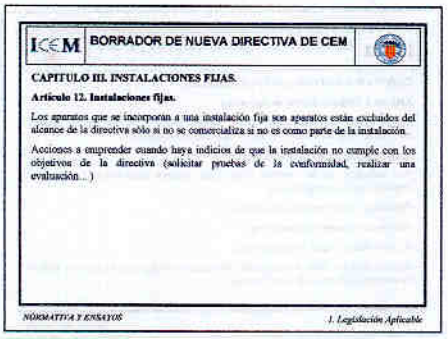
- Disponibilidad de personal, medios y equipos.
- Competencia técnica e integridad profesional del personal.
- Independencia. (q una empresa no apruebe sus propios productos)
- Mantenimiento del secreto profesional.
- Tenencia de un seguro de responsabilidad civil.

El cumplimiento de estas condiciones deberá ser revisado periódicamente por los estados. Estos requisitos están establecidos en la norma EN-ISO 17025.

NORMATIVA Y ENSAYOS — 1. Legislación Aplicable

En la práctica puede darse que aún cumpliendo con la norma, pueden no cumplirse los requisitos de la directiva. si se sospecha esto, la norma entra "en cuarentena" para poder cambiarla / corregirla.
→ la nueva directiva incluye procedimientos para ello






Básicamente: Tres cosas nuevas

- Redefine las responsabilidades en cuanto a las redes (ahora liberalizadas) que ya no sólo recaen en el estado sino tambien en las empresas
- Incluye cables y elementos de interconexión
- Incluye las instalaciones fijas

1c

COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA

# NORMATIVA Y ENSAYOS



ICM

## INTRODUCCIÓN

REQUISITOS DE EMC DE LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS:

- Organismos gubernamentales (requisitos legales) < emision / inmunidad | conducido | radiado
- Fabricantes de productos (calidad del producto)

4 cosas

El fabricante puede ser aún más exigente

- Normas Comerciales
- Normas Militares

Internacional: IEC → CISPR 22
→ CISPR 16: instrumentación y procedimientos de ensayo

USA: FCC: por ley sólo limita las emisiones; ya se preocupará el fabricante de la inmunidad.

## NORMAS COMERCIALES

International Electrotechnical Commission (IEC)

CISPR 22 (Information Technology Equipment, ITE), EN 55022.

Hace referencia a la CISPR 16

EEUU: Federal Communications Commission (FCC)

FCC Part 15, Subpart B (Unintentional Radiators).

Procedimientos de Ensayo en ANSI C63.4

Clase A: Entorno Industrial, Clase B: Entorno Doméstico



Clase A: Entorno Industrial: más permisivo que clase B, ya que no sería realista hacerlo estricto

Clase B: Entorno Doméstico: más estricto

## EMISIONES CONDUCIDAS

Frecuencias: 0,15 – 30 MHz (más allá las emisiones suelen ser radiadas)

Receptor: QP, AV; BW (6 dB) = 9 kHz

↑ average value

quasi-pico: cerca pero menor que el pico (entre average y pico)

militares usar PK (medida de pico)

Line Impedance Stabilization Network (LISN)

↓

aisla de las interferencias de la red para poder medir sólo las interferencias del equipo.

Cables: Fase y Neutro

## EMISIONES CONDUCIDAS

Receptores:
PK, QP, AV

Valor Eficaz

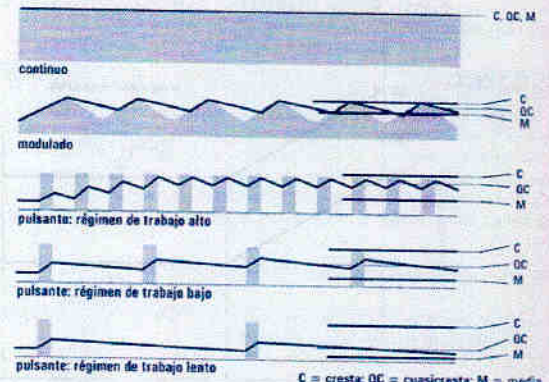



**Figura 3.2** Nivel en relación con la forma de onda de modulación para diferentes detectores



Line Impedance Stabilization Network

LISN: Red que se conecta entre el aparato y la red eléctrica para hacer medidas

## EMISIONES CONDUCIDAS

Implementación de LISN

LISN

$Z_{in} \cong 50\,\Omega$

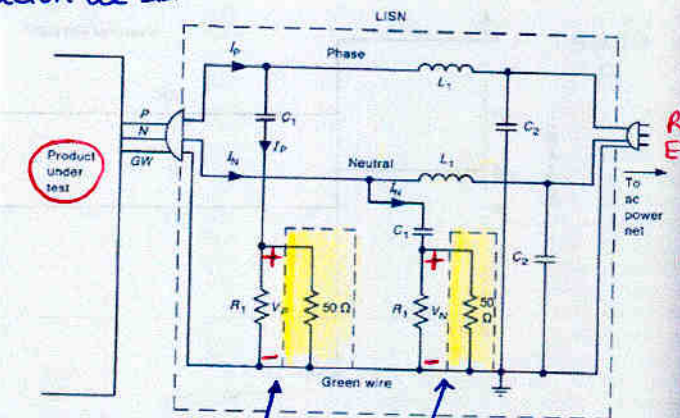



**FIGURE 2.10** The line impedance stabilization network (LISN) for the measurement of conducted emissions.



$L_1$ y $C_2$: Filtro Paso Bajo al DUT entra la red limpia

Red Eléctrica

$C_1$: deja pasar las altas frecuencias interferentes del equipo

Aquí se coloca el aparato de medida con $Z_{in} = 50\,\Omega$ (analizador de espectros)

Una medida para cada cable

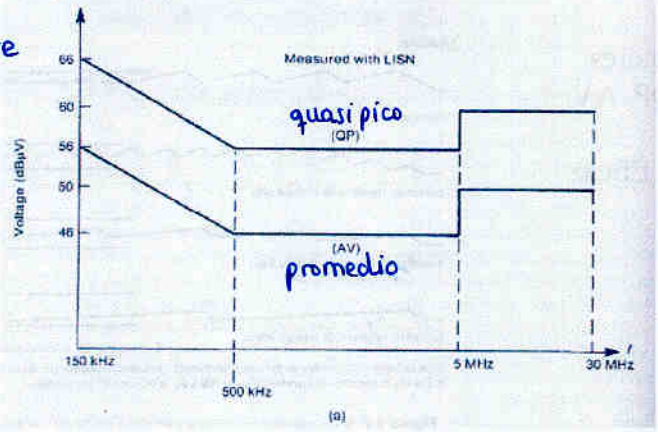
(para pruebas de inmunidad se coloca un generador)

1-18

## EMISIONES CONDUCIDAS

Representación de los límites

Clase B






## EMISIONES CONDUCIDAS

Clase A

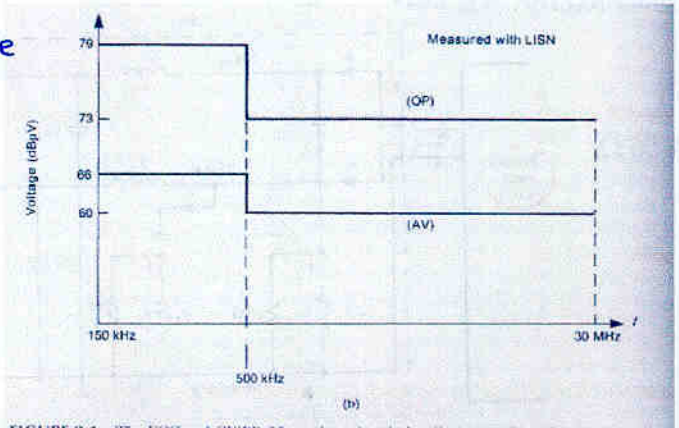



FIGURE 2.1 The FCC and CISPR 22 conducted emission limits: (a) Class B; (b) Class A.

## EMISIONES RADIADAS

Frecuencias: 30 – 1000 MHz (CISPR) → Ultimamente se miden frec. más allá

Receptor: QP; BW (6 dB) = 120 kHz

Open-Area Test Site (OATS), Semi-Anechoic Chamber (SAC)

Distancia de medida: 3 m (FCC Clase B), 10 m (FCC Clase A, CISPR 22) (más permisivo clase A)

Polarizaciones: Horizontal y Vertical (hay que medir para CADA polarización)

Exploración en altura: 1 – 4 m, Variación en acimut: 360°

Antenas: Dipolos, Bicónicas, Logo-periódicas

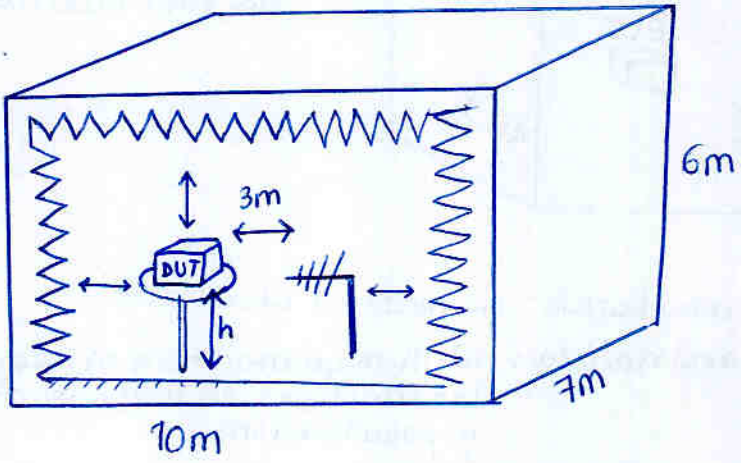
*TEMA 1. DIRECTIVA DE CEM* *1.3. Normativa y Ensayos*

**OATS:**

En un lugar donde no lleguen interferencias

**SAC:** (semianecoica, ya que el suelo no es absorbente sino metálico)

una cámara de 10m permite medidas a 3m, no más.




barrido:

altura h: 1 a 3 m
acimut 360°

→ En lugar de barrer se toma el caso peor

duración medida: unas 2 horas (1 hora para cada polarización)

## Material absorbente:

- Baldosas de ferrita
- Dieléctrico piramidal

tamaño proporcional a $\lambda$

Conviene combinar ambas cosas ya que 30 MHz - 1 GHz requeriría pirámides muy grandes

## Antenas:

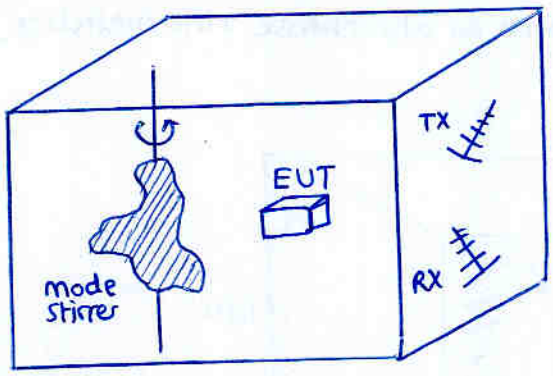
- Medir emisión:
  - antena bicónica: para la mitad inferior de la banda
  - antena logoperiódica: para la mitad superior

  → antenas bi-log: sirven en toda la banda

- Medir inmunidad:
  - sirve antena logoperiódica 80 MHz - 1 GHz

Nota: El TC 77 está estudiando un nuevo procedimiento de medida

### Cámara reverberante




El agitador de modos hace que el campo (a partir de $\lambda/4$ de las paredes) sea homogéneo en toda la cámara cuando el agitador da una vuelta

Ventajas: más barato: no material absorbente

más realista: al 'homogeneizar' tiene en cuenta las emisiones en todos los ángulos y polarizaciones.

ahorro energía: las paredes no absorben, es fácil generar campos intensos.

## Distancia de medida

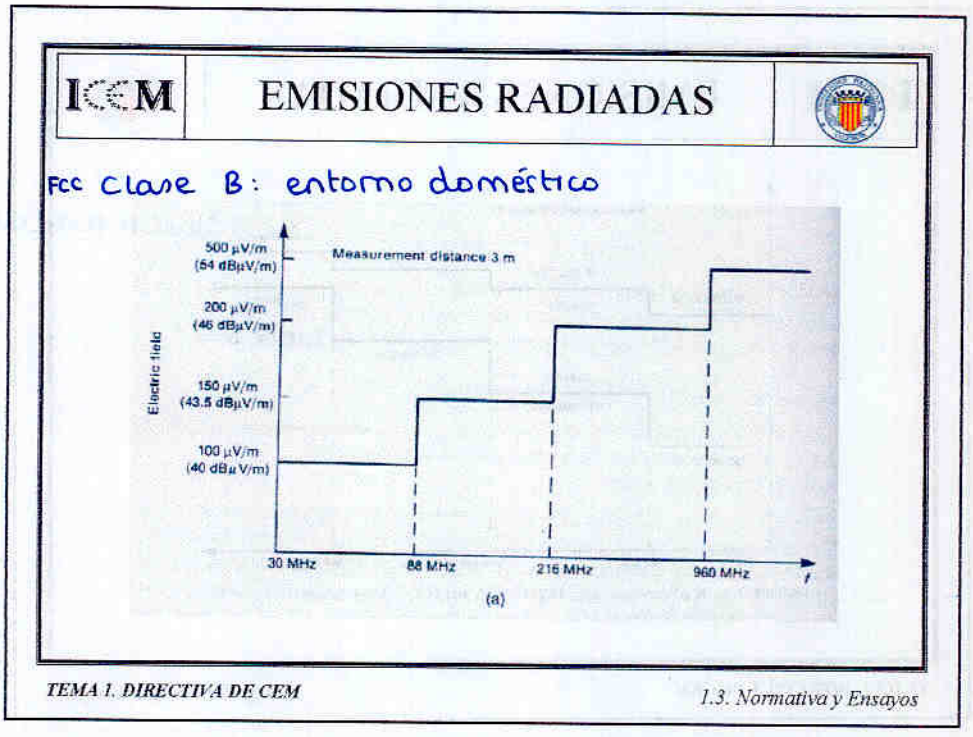
FCC clase B (doméstico) : 3m
FCC clase A (industrial) : 10m ← medir a 10m "perdona" posibles campos cercanos muy fuertes que ya no existan a 10 m

En Europa:

CISPR 22
Todas las medidas a 10 m

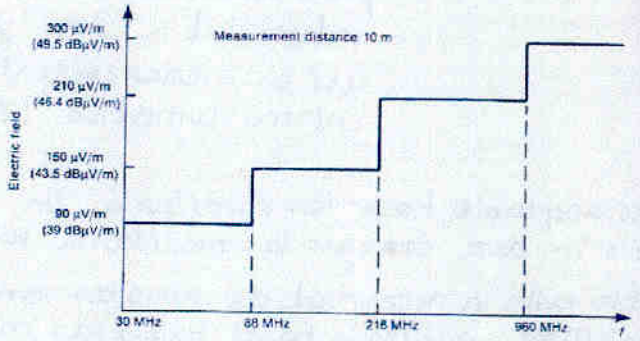
Además podemos usar la relación
$E \propto 1/r$ (campo lejano)
para recalcular las exigencias del industrial a 3m, y ver que aun así es menos exigente que el entorno doméstico. (3ª gráfica) →

Nota: es aceptable hacer las medidas a 3m y aplicar $E \propto 1/r$ para corregir las medidas a 10 m
Ésto evita la necesidad de cámaras semianecoicas enormes, pudiendo hacer todas las medidas a 3m (ej: la de la ETSIT)
En caso de problemas legales sí hay que realizar la medida a 10 m



# EMISIONES RADIADAS

FCC Clase A: entorno industrial



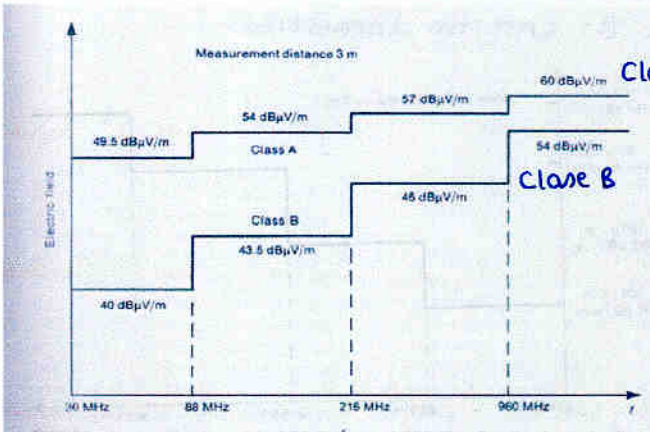

(b)

FIGURE 2.2 FCC radiated emission limits: (a) Class B; (b) Class A.





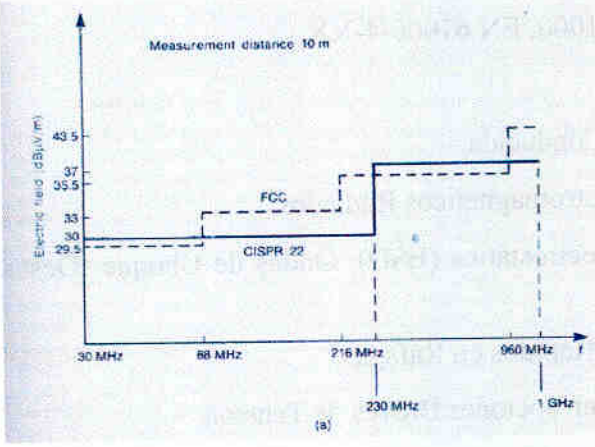
# EMISIONES RADIADAS




Clase A recalculado a 3m

FIGURE 2.3 A comparison of the FCC Class A and FCC Class B radiated emission limits for a measurement distance of 3 m.

# EMISIONES RADIADAS






# EMISIONES RADIADAS

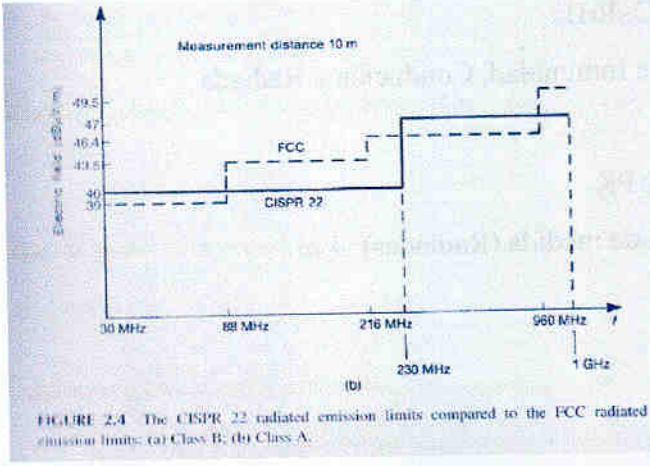



FIGURE 2.4 The CISPR 22 radiated emission limits compared to the FCC radiated emission limits: (a) Class B; (b) Class A.

## INMUNIDAD

IEC Serie 61000, EN 61000-4-XX

Inmunidad Conducida

Campos Electromagnéticos Radiados

Descarga Electrostática (ESD), Ondas de Choque (Descargas de tipo Rayo)

Transitorios Rápidos en Ráfagas

Huecos e Interrupciones Breves de Tensión

Campos Magnéticos a Frecuencia Industrial



## NORMAS MILITARES

MIL-STD-461E

Emisión e Inmunidad, Conducida y Radiada

Receptor: PK

Distancia de medida (Radiadas): 1 m

2a

ICEM | COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA

# TEMA 2

# FUNDAMENTOS ELECTROMAGNÉTICOS



ICEM | Señales y Espectros

- Descripción las señales en el dominio del tiempo:
  - Señales Deterministas: Valor de pico, Valor eficaz
  - Señales Aleatorias: Autocorrelación
- Descripción de las señales en el dominio de la frecuencia:
  - Señales Periódicas: Desarrollo en Serie de Fourier
  - Señales definidas en Energía: Transformada de Fourier
  - Señales Aleatorias: Densidad Espectral de Potencia
- Señal de especial interés en CEM:
  - Tren de Pulsos Trapezoidales

Modelo realista de la señal de reloj (incluye tiempos de subida y bajada)

si se emplease la TF en una señal periódica se obtienen deltas de dirac de area igual a los coeficientes del DSF

## Señales Periódicas

En general, cualquier señal periódica se puede escribir como una serie de funciones sinusoidales: frec $f_0$ y todos sus múltiplos

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_0 t} \qquad c_n = \frac{1}{T}\int_T x(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt$$

espectro bilateral

O bien, $$x(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2|c_n| \cos(2\pi n f_0 t + \theta_n)$$

espectro unilateral

$$f_0 = \frac{1}{T} \Rightarrow \quad \text{frecuencia fundamental}$$



## Señales Digitales

Consideraremos señales de las siguientes características:

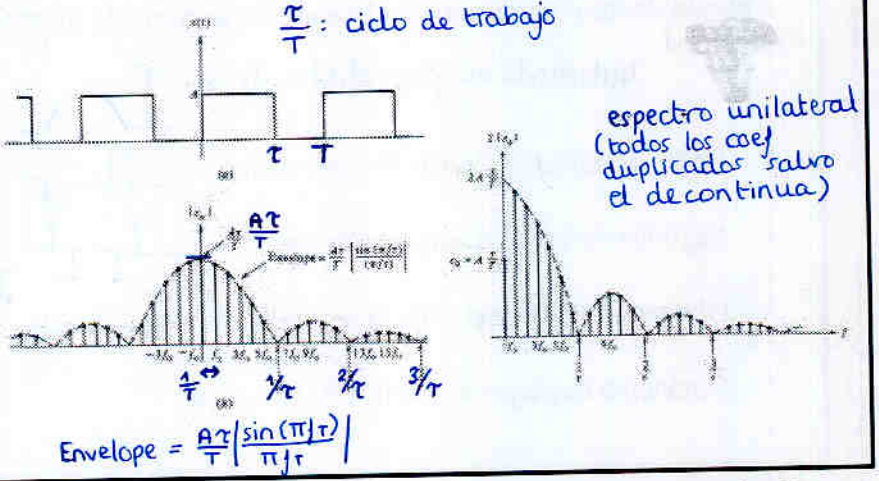
- Periódicas
- Determinísticas

Ejemplo: Señal de Reloj → una de las señales más interferentes

Formas de Onda consideradas:

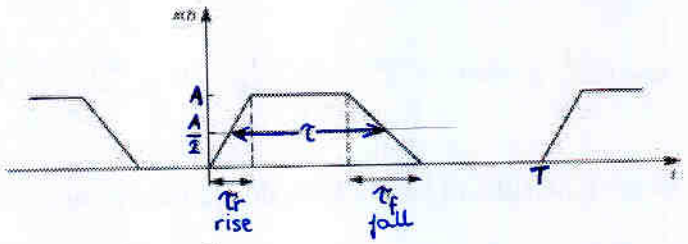
- Tren de Pulsos Rectangulares
- Tren de Pulsos Trapezoidales

## Tren de Pulsos Rectangulares






## Tren de Pulsos Trapezoidales




Parámetros de la señal:

- Amplitud $A$.
- Frecuencia fund. $f_0$ ($f_0 = 1/T$)
- Duración $\tau$
- Ciclo de trabajo $D = \tau/T$
- Tiempo de subida $\tau_r$
- Tiempo de bajada $\tau_f$

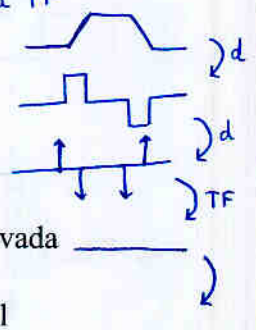
En la práctica se definen como el tiempo en pasar del 10% al 90%

## Tren de Pulsos Trapezoidales

Cálculo de los coeficientes del Desarrollo en Serie de Fourier Bilateral:

Utilizando las propiedades de la TF

- Primera derivada: Pulsos Rectangulares
- Segunda derivada. Deltas de Dirac
- Obtención del espectro de la segunda derivada
- Obtención del espectro de la señal original






## Tren de Pulsos Trapezoidales

Espectro Bilateral:

$$c_n = -j\frac{A}{2\pi n}e^{-j\pi n f_0(\tau+\tau_r)}\left(\frac{\operatorname{sen}(n\pi f_0\tau_r)}{n\pi f_0\tau_r}e^{j2\pi n f_0\tau} - \frac{\operatorname{sen}(n\pi f_0\tau_f)}{n\pi f_0\tau_f}e^{-j2\pi n f_0\tau}\right)$$

Si $\tau_r=\tau_f$, resulta el producto de dos funciones sinc:

$$c_n = A\frac{\tau}{T}\frac{\operatorname{sen}(n\pi f_0\tau)}{n\pi f_0\tau}\frac{\operatorname{sen}(n\pi f_0\tau_r)}{n\pi f_0\tau_r}e^{-j\pi n f_0(\tau+\tau_r)}$$

Caso particular: Si $\tau_r=0$, se tiene un Tren de Pulsos Rectangulares.

## Tren de Pulsos Trapezoidales

Espectro Unilateral con $\tau_r = \tau_f$: $c_0 = A f_0 \tau$

$$\left|c_n^+\right| = 2A\frac{\tau}{T}\left|\frac{\text{sen}(n\pi f_0\tau)}{n\pi f_0\tau}\right|\left|\frac{\text{sen}(n\pi f_0\tau_r)}{n\pi f_0\tau_r}\right| \qquad \theta_n = \pm n\pi\frac{\tau+\tau_r}{T}$$

Para un ciclo de trabajo del 50% ($D=\tau/T=\tau f_0=0{,}5$): $c_0 = A/2$

si $D=\frac{\tau}{T}=0'5$

$$\left|c_n^+\right| = A\left|\frac{sen(n\pi/2)}{n\pi/2}\right|\left|\frac{sen(n\pi f_0\tau_r)}{n\pi f_0\tau_r}\right| = 0 \quad si \quad n=2p$$

se anulan todos los armónicos pares

Para ciclos de trabajo cercanos al 50%, los armónicos impares son bastante estables respecto a variaciones en el ciclo de trabajo; los armónicos pares son mucho menores que los impares, pero fluctúan mucho (medidas poco repetibles).

lo que ocurre en la práctica



## Tren de Pulsos Trapezoidales

Envolvente del Espectro: Buscaremos un Límite Superior Aproximado, que representará el caso peor.

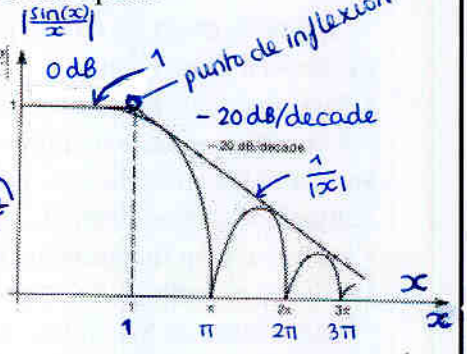
Aproximaciones realizadas:

cuidado $\text{sinc}\, x = \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x}$

$$\left|\frac{sen(x)}{x}\right| = \begin{cases} 1, & |x| << 1 \\ \dfrac{1}{|x|}, & |x| >> 1 \end{cases}$$

aprox Bode (no hace falta <<)

$$20\log\left|\frac{sen(x)}{x}\right| = \begin{cases} 0\,\text{dB}, & |x|<1 \\ -20\log|x|, & |x|>1 \end{cases}$$



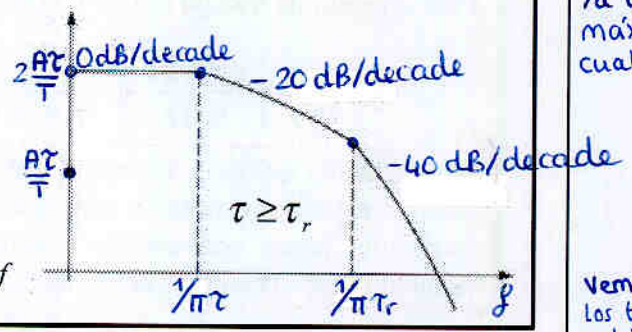

Tren de Pulsos Rectangulares: $x = \pi f \tau$ Inflexión en: $f = \frac{1}{\pi\tau}$

## Tren de Pulsos Trapezoidales

Para la señal trapezoidal con $\tau_r = \tau_f$:

$$Env = 2A\frac{\tau}{T}\left|\frac{sen(n\pi f_0\tau)}{n\pi f_0\tau}\right|\left|\frac{sen(n\pi f_0\tau_r)}{n\pi f_0\tau_r}\right|$$

$$20\log(Env) = 20\log\left(2A\frac{\tau}{T}\right) + 20\log\left|\frac{sen(n\pi f_0\tau)}{n\pi f_0\tau}\right| + 20\log\left|\frac{sen(n\pi f_0\tau_r)}{n\pi f_0\tau_r}\right|$$




Espectro continuo: $nf_0 \rightarrow f$



Ya tenemos límites máximos con los cuales trabajar

dentro de los límites, la señal es un espectro de barras

Vemos que aumentar los tiempos de subida y bajada reduce las interferencias a altas frecuencias

⚠ Gráfica logarítmica en ambos ejes

## Tren de Pulsos Trapezoidales

CONCLUSIONES:

- La interferencia en AF es mayor cuanto menor es la duración de los pulsos.
- Para una misma duración de los pulsos, la interferencia en AF es mayor cuanto menores son los tiempos de subida/bajada. Muchos problemas de CEM se resuelven aumentando estos tiempos.
- La frecuencia fundamental representa la separación entre las líneas espectrales (el espectro real es discreto).
- La duración de los pulsos está relacionada directamente con la frecuencia fundamental a través del ciclo de trabajo.



Vemos que la envolvente NO depende de la frecuencia de reloj (frec fundamental) sino de las duraciones del pulso y tiempos de subida y bajada.

Lo que sí hace la frec fundamental es decidir la separación entre las líneas espectrales

NOTA: décadas

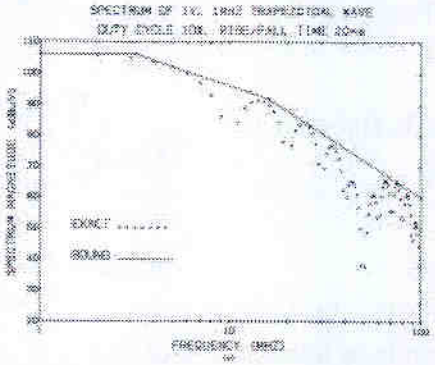
$f_2$ está a N décadas de $f_1$

$$f_2 = 10^N \cdot f_1$$

$$N = \log_{10}\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$$

## Tren de Pulsos Trapezoidaies

Comparación entre la Envolvente y el Espectro real de un tren de pulsos trapezoidales con un ciclo de trabajo de tan sólo un 10 %:



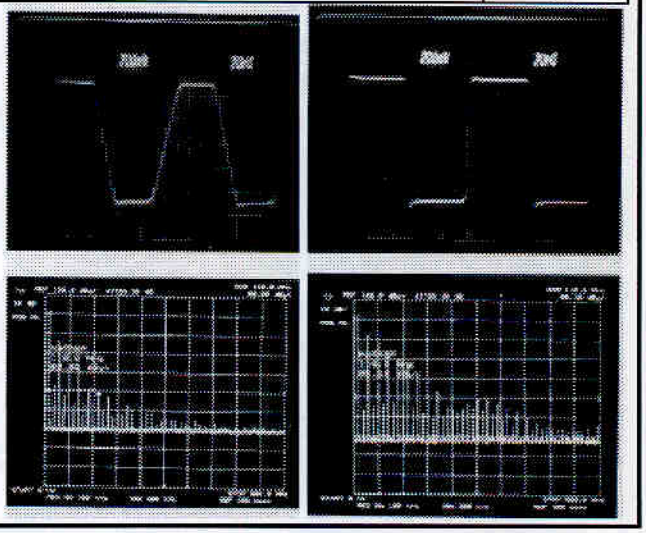
Puede concluirse que la aproximación sigue siendo válida.



## Tren de Pulsos Trapezoidales

Comparación de dos señales de 1 V, 10 MHz y D = 50 %, variando sólo $\tau_r$ = 20 ns, 5 ns

(Medidas con Osciloscopio y Analizador de Espectros)





Armónicos pares muy inferiores a los impares (D ≃ 50%) ya que

ciclo de trabajo
0'5 = D

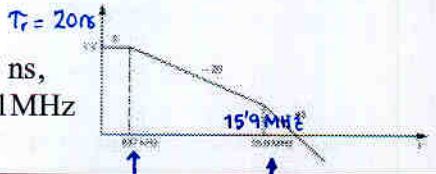
$2A\frac{\tau}{T} = A = 1V$

## Tren de Pulsos Trapezoidales

Comparación de dos señales de 1 V, 10 MHz y D = 50 %, variando sólo $\tau$ = 20 ns, 5 ns

(Diagramas de Bode de la Envolvente)

Señal de 1 V, D = 50 %, $\tau$ = 20 ns, pero cambiando la frecuencia a 1MHz






$1/\pi\tau = 1/\pi D$

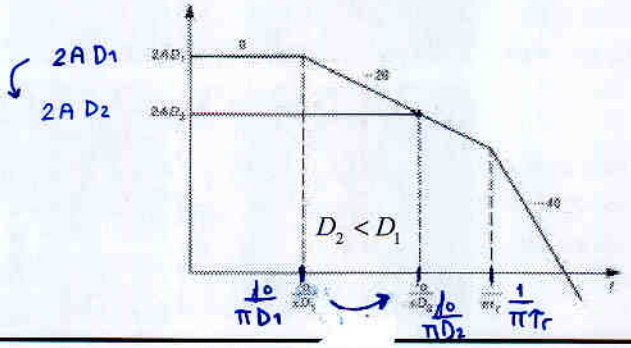
$\tau = \frac{D}{f_0}$

este punto no ha cambiado, ya que $\tau_r$ es igual indep. de $f_0$

## Tren de Pulsos Trapezoidales

Efecto de la variación del ciclo de trabajo:

La reducción del ciclo de trabajo reduce las componentes de baja frecuencia, pero mantiene inalteradas las componentes de alta frecuencia.



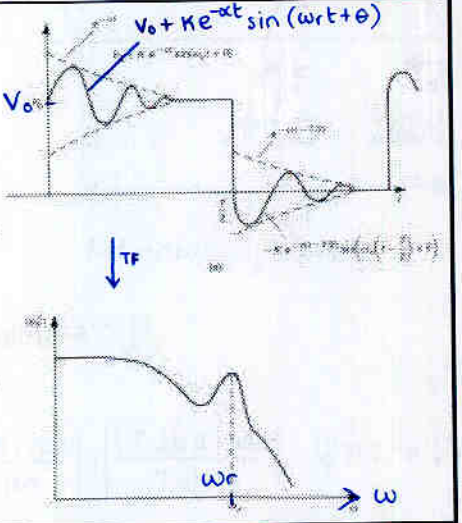



La reducción del ciclo de trabajo sólo mejora las interferencias a bajas frecuencias.

## Tren de Pulsos Trapezoidales

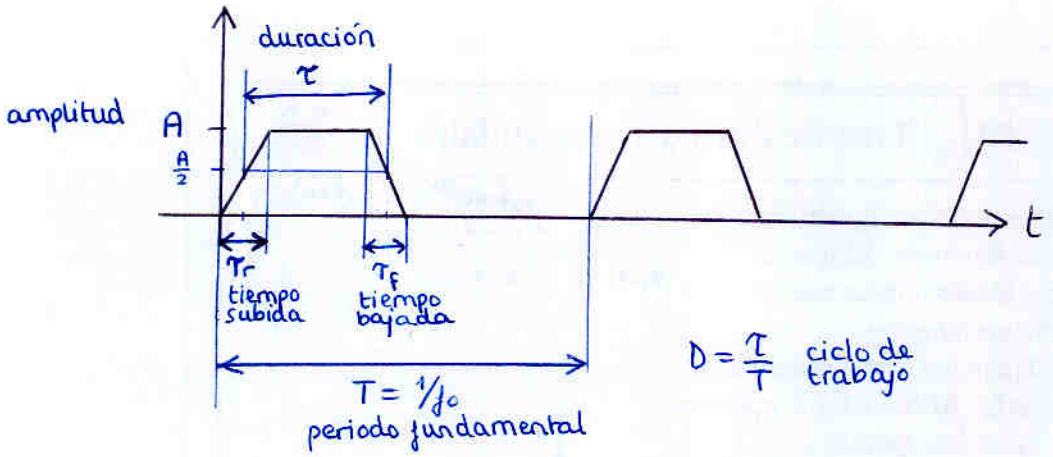
Efecto del amortiguamiento de las oscilaciones debidas a capacidades e inductancias parásitas *(ringing)*:

Tiene lugar una acentuación de las frecuencias cercanas a la de resonancia.




El problema puede resolverse añadiendo elementos disipativos (resistencias, ferritas) o adaptando las líneas de transmisión.

# Espectro Unilateral
# Tren de pulsos trapezoidales




⇩ TF unilateral

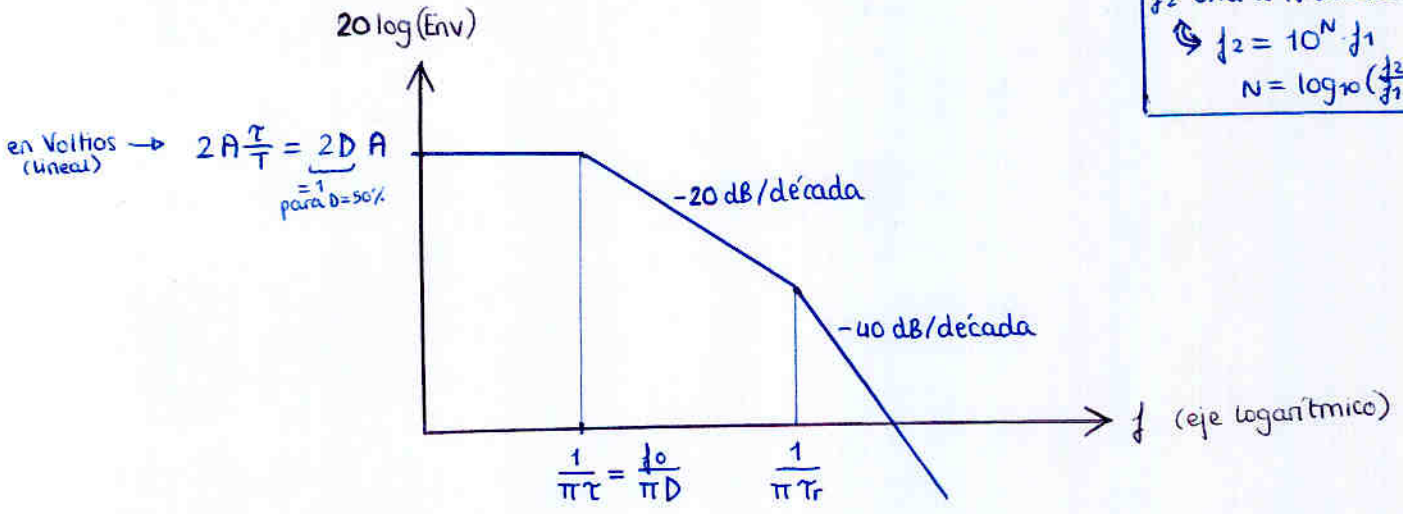
si $\tau_r = \tau_f$

Picos: $\left\{ \begin{array}{l} |C_n^+| = 2A\frac{\tau}{T} \cdot \left|\frac{\text{sen}(\pi n f_0 \tau)}{n\pi f_0 \tau}\right| \cdot \left|\frac{\text{sen}(\pi n f_0 \tau_r)}{n\pi f_0 \tau_r}\right| \\ \theta_n = \pm n\pi \frac{\tau+\tau_r}{T} \end{array} \right.$ } envolvente de los picos separados $\frac{1}{T} = f_0$

nota: si D = 50%, los armónicos pares son muy pequeños

## Diagrama de Bode para la envolvente

si $f_2$ está a N décadas de $f_1$
⇔ $f_2 = 10^N f_1$
$N = \log_{10}\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$



2b

ICCM

# ELECTRODINÁMICA

Ecuaciones de Maxwell

$$\left.\begin{aligned}\nabla\times\vec{E}&=-j\omega\vec{B}\\ \nabla\times\vec{H}&=\vec{J}+j\omega\vec{D}\end{aligned}\right\}\Rightarrow\begin{cases}\nabla\cdot\vec{B}=0\\ \nabla\cdot\vec{D}=\rho\end{cases}$$

Condiciones de Contorno

$$\left.\begin{aligned}\hat{n}_{12}\times\left(\vec{E}_2-\vec{E}_1\right)&=0\\ \hat{n}_{12}\times\left(\vec{H}_2-\vec{H}_1\right)&=\vec{J}_S\end{aligned}\right\}\Rightarrow\begin{cases}\hat{n}_{12}\cdot\left(\vec{B}_2-\vec{B}_1\right)=0\\ \hat{n}_{12}\cdot\left(\vec{D}_2-\vec{D}_1\right)=\rho_S\end{cases}$$

Potenciales

$$\vec{B}=\nabla\times\vec{A},\quad \vec{E}=-\nabla\phi-j\omega\vec{A}$$

Condición de Lorentz

$$\nabla\cdot\vec{A}+j\omega\mu\varepsilon\phi=0$$

Ecuaciones constitutivas

$$\vec{D}=\varepsilon_0\vec{E}+\vec{P},\quad \vec{B}=\mu_0\left(\vec{H}+\vec{M}\right)$$

Medios Lineales

$$\vec{D}=\varepsilon\vec{E},\ \vec{B}=\mu\vec{H},\ \vec{J}=\sigma\vec{E}$$

Otras ecuaciones

$$\vec{J}=\rho\vec{v},\ \nabla\cdot\vec{J}+j\omega\rho=0$$

ec continuidad

$$\vec{F}=q\left(\vec{E}+\vec{v}\times\vec{B}\right)$$

Potencia

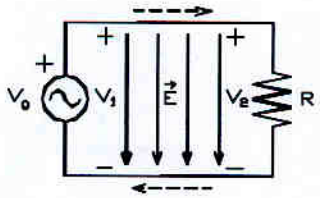
$$-\oint\!\!\!\!\!\!\int_S\vec{P}\cdot d\vec{S}-\iiint\vec{E}\cdot\vec{J}^{\,*}dV=$$

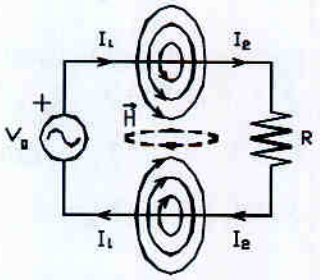
$$=j\omega\iiint\left(\mu\left|\vec{H}\right|^2-\varepsilon^*\left|\vec{E}\right|^2\right)dV$$

ICCM

# CAMPOS

| CAMPO ELÉCTRICO | CAMPO MAGNÉTICO |
|---|---|
| Concepto: $V = Ed$ | Concepto: $I_T = I_{con} + I_{des} = Hd$ |
| Definición: $V = -\int_d \vec{E} \cdot d\vec{l}$ | Definición: $I_T = I_{con} + I_{des} = \oint_d \vec{H} \cdot d\vec{l}$ |

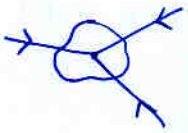



*TEMA 2. FUNDAMENTOS ELECTROMAGNÉTICOS* *2.3. Análisis de Circuitos en Baja Frecuencia*

→ Por eso en guías no se trabaja con tensiones (habría que definir el camino) pero en coaxiales sí.

Segunda ley

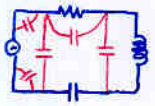


$$\sum I_i = 0$$

$$\nabla \cdot \vec{J} + j\omega\rho = 0 \longrightarrow \underbrace{\oiint_S \vec{J} \cdot d\vec{S}}_{\sum I_i = 0} + \underbrace{j\omega \overbrace{\iiint_V \rho \, dV}^{Q}}_{\text{acumulación de carga}} = 0$$

por eso no sale la misma corriente que entra.

se modela con capacidades parásitas



ICCM

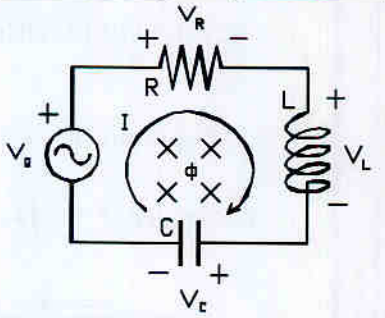
# CIRCUITOS

Leyes de Kirchhoff:

$$\sum_{\text{lazo}} V_i = 0, \quad \sum_{\text{nudo}} I_i = 0$$

$$V_R + V_L + V_C - V_g = 0$$

$$I_2 + I_3 - I_1 = 0$$

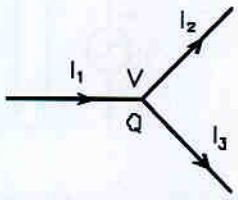



Ecuaciones de Maxwell:

$$\sum_{\text{lazo}} V_i + j\omega\Phi = 0, \quad \sum_{\text{nudo}} I_i + j\omega Q = 0$$

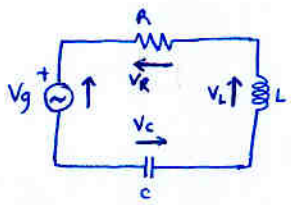
$$V_R + V_L + V_C - V_g + j\omega\Phi = 0$$

$$I_2 + I_3 - I_1 + j\omega Q = 0$$




*TEMA 2. FUNDAMENTOS ELECTROMAGNÉTICOS* *2.3. Análisis de Circuitos en Baja Frecuencia*

Las Leyes de Kirchoff dejan de cumplirse a altas frecuencias




$$V_B - V_A = -\int_A^B \vec{E}\cdot d\vec{l} \qquad \begin{cases} \oint_L \vec{E}\cdot d\vec{l} = 0 \text{ en BF} & (\nabla\times\vec{E}=0) \\ \oint_L \vec{E}\cdot d\vec{l} = -j\omega\iint_S \vec{B}\cdot d\vec{S} & (\nabla\times\vec{E}=-j\omega\vec{B}) \end{cases}$$

el circuito es una espira

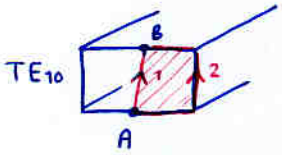
¿Porqué? La propia espira se comporta como una inductancia parásita

con esto podremos incluir el término que falta

¿Y cuando hayan más mallas?

- ¿Dónde pongo la inductancia propia de cada lazo?
- ¿Y las bobinas acopladas entre lazos?
  la corriente de un lazo crea flujo en los demás

Tensión entre dos puntos en una guía




$$V_B - V_A = -\int_A^B \vec{E}\cdot d\vec{l}$$ ¡Depende del camino!

Si calculamos el flujo del campo magnético a través de la sup. es justo la diferencia entre ambos resultados

En un coaxial

$V_B - V_A$ es igual para cualquier camino, ya que $\vec{H}$ es transversal y no hay flujo en ese plano

↓ 3a

Descarga electrostática y descarga atmosférica

Tema 3. Fuentes especiales de Perturbaciones

ICEM

# CURSO DE CEM

# DESCARGA ELECTROSTÁTICA

Juan Vicente Balbastre Tejedor
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



ICEM

## Contenidos

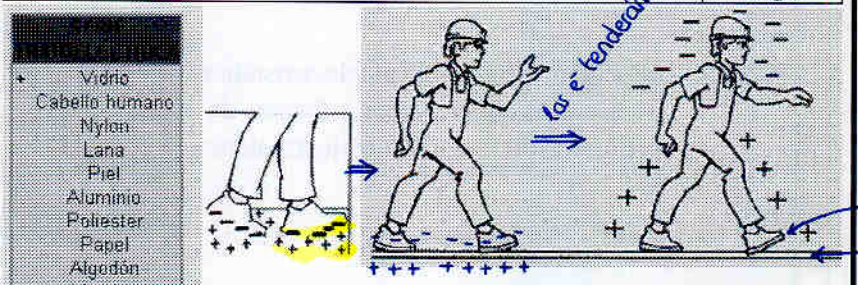
- Origen de la descarga electrostática.
- Circuitos equivalentes y formas de onda.
- Efectos de la descarga electrostática.

## Origen de la descarga electrostática.

- Dos dieléctricos entran en contacto e intercambian electrones.
- El intercambio de electrones depende de la posición de los dieléctricos en la escala triboeléctrica.
- Otros factores que intervienen en el transvase de carga son:
  - Suavidad y limpieza de la superficie de contacto.
  - Área de la superficie de contacto.
  - Presión de contacto.
  - Velocidad de separación

ANÁLISIS Y DISEÑO — 6. Descarga Electrostática

## Origen de la descarga electrostática.

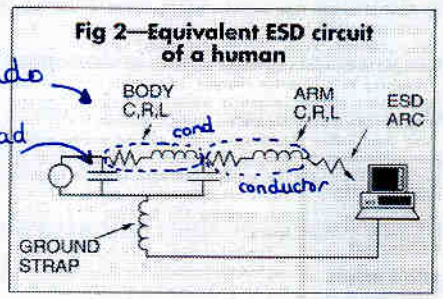



- Un conductor en contacto con un dieléctrico cargado sufre un redistribución de carga.
- Si un conductor con concentración de cargas en su superficie se acerca a otro conductor, se puede producir un problema de DES

ANÁLISIS Y DISEÑO — 6. Descarga Electrostática

## ICEM Circuitos equivalentes y formas de onda.

Circuito equivalente




Circuito RLC cargado

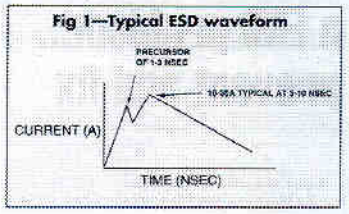
capacidad entre mi cuerpo y el suelo

diferencia de potencial de varios miles de voltios



## ICEM Circuitos equivalentes y formas de onda.

Forma de onda




- Acumulación carga lenta (s).
- Duración 100ns-2µs.
- Tiempo de subida 200ps-70ns
- ↑ Velocidad de aproximación: ↓ Tiempo subida ↑ Amplitud I

2 órdenes de magnitud menos que la descarga atmosférica (duración 1ms) (subida: algunos µs)

Ancho de banda mucho mayor que un rayo

Pero obviamente la cantidad de electrones es mucho mayor en un rayo



Problema rayo: muchísima carga

Problema descarga electrostática: gran ancho de banda

## Efectos de la descarga electrostática.

- El campo previo a la descarga. (campo de ruptura del aire → 200 kV/cm)
- La corriente debida a la descarga, que puede producir:
  - Conducción a través de los componentes
  - Descargas secundarias
  - Acoplamiento capacitivo o inductivo con los circuitos → entre elementos del circuito

ej: unos cuantos amperios se cargan un diodo o transistor fácilmente

La descarga electrostática produce perturbaciones:

1.- Conducidas.

2.- Radiadas



Para el ensayo de descargas se utilizan pistolas de descarga

- si el equipo se entropea, típicamente:
  - o bien el equipo se recupera solo
  - o bien tiene que venir un operario a resetearlo } alteración de los datos en memoria o registros
- También puede quemarse permanentemente algún componente

## Efectos de la descarga electrostática.

- Problemas ocasionados por las descargas:
  - daños en componentes
  - mal funcionamiento
  - bloqueo...

↓ 3b

ICEM

# CURSO DE CEM

# DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

Juan Vicente Balbastre Tejedor
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



ICEM

## Contenidos

7.1 Introducción.
7.2 Origen de las descargas atmosféricas.
7.3 Formas de onda.
7.4 Efectos de las descargas atmosféricas.

## Introducción

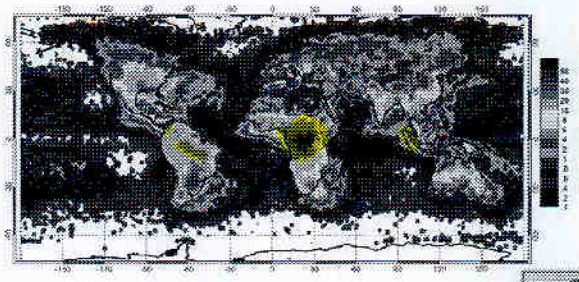
- Rayos, fenómeno muy común.
  - 2000 tormentas y 100 rayos/s.
  - 1millón de rayos/año en la península.
- Probabilidad de descarga en un punto depende de:
  - Localización geográfica
  - Orografía.
  - Estructura del suelo...

más rayos en zonas montañosas del interior

montaña → efecto de puntas concentración de cargas



## Introducción

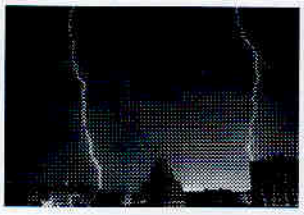


Los mapas keraúnicos representan el número medio de destellos por kilómetro cuadrado y año.

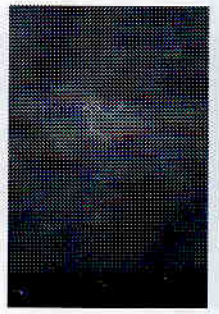
El mar (a pesar de ser el agua buen conductora) no tiene apenas rayos

## Introducción

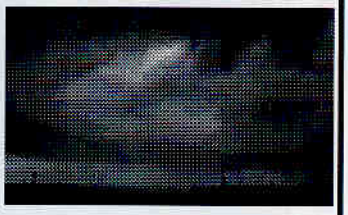
Tipos de descargas



Rayo (nube-tierra o tierra-nube)



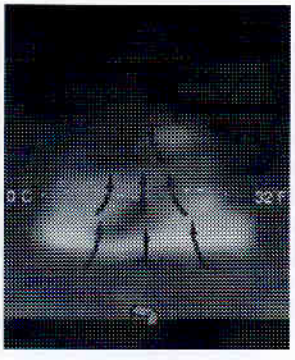
Relámpago (nube-nube)



Relámpago (interior a la nube)

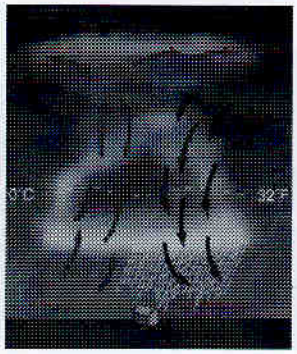


## Origen de las descargas atmosféricas



La tierra, calentada por el Sol, calienta a su vez el aire próximo a la superficie que, al ser más ligero que el aire frío de capas superiores de la atmósfera, forma una corriente ascendente. Si la humedad del aire es grande, éste condensa formando un cúmulo.

## Origen de las descargas atmosféricas



mucha altura → mucho frío → agua condensa

Si el cúmulo aumenta mucho (formando un cumulonimbo), las moléculas de agua se agrupan en gotas cuyo peso y tamaño aumentan de forma progresiva. Cuando el aire ascendente ya no puede contenerlas, las gotas comienzan a caer de la nube. Al mismo tiempo, el aire seco y fresco comienza a penetrar en la nube. A esto se le conoce como arrastre. Debido a que el aire fresco es más pesado que el aire caliente, comienza a descender de la nube formando una corriente de aire descendente que empuja hacia abajo las gotas agua pesada, provocando así la lluvia.

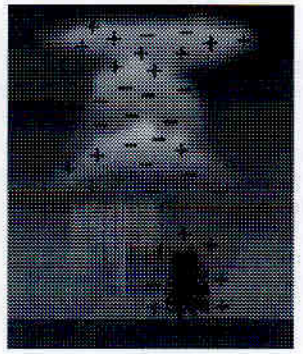
arrastre: el aire frío empuja las gotas hacia abajo



cristales se acumulan en parte alta de la nube

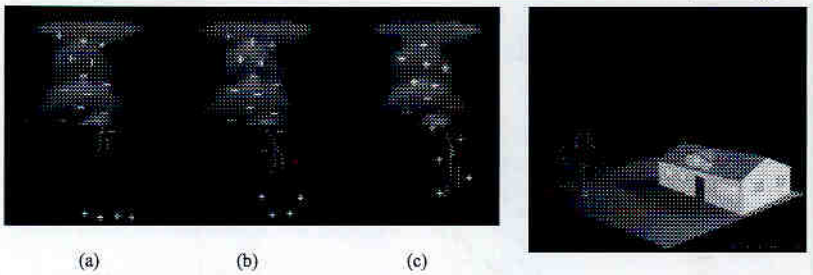
granizo se acumula en la parte baja de la nube

## Origen de las descargas atmosféricas



Las gotas de agua que alcanzan las capas más altas de la nube forman cristales de hielo, con carga positiva. Por fricción, los cristales de hielo se recombinan formando granizo, con carga negativa. Los fragmentos de granizo son arrastrados a la parte inferior de la nube por la corriente descendente. De esta forma aparece una distribución de cargas en el interior de la nube.

## Origen de las descargas atmosféricas



(a) (b) (c)

(a) Las cargas negativas de la parte baja de la nube provocan una distribución de carga positiva en el suelo y una corriente de electrones ramificada sale de la nube hacia el suelo.

(b) Al aproximarse la corriente al suelo se produce una diferencia de potencial muy elevada entre ambos. Cuando se supera el campo de ruptura el aire se ioniza y pequeñas corrientes de polaridad positiva surgen de la superficie.

(c) La corriente ascendente más rápida se une a la descendente formando un canal ionizado y dando lugar al fenómeno luminoso y acústico, debido a las altas temperaturas alcanzadas por el aire (30.000 °C, unas tres veces la temperatura de la superficie solar). Entre 0,2 y 1 s después del impacto principal se pueden producir varios impactos secundarios de menor intensidad.



## Formas de onda

- Descargas de hasta 200kA.
- 95% de las descargas menores de 6kA.
- Parámetros de las descargas muy variables.

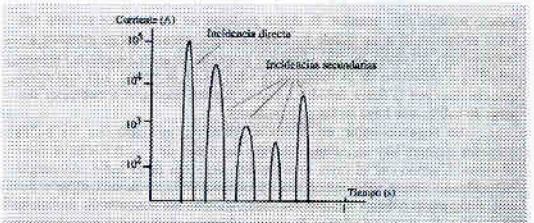



**Fig. 1.7** Forma de onda de corriente típica de un rayo para incidencia directa y secundarias.



cuando hablemos de descarga, pensar en un condensador descargándose. según la resistencia ésta puede ser oscilante, amortiguada

## Formas de onda

- Forma de onda de la descarga directa.

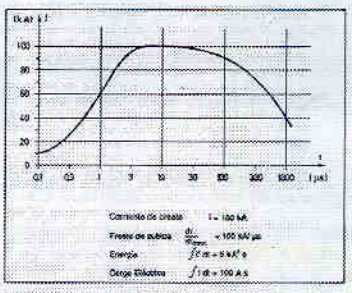


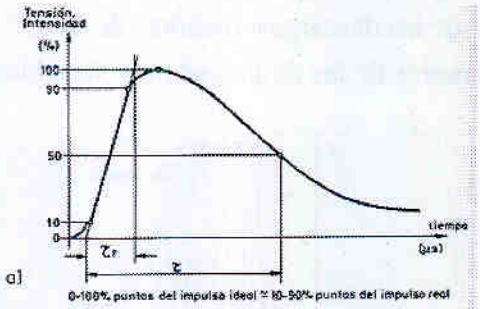
Figura 3.19. Onda de corriente que sólo será sobrepasada en sólo 5 % de los casos. (Cortesía de [7]).



## Formas de onda

- Forma de onda de la descarga secundaria.

aire más caliente
↳ la resistencia es menor

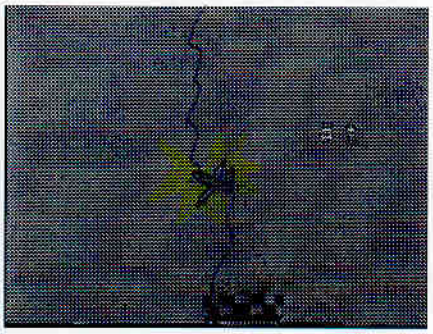


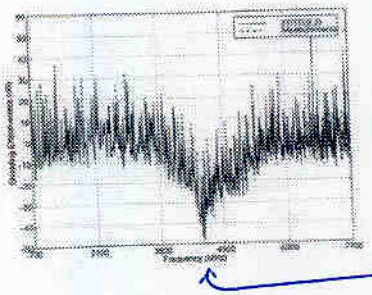
## Efectos de las descargas atmosféricas

- Incidencia directa.
  - Caída de tensión en el sistema de tierra. (tierra tiene que absorber muchos electrones de golpe → baja potencial)
  - Inducción de pulsos en las líneas.
- Incidencia remota.
  - Sobretensión por radiación.
  - Sobretensión por conducción.



## Efectos de las descargas atmosféricas





resonancia de la cavidad cilíndrica del avión

campo interno mucho mayor que el externo

Los aviones son particularmente sensibles a las descargas atmosféricas, debido tanto a impactos directos como al efecto de los campos radiados por los mismos (HIRF).

4a

Tema 4. Diseño de circuitos

ICEM **CURSO DE CEM**

4.1

# ELEMENTOS CIRCUITALES

Luis Nuño Fernández
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



ICEM **ELEMENTOS CIRCUITALES**

- GENERALIDADES
- CABLES DE CONEXIÓN (efecto inductivo a AF)
- COMPONENTES
- FERRITAS
- DISPOSITIVOS ELECTROMECÁNICOS
- OTRAS CONSIDERACIONES

## GENERALIDADES

VARIACIÓN DE LOS COSTES DE LOS ENSAYOS DE CEM

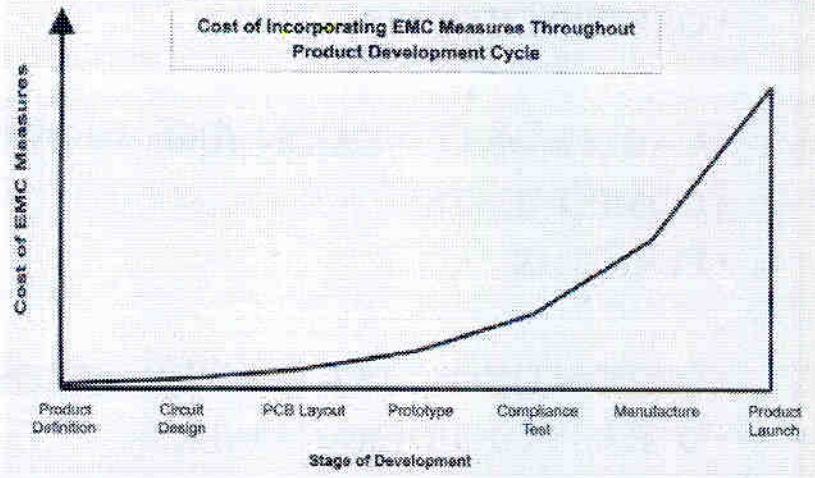
PARÁMETROS DE REFERENCIA

CARACTERIZACIÓN DE LOS CONDUCTORES
- Conductividad
- Permeabilidad

CARACTERIZACIÓN DE LOS DIELÉCTRICOS
- Permitividad



## Variación de los Costes de los Ensayos de CEM



Cualquier material queda totalmente caracterizado electromagnéticamente con los 2 parámetros $\varepsilon$ y $\mu$ ($\sigma$ se relaciona con ellos)

$\sigma$ es cte con la frec
$\varepsilon$ y $\mu$ no lo son

conductividad

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\varepsilon\vec{E}$$

$\vec{J} = \sigma\vec{E}$ ; $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$

$$= (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E}$$

$$= j\omega\left[\varepsilon' - j\left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega}\right)\right]\vec{E}$$

$\sigma$ ejerce similar a $\varepsilon''$ (pérdidas)

normalmente se llama $\varepsilon'' = \varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega}$

- en un metal, $\sigma \gg \varepsilon''$ y $\varepsilon'$, por tanto se da $\sigma$
- en un dieléctrico se da $\varepsilon''$

## Parámetros de Referencia

Parámetros Electromagnéticos del Vacío (o del Aire):

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi}\cdot 10^{-9} \text{ F/m}$$

$$\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Conductividad del Cobre:

$$\sigma_{Cu} = 5{,}8\cdot 10^{7} \text{ S/m}$$

Profundidad Pelicular: $\delta = \dfrac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$

| $f$ | $\delta_{Cu}$ |
|---|---|
| 50 Hz | 9,35 mm |
| 100 Hz | 6,61 mm |
| 1 kHz | 2,09 mm |
| 10 kHz | 0,661 mm |
| 100 kHz | 0,209 mm |
| 1 MHz | 66,1 µm |
| 10 MHz | 20,9 µm |
| 100 MHz | 6,61 µm |
| 1 GHz | 2,09 µm |

## Caracterización de los Conductores

TABLE 6.1 Conductivities (Relative to Copper) and Permeabilities (Relative to Free Space) of Conductors.

| Conductor | $\sigma_r$ | $\mu_r$ |
|---|---|---|
| Silver | 1.05 | 1 |
| Copper--annealed | 1.00 | 1 |
| Gold | 0.70 | 1 |
| Aluminum | 0.61 | 1 |
| Brass | 0.26 | 1 |
| Nickel | 0.20 | 1 |
| Bronze | 0.18 | 1 |
| Tin | 0.15 | 1 |
| Steel (SAE 1045) | 0.10 | 1000 |
| Lead | 0.08 | 1 |
| Monel | 0.04 | 1 |
| Stainless steel (430) | 0.02 | 500 |
| Zinc | 0.29 | 1 |
| Iron | 0.17 | 1000 |
| Beryllium | 0.10 | 1 |
| Mu-metal (at 1 kHz) | 0.03 | 20,000 |
| Permalloy (at 1 kHz) | 0.03 | 80,000 |

- Conductividad
- Permeabilidad

La permeabilidad suele tener saltos bruscos



$\sigma_r$ : conductividad relativa a la del cobre

## Caracterización de los Dieléctricos

TABLE 6.3 Relative Permittivities of Insulation Dielectrics.

| Material | $\epsilon_r$ |
|---|---|
| Air | 1.0 |
| Polyethylene foam | 1.6 |
| Cellular polyethylene | 1.8 |
| Teflon | 2.1 |
| Polyethylene | 2.3 |
| Polystyrene | 2.5 |
| Nylon | 3.0 |
| Silicone rubber | 3.1 |
| Polyvinylchloride (PVC) | 3.5 |
| Epoxy resin | 3.6 |
| Quartz (fused) | 3.8 |
| Epoxy glass | 4.7 |
| Bakelite | 4.9 |
| Glass (pyrex) | 5.0 |
| Mylar | 5.0 |
| Porcelain | 6.0 |
| Neoprene | 6.7 |
| Polyurethane | 7.0 |

- Permitividad

no dan la permeabilidad porque casi siempre se tiene $\mu = \mu_0$

Agua 81

parte real

la parte imag también conviene conocerla para calcular pérdidas



## CABLES DE CONEXIÓN

- CONDUCTOR CILÍNDRICO:
  Tiene las siguientes características
  - Resistencia
  - Inductancia Interna y Externa
  - Capacidad

- TERMINALES DE LOS COMPONENTES (las patillas)

## Conductor Cilíndrico: Resistencia

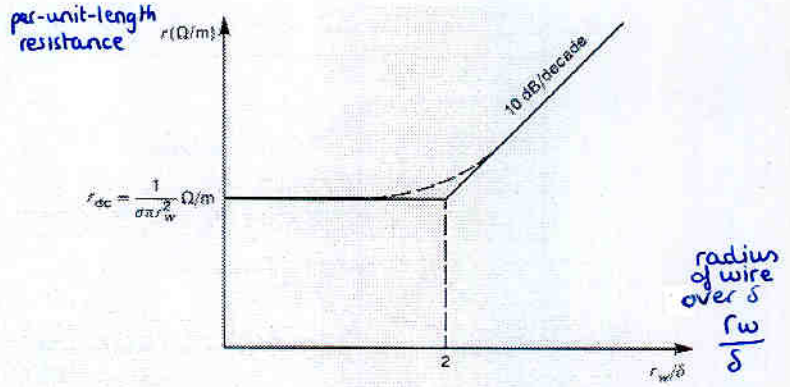



FIGURE 6.1 Illustration of the dependence of the per-unit-length wire resistance on frequency (skin effect).

ANÁLISIS Y DISEÑO — 9. Elementos Circuitales

Diagrama de Bode
Ambos ejes logarítmicos

¿Qué coeficiente usamos con la impedancia para calcular los dB?

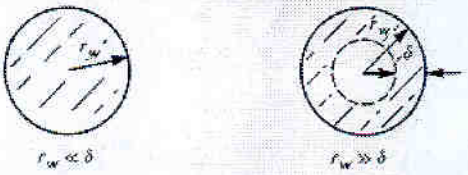
$P = \frac{V^2}{R} \rightarrow 10$

$V = I \cdot R \rightarrow 20$

Nosotros vamos a usar 20, ya que proviene de la definición de impedancia

$z = \frac{V}{I}$

## Resistencia




$$r_{LF} = r_{DC} \quad \text{for } r_w \ll \delta$$
$$= \frac{1}{\sigma \pi r_w^2} \quad (\text{in } \Omega/\text{m})$$

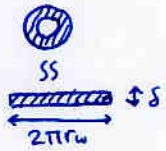
$$r_{HF} = \frac{1}{\sigma[\pi r_w^2 - \pi(r_w - \delta)^2]} \quad \text{for } r_w \gg \delta$$
$$\cong \frac{1}{\sigma 2\pi r_w \delta}$$
$$= \frac{r_w}{2\delta} r_{DC}$$
$$= \frac{1}{2r_w}\sqrt{\frac{\mu_o}{\pi\sigma}}\sqrt{f} \quad (\text{in } \Omega/\text{m})$$

(gráfica de arriba)

ANÁLISIS Y DISEÑO — 9. Elementos Circuitales

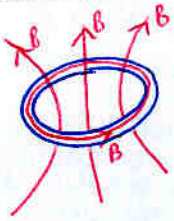
Vemos que la resistencia aumenta con la frecuencia debido al efecto pelicular

aprox



## Inductancia

Relacionada con la energía magnética que puede almacenar el cable, tanto dentro (inductancia interna) como fuera (inductancia externa)




Casi siempre se habla de inductancia externa (la interna es normalmente despreciable y además varía según el efecto pelicular)

### Inductancia Interna

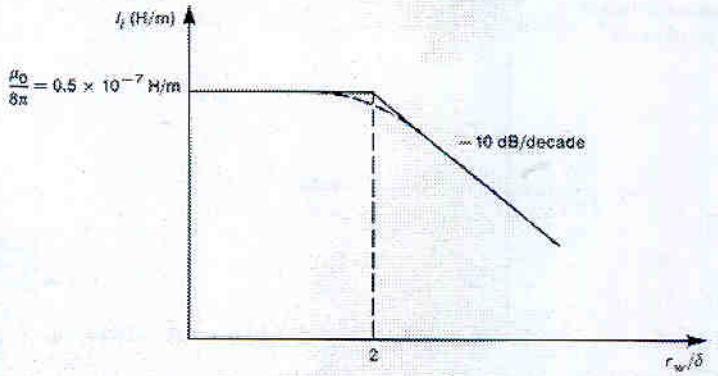



FIGURE 6.2 Illustration of the dependence of the per-unit-length internal inductance of wires on frequency (skin effect).

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *9. Elementos Circuitales*

### Inductancia Interna

$$l_{i,DC} = \frac{\mu_0}{8\pi} \quad \text{for } r_w \ll \delta$$

$$= 0.5 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$= 50 \text{ nH/m}$$

$$= 1.27 \text{ nH/inch}$$

la inductancia interna en DC no depende del radio del cable

$$l_{i,HF} = \frac{2\delta}{r_w} l_{i,DC} \quad \text{for } r_w \gg \delta$$

$$= \frac{1}{4\pi r_w}\sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\sigma}}\frac{1}{\sqrt{f}}$$

Se comprueba lo que vimos en campos. A alta frecuencia la resistencia está relacionada con la inductancia como:

$$r_{HF} = \omega \cdot l_{HF}$$

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *9. Elementos Circuitales*

## Inductancia Externa y Capacidad

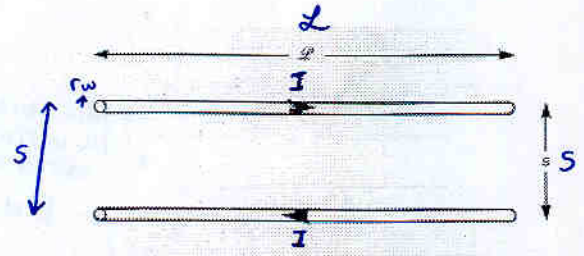



FIGURE 6.3 A pair of parallel wires to be modeled with an equivalent circuit.

Usando ley de Ampere hallamos fácilmente el campo magnético entre los dos cables

Para ello hay que suponer una distrib. uniforme de corriente en los hilos, lo cual se cumple para $\frac{s}{r_w} > 5$ (cables separados)

de lo contrario los hilos se atraen o repelen y los $e^-$ se acumulan (no se distribuyen uniformemente)



## Inductancia Externa y Capacidad

Condición: $s/r_w > 5$

$$l_e = \frac{\psi_e/\ell}{I} \quad \text{flujo por unidad de longitud}$$

$$= \frac{\mu_o}{\pi}\ln\left(\frac{s}{r_w}\right) \quad \text{(in H/m)}$$

$$= 0.4\ln\left(\frac{s}{r_w}\right) \quad \text{(in } \mu\text{H/m)}$$

$$= 10.16\ln\left(\frac{s}{r_w}\right) \quad \text{(in nH/inch)}$$

$$L_{loop} = 2l_i\ell + l_e\ell$$

Capacidad: (entre los dos cables)

$$c = \frac{Q/\ell}{V}$$

$$= \frac{\pi\epsilon_o}{\ln(s/r_w)} \quad \text{(in F/m)}$$

$$= \frac{27.78}{\ln(s/r_w)} \quad \text{(in pF/m)}$$

$$= \frac{0.706}{\ln(s/r_w)} \quad \text{(in pF/inch)}$$

se puede comprobar que: $lc = \mu\varepsilon$

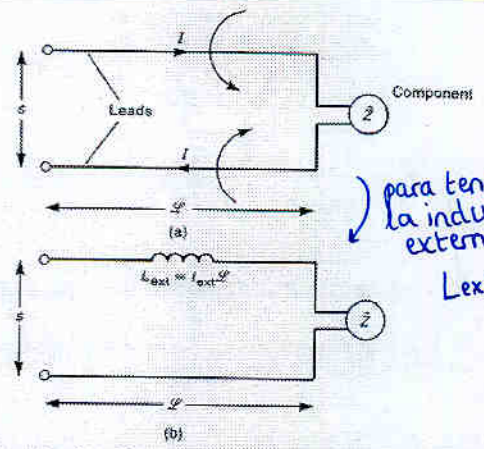


Unión de la inductancia interna y externa

$L_{loop} = 2l_i\ell + l_e\ell$

Con lo que acabamos de ver ya podemos decir como se comportarán los terminales de los componentes

## Terminales de los Componentes



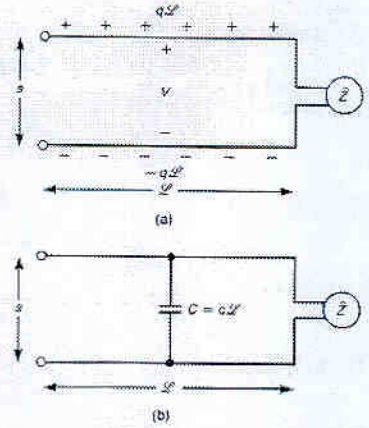

para tener en cuenta la inductancia externa

$L_{ext} = l_{ext} \cdot \mathcal{L}$

FIGURE 6.13 Modeling the effects of magnetic fields of component leads: (a) physical configuration; (b) the equivalent circuit.



## Terminales de los Componentes




para tener en cuenta el efecto capacitivo

$C = c \cdot \mathcal{L}$

FIGURE 6.14 Modeling the effects of electric fields of component leads: (a) physical configuration; (b) the equivalent circuit.

Para tener en cuenta ambos efectos hay que poner inductancia y capacidad

Idealmente una inductancia y capacidad en cada diferencial de longitud (modelo de parámetros distribuidos) (modelo de l. de tx)

## Terminales de los Componentes

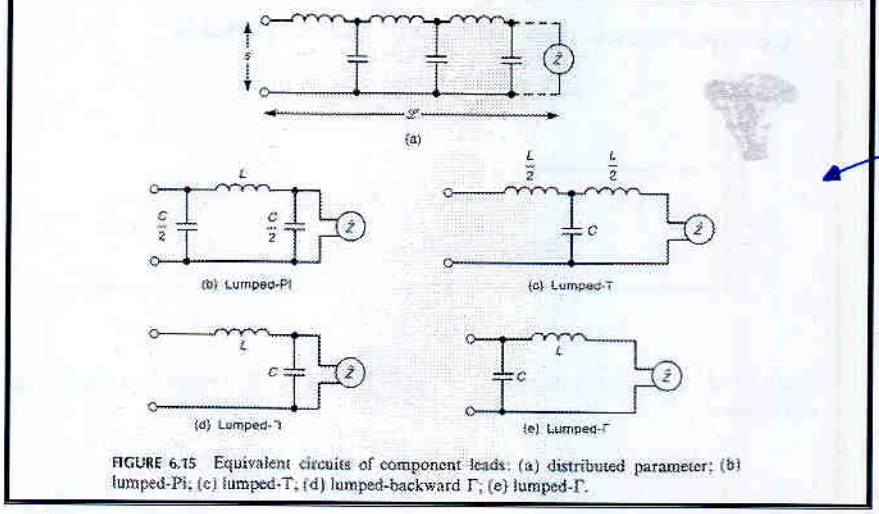



FIGURE 6.15 Equivalent circuits of component leads: (a) distributed parameter; (b) lumped-Pi; (c) lumped-T; (d) lumped-backward Γ; (e) lumped-Γ.

A menores frecuencias (<1GHz) podemos aplicar modelos más sencillos (los terminales son una pequeña fracc. longitud de onda)



## COMPONENTES

RESISTORES: (resistencia = comp. ideal)
- Carbón
- Bobinados
- Película metálica (+ utilizados a alta frec)

CONDENSADORES: (capacidad = comp. ideal)
- Cerámicos (1pF - 1μF)(AF)
- Electrolíticos de Tántalo (1-1000μF)(BF)

BOBINAS: (inductancia = comp. ideal)
- Varias técnicas de bobinado (una o varias capas)

↓ efecto parásito de capacidad entre capas

# Resistores

Comportamiento ideal: resistencia

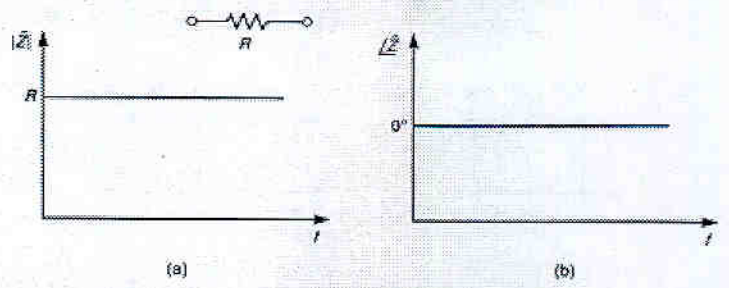
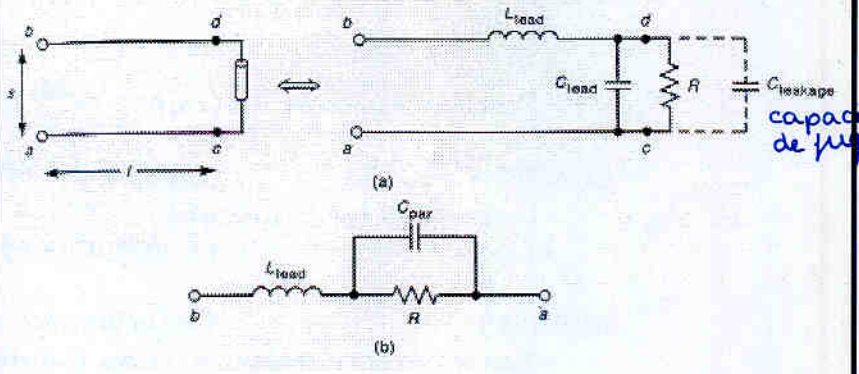



FIGURE 6.16 Frequency behavior of the impedance of an ideal resistor: (a) magnitude; (b) phase.

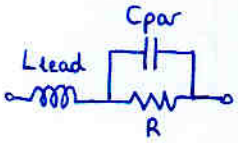




# Resistores




capacidad de fuga




## Resistores

módulo

fase

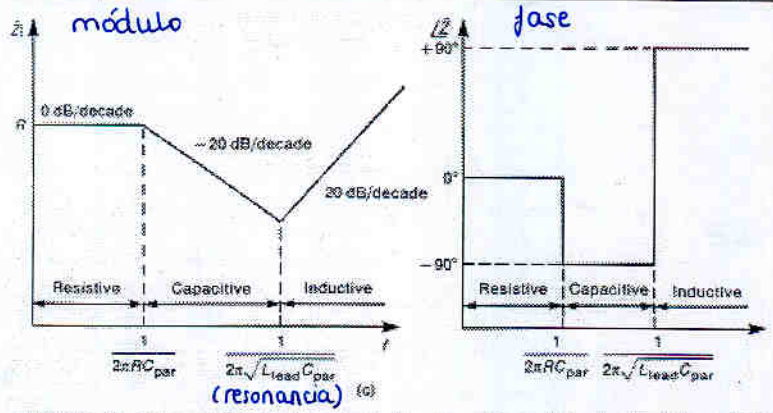


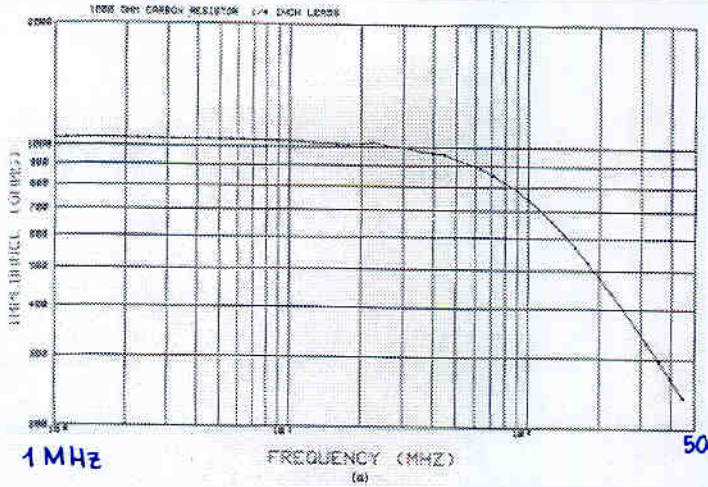

FIGURE 6.17 The nonideal resistor including the effects of the leads: (a) equivalent circuit; (b) simplified equivalent circuit; (c) Bode plots of the impedance variation with frequency.



## Resistores

ejemplo medido

1kΩ carbon resistor




ambos ejes logarítmicos (Bode es aplicable)

Si continuásemos en frecuencia veríamos el 2º punto de inflexión

↓

medidas de Nuño hasta 2 GHz

## Resistores

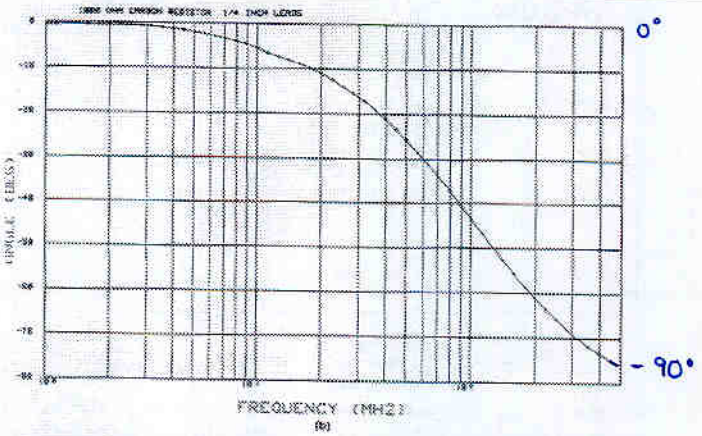



FIGURE 6.19 Measured impedance of a 1000 Ω, carbon resistor having $\frac{1}{4}$ inch lead lengths: (a) magnitude; (b) phase.



## Condensadores

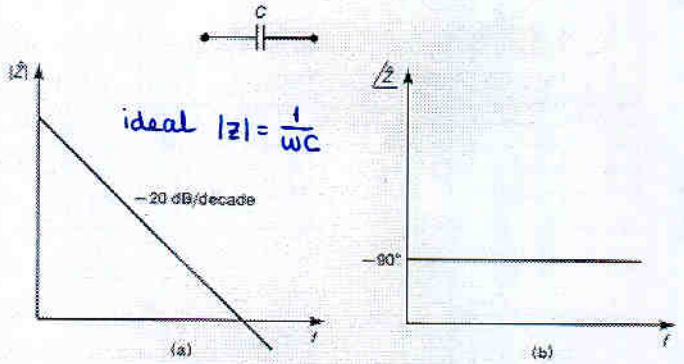
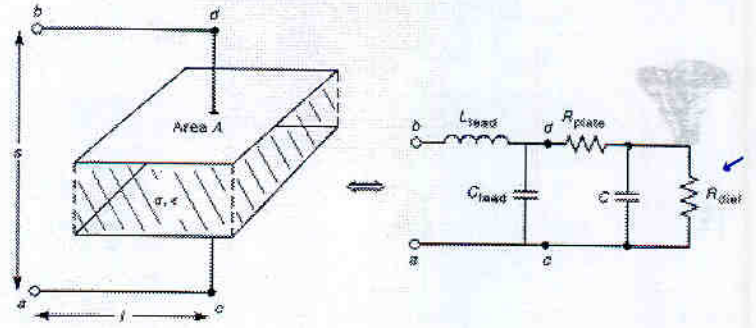



FIGURE 6.22 Frequency response of the impedance of an ideal capacitor: (a) magnitude; (b) phase.

## Condensadores




el condensador se descarga poco a poco a través del dieléctrico

FIGURE 6.23 Modeling of a physical capacitor with an equivalent circuit.

## Condensadores

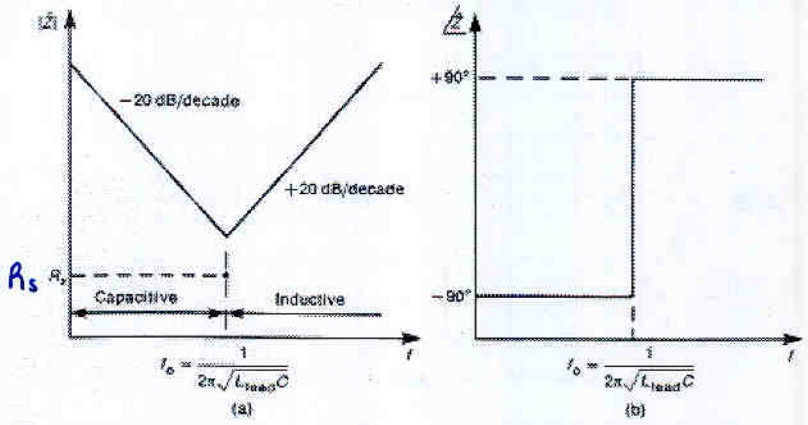



FIGURE 6.24 A simplified equivalent circuit of a capacitor including the effects of lead length showing Bode plots of the impedance: (a) magnitude; (b) phase.

• justo en el punto de resonancia se tiene el valor de la resistencia (en la medida práctica).

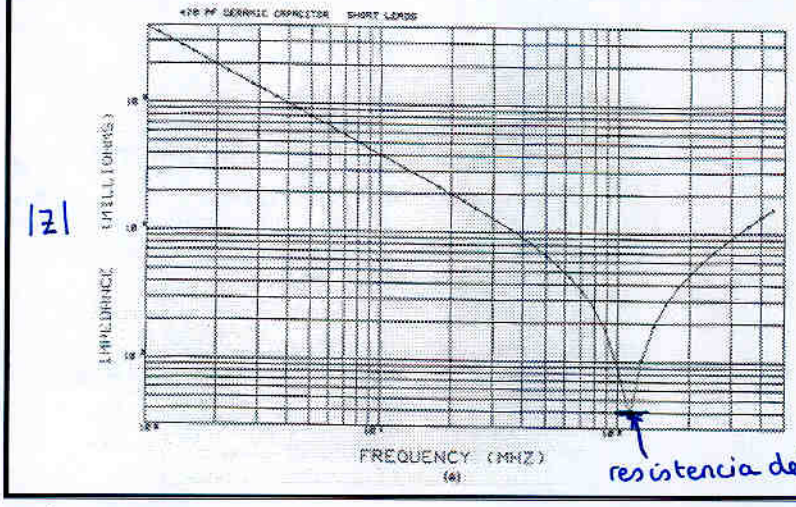
En el diagrama de Bode no ocurre así.



⇒ cuidado al utilizar un condensador para eliminar interferencias de alta frec (en circuitos de alta impedancia de entrada)

Además, cuanto más aumente la capacidad, uno podría pensar que está filtrando más, pero entonces el punto de inflexión a partir del cual el condensador se comporta como inductancia ocurre a menores frecuencias ($\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$)!

## Condensadores

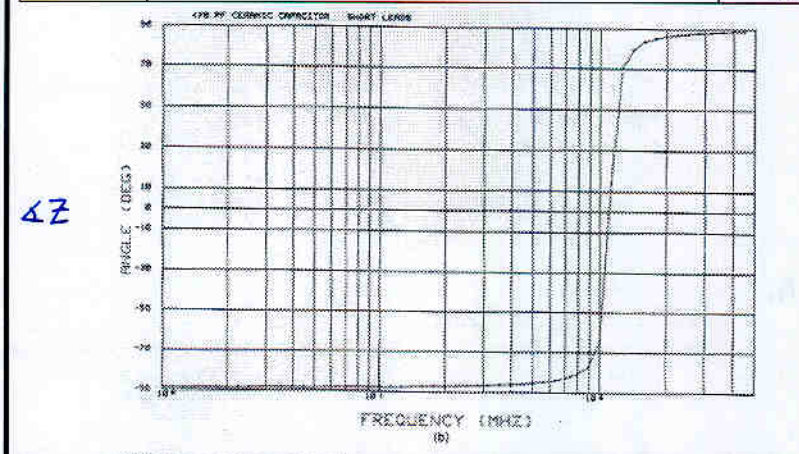



|Z|

resistencia del condensador (en resonancia se cancelan C y Lload



## Condensadores




∠Z

FIGURE 6.25 Measured impedance of a 470 pF ceramic capacitor with short lead lengths: (a) magnitude; (b) phase.

# Bobinas

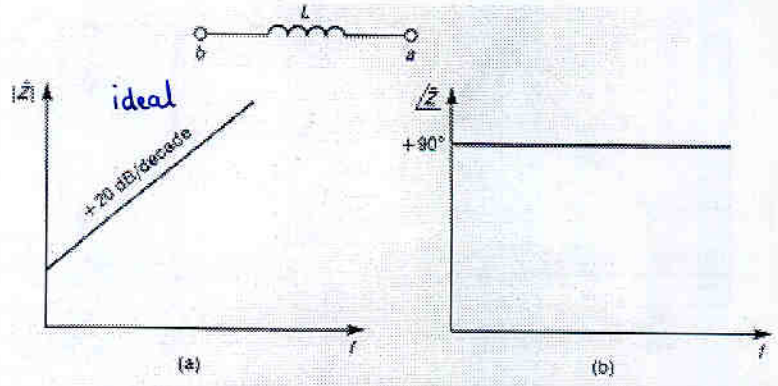
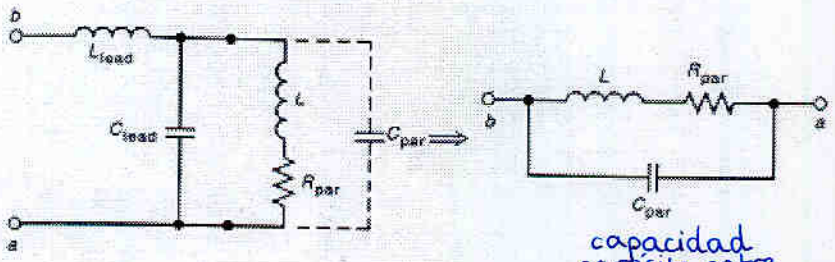



FIGURE 6.30 The frequency response of an ideal inductor.



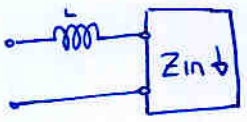


# Bobinas




capacidad parásita entre espiras

Se usan para eliminar interferencias de AF en circuitos de baja impedancia




Aumentar L reduce la frec de resonancia y me puede empeorar (en lugar de mejorar) el filtrado

## Bobinas

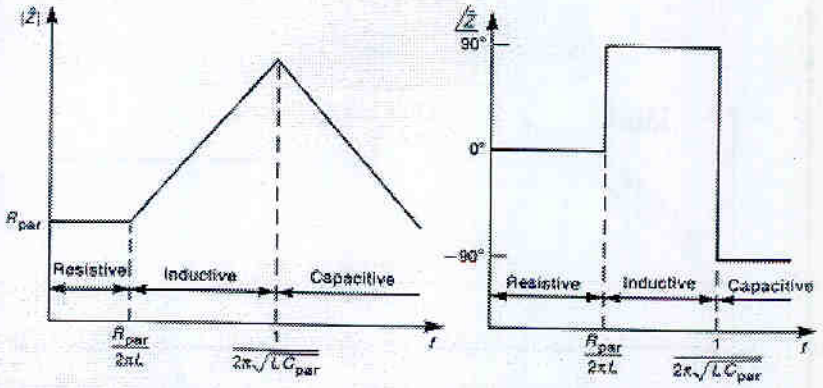
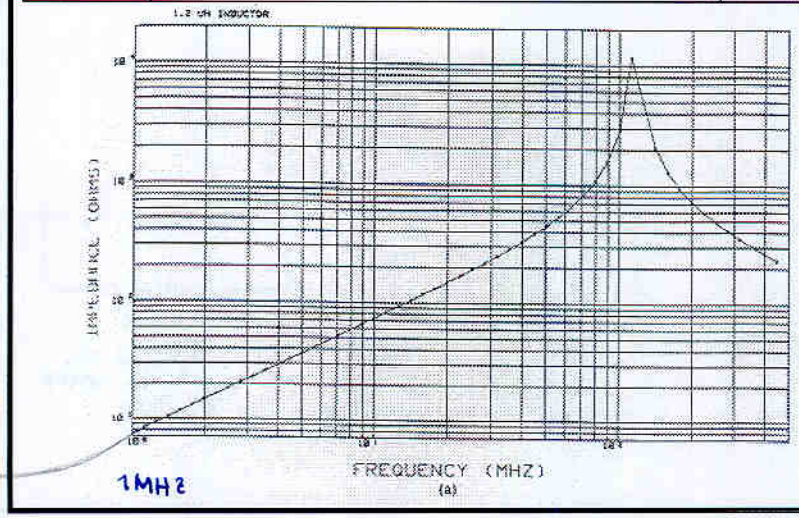



**FIGURE 6.31** An equivalent circuit of an inductor, including the effect of lead inductance and parasitic capacitance. Bode plots of the frequency response are also shown.



## Bobinas




1MHz

ICEM

## Bobinas

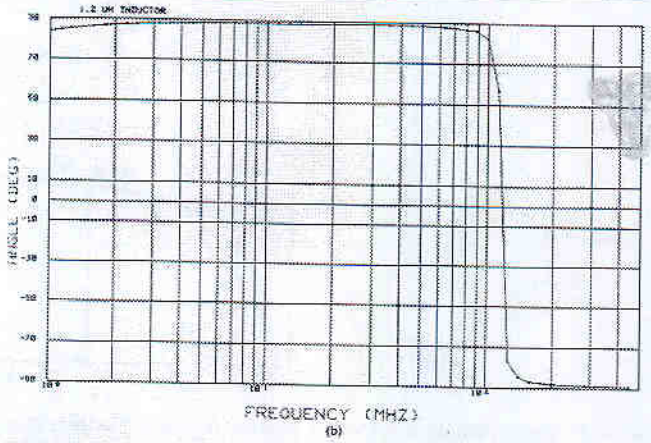



FIGURE 6.32 Measured impedance of a 1.2 $\mu$H inductor having very short lead lengths: (a) magnitude; (b) phase.



Como vemos además en la presentación, no solo hay que tener en cuenta la (medida de componentes hasta 2GHz) respuesta en AF de los componentes, sino también los efectos entre ellos

ICEM

## FERRITAS

CARACTERÍSTICAS ELECTROMAGNÉTICAS:
- Permeabilidad
- Permitividad y Conductividad
- Saturación
- Dependencia con la frecuencia

APLICACIONES:
- Eliminación de IEM Conducida y Radiada
- Filtros Disipativos, Conectores y Zócalos
- Baldosas Absorbentes para Cámaras Semianecoicas

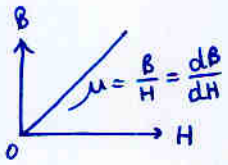
COMPONENTES DE LA CORRIENTE:
- Corrientes en Modo Común y en Modo Diferencial

CHOQUES EN MODO COMÚN
CUENTAS DE FERRITA (Modo Común y Modo Diferencial)
FERRITAS COMERCIALES

Al estudiar electromagnetismo nos dicen que $\vec{B} = \mu \vec{H}$

$\vec{B} = \mu \vec{H}$ sólo si el material es lineal

En general $\mu \neq \frac{\vec{B}}{\vec{H}}$ sino $\mu = \frac{d\vec{B}}{d\vec{H}}$ (coinciden para material lineal:



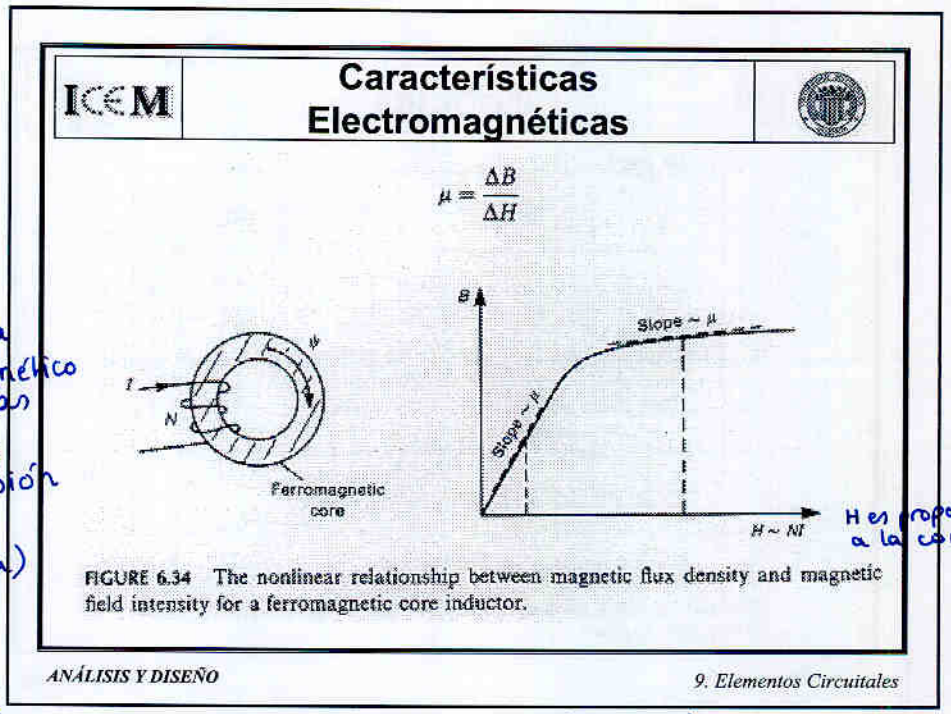




FIGURE 6.34 The nonlinear relationship between magnetic flux density and magnetic field intensity for a ferromagnetic core inductor.

H es proporcional a la corriente

- inyecto corriente
- se crea flujo magnético atravesando las espiras
- variación de flujo crea una tensión (f.e.m.) (no debida a caída ohmica)

$$v(t) = \frac{d\Phi_B(t)}{dt}$$

$$\Phi_B = \vec{B}(t) \cdot S$$

$H \propto I$ — cte de proporcionalidad = L (inductancia)

$$v(t) = S \cdot \frac{d\vec{B}(t)}{dt} = S \cdot \frac{dB}{dH} \cdot \frac{dH}{dt} \propto S \left(\frac{d\vec{B}}{d\vec{H}}\right)_{\mu} \frac{di}{dt} = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Por tanto vemos que $L \propto \mu$, $L \propto S$

Resulta que lo que es proporcional a la corriente es H, y no B

$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\varepsilon\vec{E}$

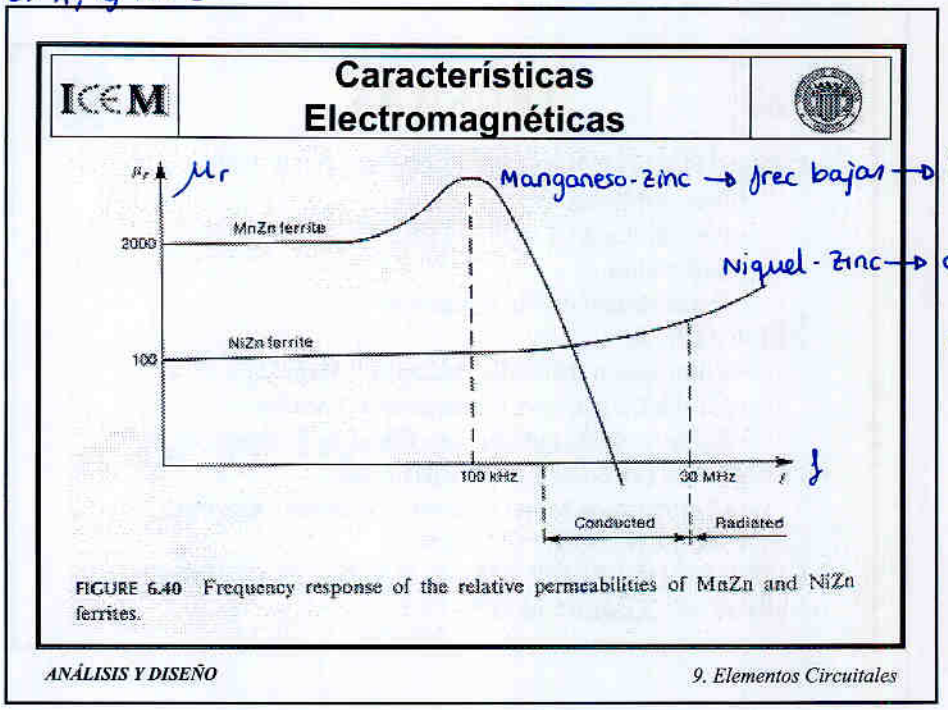
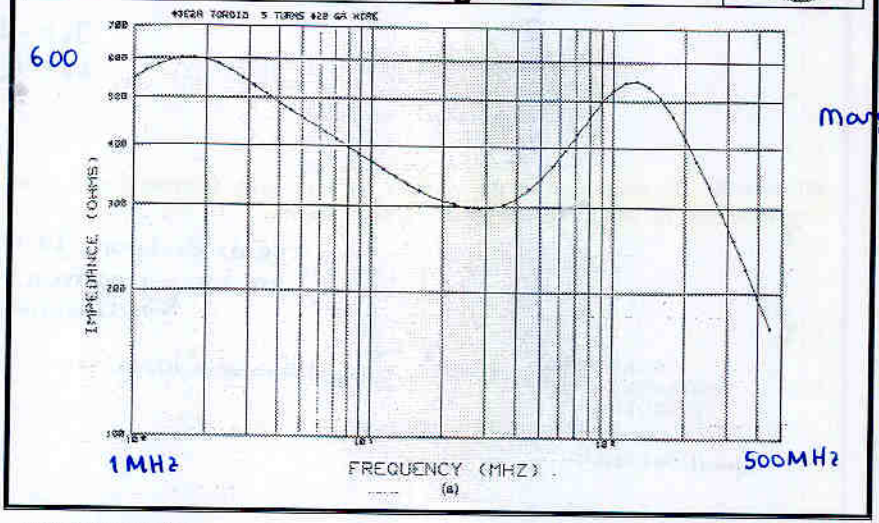



FIGURE 6.40 Frequency response of the relative permeabilities of MnZn and NiZn ferrites.

Manganeso-Zinc → frec bajas → se usan para interferencias conducidas

Niquel-Zinc → alta frecuencia → se usan para interferencias radiadas

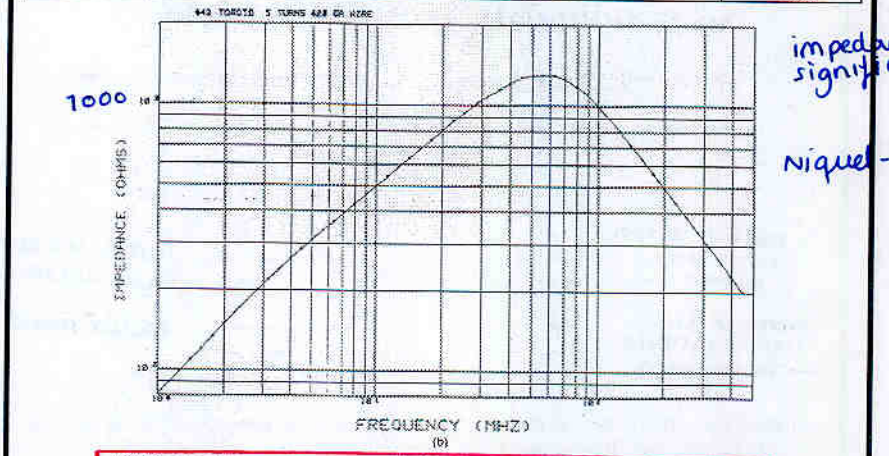
## Características Electromagnéticas




Manganeso - zinc

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *9. Elementos Circuitales*

## Características Electromagnéticas



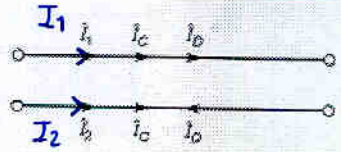

impedancia significativa

Niquel - zinc

FIGURE 6.41 Measured impedance of inductors formed by winding five turns of #28 gauge wire on (a) MnZn and (b) NiZn cores.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *9. Elementos Circuitales*

## ICEM Componentes de la Corriente




$I_1 = -I_2$ en bajas frecuencias (como nos cuentan en T^a circ.)

FIGURE 6.36 Decomposition of the currents on a two-wire transmission line into common-mode, $\hat{I}_C$, and differential-mode, $\hat{I}_D$, components.

Se descompone la corriente en dos → común → diferencial

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_C + \hat{I}_D$$
$$\hat{I}_2 = \hat{I}_C - \hat{I}_D$$

modo común indeseada y no prevista
- difícil de calcular
- fácil de medir

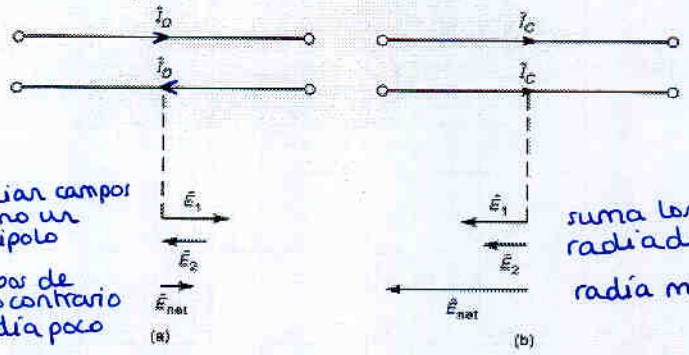
comportamiento ideal

$$\hat{I}_D = \tfrac{1}{2}(\hat{I}_1 - \hat{I}_2)$$
$$\hat{I}_C = \tfrac{1}{2}(\hat{I}_1 + \hat{I}_2)$$



## ICEM Componentes de la Corriente

Modo diferencial: Modo común




radian campos como un dipolo

campos de signo contrario → radía poco

suma los campos radiados: radía mucho

FIGURE 6.37 Illustration of the relative radiated emission potential of (a) differential-mode currents and (b) common-mode currents.

Lo mismo ocurre en recepción: las ondas incidentes generan corriente sobre todo en modo común.

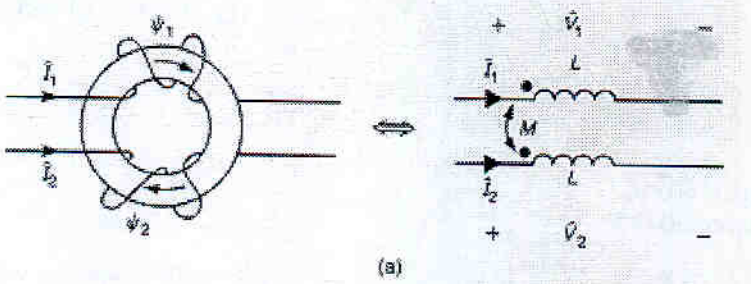
Trata de anular el modo común:

Los dos hilos arrollados en el mismo sentido hace que los flujos de $I_1$ e $I_2$ tengan el mismo sentido.

La mayor parte del campo magnético se confina en el toroide.

Los dos flujos creados por las dos corrientes atraviesan cada una ambos arrollamientos

## ICEM Choques en Modo Común




$$Z_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = \frac{pL\,\bar{I}_1 + pM\,\bar{I}_2}{\bar{I}_1}$$

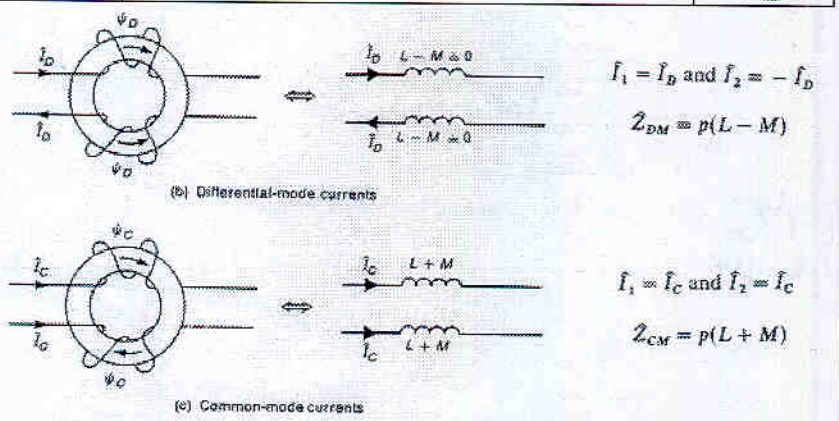
ANÁLISIS Y DISEÑO — 9. Elementos Circuitales

Con sólo modo diferencial ($I_1 = -I_2$) se anula el flujo que atraviesa las espiras

↳ No existe inductancia

El acoplamiento M resta a la inductancia L, dejándola en 0

## ICEM Choques en Modo Común




$$\bar{I}_1 = \bar{I}_D \text{ and } \bar{I}_2 = -\bar{I}_D$$

$$Z_{DM} = p(L - M)$$

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_C \text{ and } \bar{I}_2 = \bar{I}_C$$

$$Z_{CM} = p(L + M)$$

FIGURE 6.38 Modeling the effect of a common-mode choke on (a) the currents of a two-wire line, (b) the differential-mode components, and (c) the common-mode components.

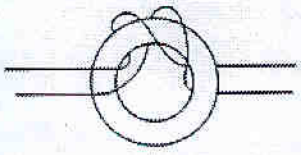
ANÁLISIS Y DISEÑO — 9. Elementos Circuitales

Con modo común, los flujos de las dos corrientes se suman, dando una inductancia de más o menos el doble

(se carga las interferencias del modo común)

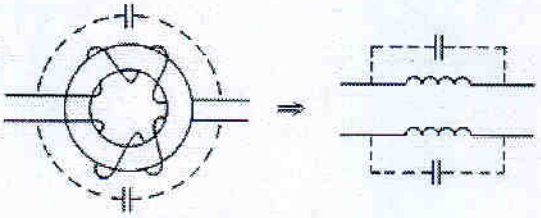
## Choques en Modo Común

La forma práctica de hacer el arrollamiento



(a)

Problema: surge una capacidad

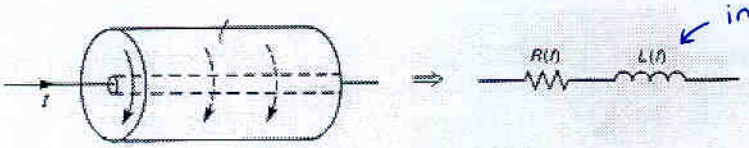


(b)

FIGURE 6.39 (a) A simple way of winding a common-mode choke. (b) Parasitic capacitance.



## Cuentas de Ferrita




inductancia proporcional a la $\mu$ del material

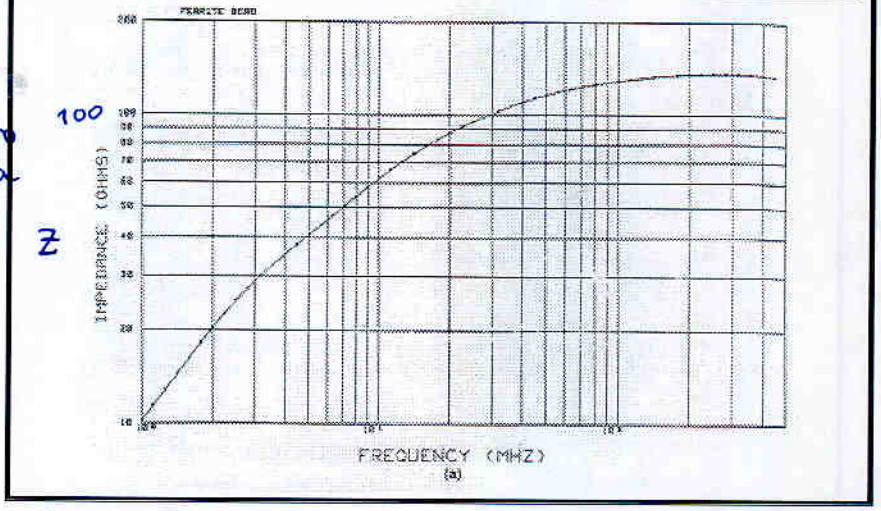
FIGURE 6.42 Ferrite beads.

Se logra poner algo en serie con el hilo sin haber tenido que cortar el hilo

$$j\omega L_{\text{bead}} = j\omega\mu_o\mu_r K$$
$$= j\omega\mu_o(\mu_r' - j\mu_r'')K$$
$$= \underbrace{\omega\mu_r''(f)\mu_o K}_{R(f)} + \underbrace{j\omega\mu_r'(f)\mu_o K}_{L(f)}$$

parte imaginaria de la permeabilidad, actua como una resistencia

## Cuentas de Ferrita




(a)

comportamiento de inductancia

100

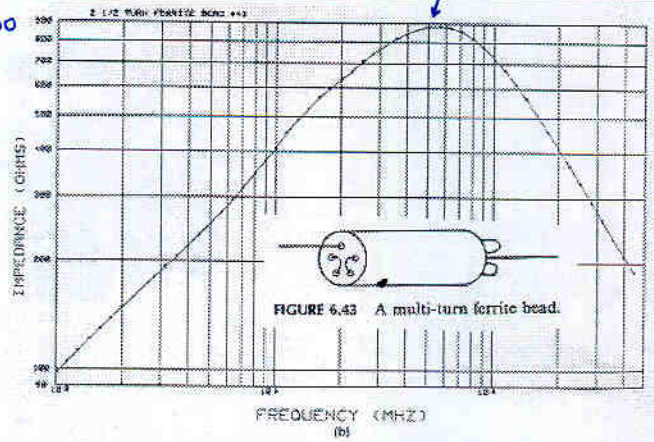
Z

ANÁLISIS Y DISEÑO — 9. Elementos Circuitales

máximo óptimo

## Cuentas de Ferrita

900




(b)

FIGURE 6.43 A multi-turn ferrite bead.

FIGURE 6.44 Measured impedances of (a) a $\frac{1}{2}$-turn ferrite bead and (b) a $2\frac{1}{2}$-turn ferrite bead.

Dos vueltas y media

A más vueltas, más impedancia (hasta un límite)

ANÁLISIS Y DISEÑO — 9. Elementos Circuitales

↔

el óptimo suele cubrir la banda de radiadas

el máximo suele estar entre 3 y 300 MHz

## Ferritas Comerciales

13th Edition

39

### Typical Performance Data

**Material 43**

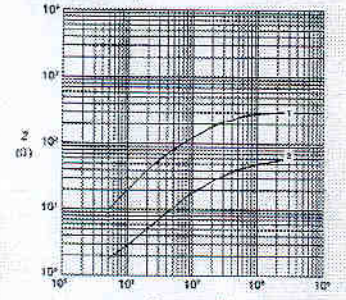



Figure 22 Impedance vs. Frequency of large shield beads in 43 material.

1 28439400002 2 28439002402

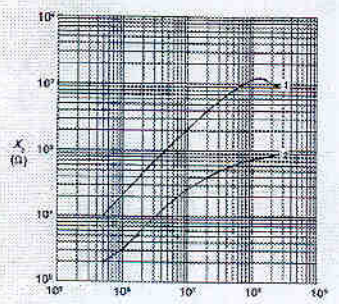



Figure 23 Parallel Reactance vs. Frequency of large shield beads in 43 material.

1 28439400002 2 28439002402



## Ferritas Comerciales

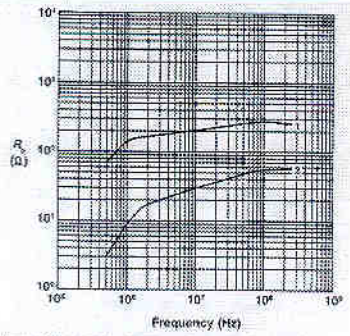



Figure 24 Parallel Resistance vs. Frequency of large shield beads in 43 material.

1 28439400002 2 28439002402

One Commercial Row, Wallkill, NY 12589-0288 **Fair-Rite Products Corp.**

Phone: (888) FAIR RITE / (914) 895-2055 • FAX: (888) FERRITE / (914) 895-2629 • www.fair-rite.com • E-Mail: ferrites@fair-rite.com
(888) 324-7748 (888) 337-7483

## Ferritas Comerciales

13th Edition

55

### Typical Performance Data

**Shield Beads, pages 64 - 67**

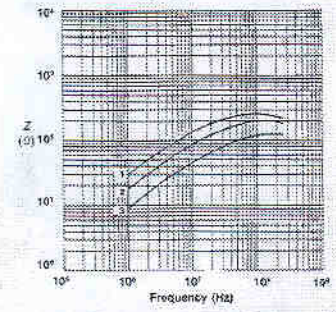



Figure 36 Impedance vs. Frequency for larger shield beads with the same OD and ID but different lengths.

1 2643923002 2 2643925102 3 2643525002

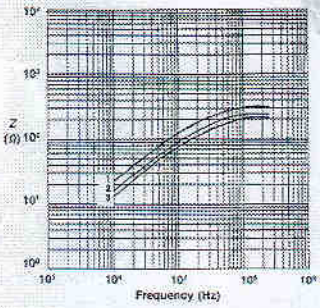



Figure 37 Impedance vs. Frequency for larger shield beads with the same OD and ID but different lengths.

1 2643626202 2 2643625902 3 2643626102



## Ferritas Comerciales

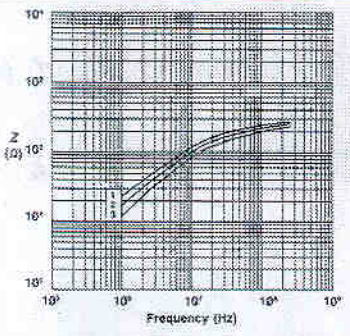
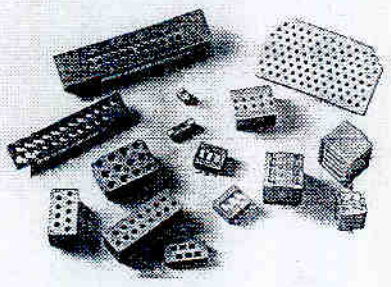



Figure 38 Impedance vs. Frequency for larger shield beads with impedances at 100 MHz of 200 Ω or more.

1 2643540002 2 2643102002 3 2643665702



One Commercial Row, Wallkill, NY 12589-0288 **Fair-Rite Products Corp.**

Phone: (888) FAIR RITE / (914) 895-2055 • FAX: (888) FERRITE / (914) 895-2629 • www.fair-rite.com • E-Mail: ferrites@fair-rite.com
(888) 324-7748 (888) 337-7483

## Ferritas Comerciales

13th Edition

59

Tile Absorber

Ferrite Tile Absorber

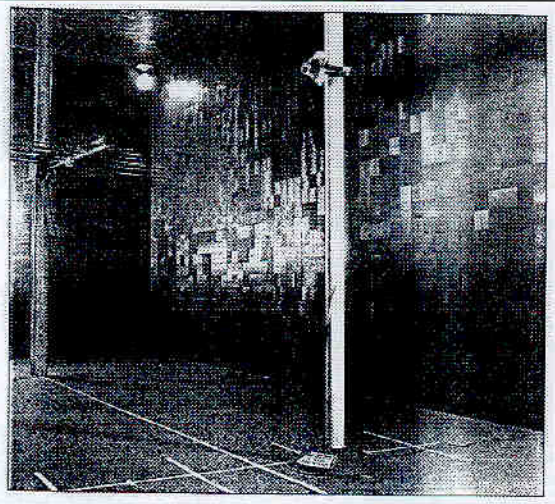
for EMC Test Chamber
Applications from 30-1500 MHz

One Commercial Row, Wallkill, NY 12589-0288 Fair-Rite Products Corp.

Phone: (888) FAIR RITE / (914) 895-2055 • FAX: (888) FERRITE / (914) 895-2629 • www.fair-rite.com • E-Mail: ferrites@fair-rite.com
(888) 324-7748 (888) 337-7483



## Ferritas Comerciales



Baldosas de ferrita

ICEM

## DISPOSITIVOS ELECTROMECÁNICOS

MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA
- Arcos voltaicos
- Lazo de corriente

MOTORES PASO A PASO

MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA

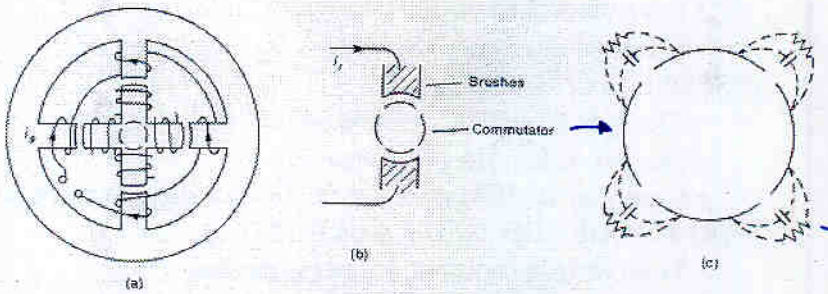
ELECTROIMANES



ICEM

DISPOSITIVOS ELECTROMECÁNICOS

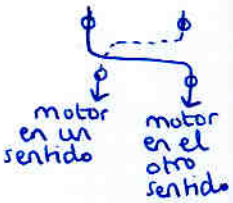
motores de corriente continua:




el conmutador suele producir chispas e interferencias → posible solución

FIGURE 6.45 A dc motor illustrating (a) physical construction, (b) brushes and commutator, and (c) arc suppression elements.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *9. Elementos Circuitales*




Actuando sobre los transistores que queremos que conduzcan

## DISPOSITIVOS ELECTROMECÁNICOS

Controlador del motor

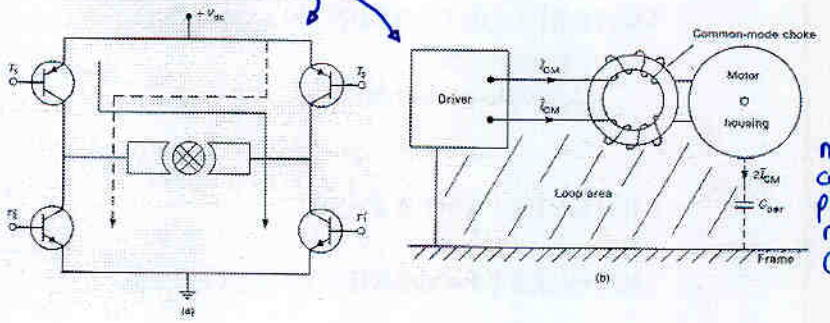



FIGURE 6.46 Illustration of (a) an H-drive circuit and (b) conversion of common-mode driver currents into differential-mode currents with a large loop area because of parasitic capacitance of the motor frame.

motor normalmente conectado al chasis por cuestiones de refrigeración (o al menos gran capacidad)

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *9. Elementos Circuitales*

se genera un gran lazo (sombreado como Loop area en el diagrama) que creará corrientes en modo común cuando incida un campo.
solución: choque en modo común

## OTRAS CONSIDERACIONES

ARCOS VOLTAICOS
- Interruptores mecánicos
- Cargas inductivas

DISPOSITIVOS DIGITALES
- Tiempos de subida y bajada de las señales
- Acoplo de las Altas Frecuencias
- Controlar las IEM en la fuente (antes de que se repartan)

VARIACIONES DE LOS COMPONENTES
- Tolerancias propias de los componentes
- Cambios de modelo y/o de marca
- Modificaciones del cableado o del trazado de pistas (pasar un cable por un sitio o por otro)
- Equivalencia funcional y Equivalencia en cuanto a CEM

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *9. Elementos Circuitales*

lo q. el fabricante cree que es igual → resulta que en CEM es peor (ej: cambia reloj por otro de mayor interferencia)

ICEM

## Arcos Voltaicos

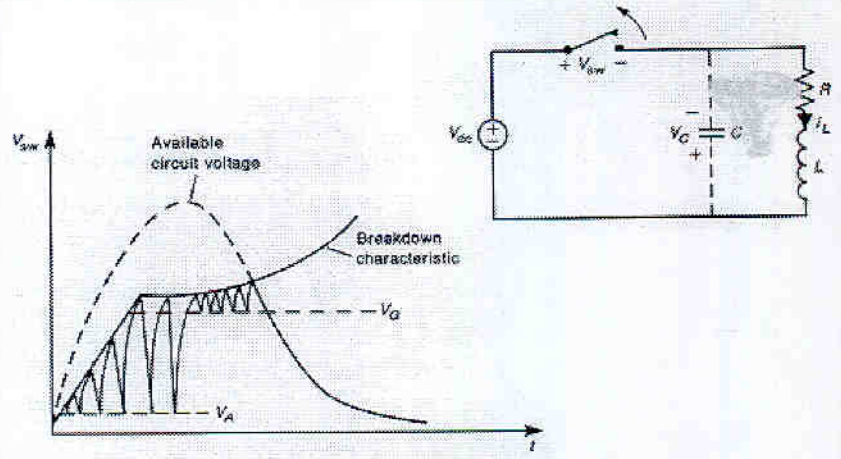



FIGURE 6.51 The showering arc for an inductive load.

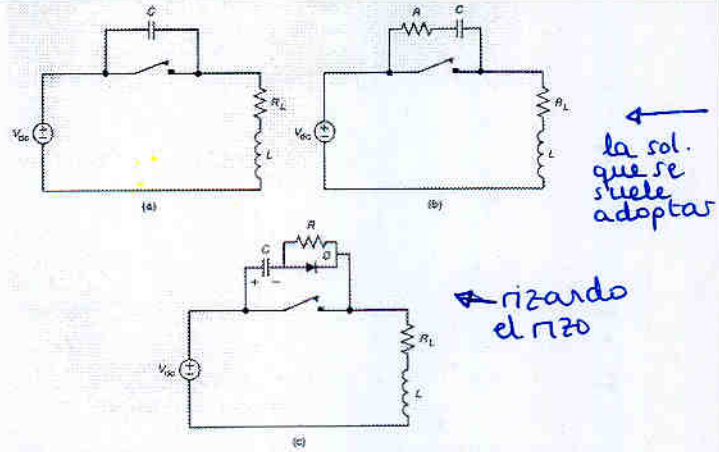
*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *9. Elementos Circuitales*

La corriente no puede variar bruscamente en la bobina
↓
genera f.e.m que puede hacer saltar una chispa

solución: condensador que chupe la corriente brusca
nuevo problema: al cerar circuito, la tensión en el condensador no puede anularse bruscamente: otro chispazo
↓
solución: introducir resistencia para descargar el condensador

ICEM

## Arcos Voltaicos




← la sol. que se suele adoptar

← rizando el rizo

FIGURE 6.53 Various contact protection schemes: (a) capacitor; (b) $R$–$C$; (c) $R$–$C$ with a diode.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *9. Elementos Circuitales*

ICEM

# CURSO DE CEM

## PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO:

## I. SEÑALES CONDUCIDAS Y RADIADAS

Luis Nuño Fernández
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



ICEM

## CONTENIDO

SEÑALES CONDUCIDAS
- LÍNEAS DE TRANSMISIÓN: Conductores Cilíndricos y Pistas de Circuito Impreso

SEÑALES RADIADAS
- INTERFERENCIA: Modo Diferencial y Modo Común. Sondas de Corriente
- SUSCEPTIBILIDAD: Modelo de Circuito Ideal. Cables Apantallados
- RESULTADOS EXPERIMENTALES

## SEÑALES CONDUCIDAS

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

PARÁMETROS CIRCUITALES (SECUNDARIOS)

ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS MÁS COMUNES

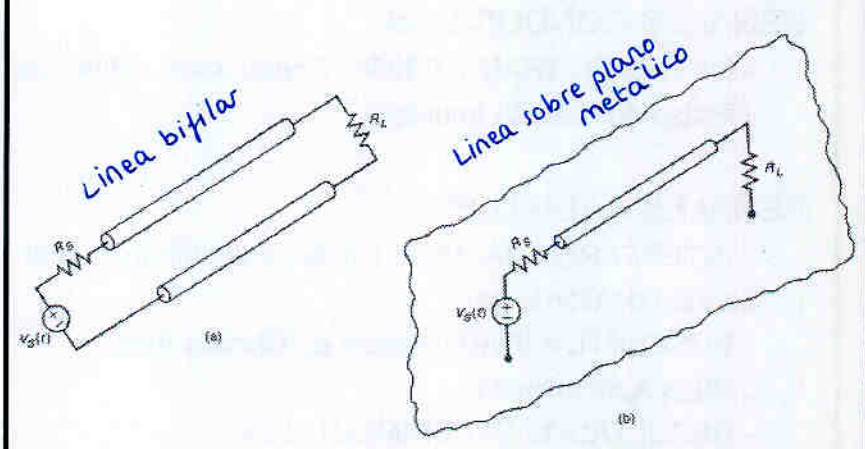
- Homogéneas: Línea Bifilar, Hilo sobre Plano Metálico, Línea Coaxial (sólo 1 dieléctrico rodeando la línea)
- Inhomogéneas: Línea Microtira, Tiras Coplanares, Tiras Enfrentadas

Parámetros primarios: $\gamma$, $Z_0$

Parámetros secundarios/circuitales: L, C, R, G



## LÍNEAS DE TRANSMISIÓN. Medio Homogéneo



## LÍNEAS DE TRANSMISIÓN. Medio Homogéneo

coaxial

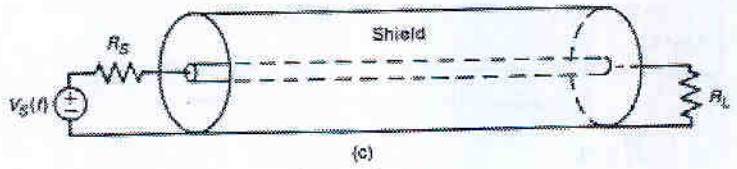



FIGURE 4.1 Illustration of wire-type transmission lines in homogeneous media: (a) a two-wire line; (b) a wire above a ground plane; (c) a coaxial cable.



## Medio Inhomogéneo

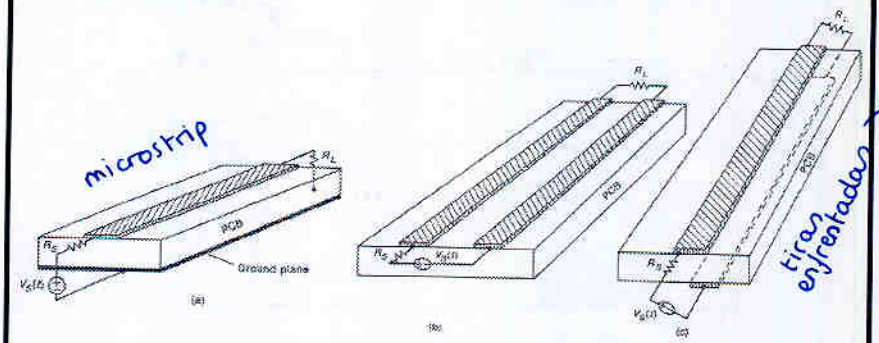


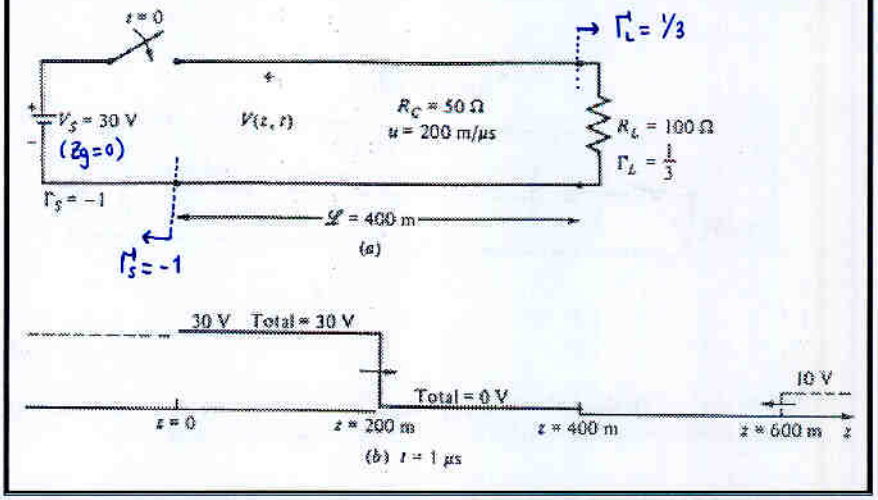

FIGURE 4.2 Illustration of planar transmission lines in inhomogeneous media as occur with printed circuit boards (PCBs): (a) the microstrip line; (b) strips on the same side of the PCB; (c) strips on opposite sides of the PCB.



se descartó (dos lados, agujeros pasantes, ...)

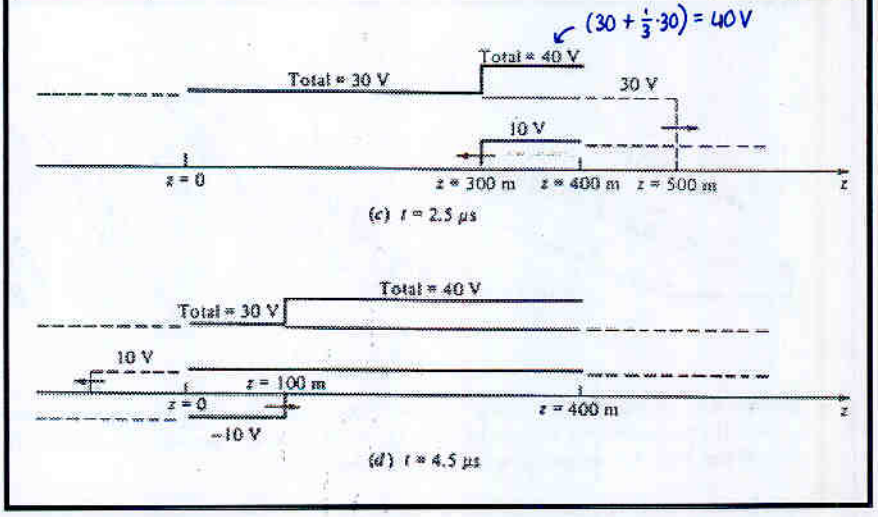
Con el tiempo se vió que tenía ventajas desde el punto de vista de CEM (campos se concentran entre las 2 tiras: menos tx y rx) y vuelven a usarse

## Régimen Transitorio

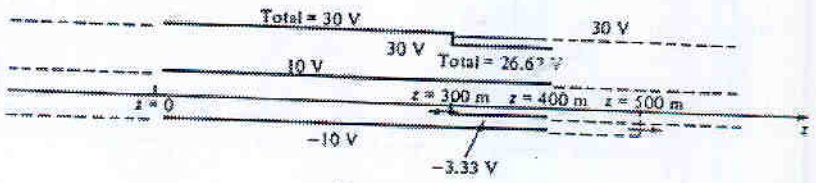





## Régimen Transitorio



Finalmente converge

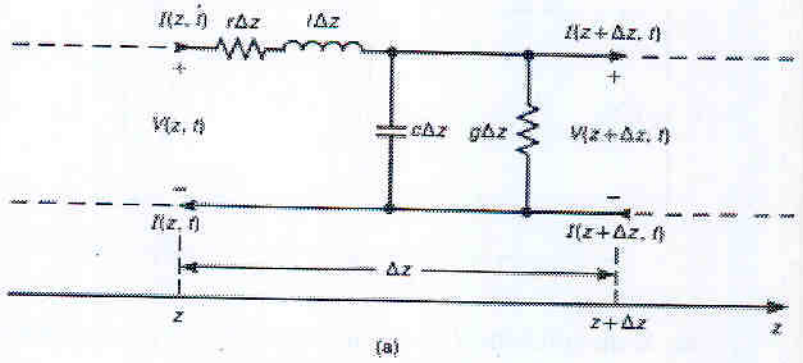



(e) $t = 6.5\ \mu s$

FIGURE 4.14 An example to illustrate sketching the voltage on a line as a function of position [1].








(a)



Da igual el orden en que pongamos los elementos (ya que estamos en un $\Delta z$ infinitesimal, y la diferencia son infinitésimos de orden superior)

## PARÁMETROS CIRCUITALES (SECUNDARIOS)

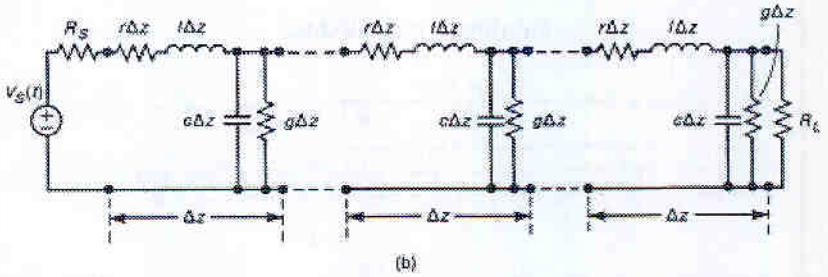
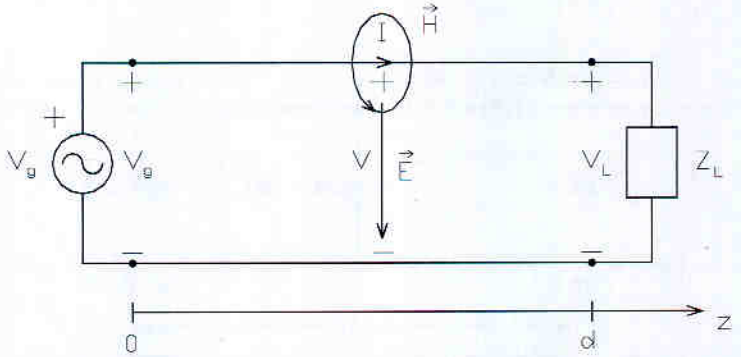



**FIGURE 4.3** The per-unit-length equivalent circuit of a two-conductor line for the TEM mode of propagation: (a) the equivalent circuit for a $\Delta z$ section; (b) modeling the entire line as a cascade of $\Delta z$ sections from which the transmission line equations are derived in the limit as $\Delta z \to 0$.

Podemos aproximarlo dividiendo la línea en tramos (ej $\lambda/10$)



## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN




Se trata de un problema de incidencia normal sobre varios medios. Habrá, por tanto, onda incidente y onda reflejada.

## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Se utilizarán MAGNITUDES CIRCUITALES:

$\vec{E} \rightarrow V$ , $\vec{H} \rightarrow I$

PARÁMETROS ELECTROMAGNÉTICOS:

$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ , $\mu = \mu' - j\mu''$

PARÁMETROS CIRCUITALES (SECUNDARIOS):

$\varepsilon' \rightarrow C$ , $\varepsilon'' \rightarrow G$ , $\mu' \rightarrow L$ , $(\sigma, \mu'') \rightarrow R$

$Z = R + j\omega L$ , $Y = G + j\omega C$



Parámetros electromagnéticos
$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$
$\mu = \mu' - j\mu''$

Parámetros primarios
$\gamma = jk$
$\eta$
(propagación)

Parámetros secundarios
$Z = R + j\omega L$
$Y = G + j\omega C$
(circuitales)

## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

PARÁMETROS DE PROPAGACIÓN (PRIMARIOS):

$$\gamma = jk = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$\eta \rightarrow Z_0 = \frac{V_i}{I_i} = -\frac{V_r}{I_r} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

$Z_0$ : Impedancia característica.

Sólo depende del tipo de línea de transmisión (no de la carga)

## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

APROXIMACIÓN DE BAJAS PÉRDIDAS: $R << j\omega L$, $G << j\omega C$

$$\gamma = jk \cong \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} + j\omega\sqrt{LC} = \alpha_c + \alpha_d + j\beta$$

$$\alpha_c \cong \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}},\ \alpha_d \cong \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}},\ \beta \cong \omega\sqrt{LC}$$

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

Si se conoce uno de los dos parámetros L o C, y la permitividad efectiva $\varepsilon'_{r,ef}$, es inmediato obtener el otro, ya que $LC = \mu'\varepsilon' = \frac{1}{v^2} = \frac{\varepsilon'_{r,ef}}{v_0^2}$

$C = \frac{C_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \sqrt{LC} = \sqrt{\mu'\varepsilon'}$

cuando hay varios dieléctricos se sigue cumpliendo pero para $\varepsilon'_{efectiva}$ ← la que ajusta correctamente la velocidad de propagación



## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Para realizar el ANÁLISIS, supondremos conocidos los parámetros primarios: $k$, $Z_0$, así como la longitud de la línea $d$

TENSIÓN: $V_i = V_{0i}e^{-jkz}$, $V_r = V_{0r}e^{jkz}$

$$V(z) = V_i + V_r = V_{0i}e^{-jkz} + V_{0r}e^{jkz}$$

COEFICIENTE DE REFLEXIÓN: $\rho(z) = \frac{V_r}{V_i}$, $\rho(z) = \rho(d)e^{-2jk(d-z)}$

El coeficiente de reflexión depende de la carga

$$V(z) = V_i[1 + \rho(z)]$$

## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA: ROE = COE = SWR = $\frac{|V|_{Máx}}{|V|_{mín}} = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|}$

Se utiliza principalmente en medios sin pérdidas

CORRIENTE: $I_i = I_{0i}e^{-jkz} = \frac{V_{0i}}{Z_0}e^{-jkz}$, $I_r = I_{0r}e^{jkz} = -\frac{V_{0r}}{Z_0}e^{jkz}$

$$I(z) = I_i + I_r = \frac{V_{0i}}{Z_0}e^{-jkz} - \frac{V_{0r}}{Z_0}e^{jkz} = \frac{V_i}{Z_0}[1-\rho(z)]$$

IMPEDANCIA: $Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_0\frac{1+\rho(z)}{1-\rho(z)}$, $\rho(z) = \frac{Z(z)-Z_0}{Z(z)+Z_0}$

$$Z(z) = Z_0\frac{Z(d)\cos k(d-z) + jZ_0\,\mathrm{sen}\,k(d-z)}{Z_0\cos k(d-z) + jZ(d)\mathrm{sen}\,k(d-z)}$$



## ANÁLISIS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

DATOS: $V(0) = V_g$, $Z(d) = Z_L$ (además de $k, Z_0, d$)

INCÓGNITAS: $V(z), I(z)$

SOLUCIÓN: $\rho(d) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$, $\rho(0) = \rho(d)e^{-2jkd}$,

$V_{0i} = \frac{V_g}{1+\rho(0)}$, $V_i = V_{0i}e^{-jkz}$,

$V(z) = V_i[1+\rho(z)]$, $I(z) = \frac{V_i}{Z_0}[1-\rho(z)]$

CASO PARTICULAR DE BUENA ADAPTACIÓN:

$Z_L \cong Z_0$

$\rho(d) \cong 0$, $\rho(z) \cong 0$, No hay onda reflejada

$$V(z) \cong V_i \cong V_g e^{-jkz}, \quad |V(z)| \cong |V_g|, \; Z(z) \cong Z_0$$

$$I(z) \cong \frac{V_i}{Z_0} \cong \frac{V_g}{Z_L} e^{-jkz}, \quad I(0) \cong \frac{V_g}{Z_L}, \; |I(z)| \cong \left|\frac{V_g}{Z_L}\right|$$

→ se cumple la ley de Ohm en módulo





APROXIMACIÓN DE LÍNEA CORTA (CIRCUITO IDEAL):

$kd = \frac{2\pi}{\lambda} d$

$kd << 1$

$$\rho(z) \cong \rho(d), \; V(z) \cong V_{0i}[1+\rho(z)] = V_g \frac{1+\rho(z)}{1+\rho(0)} \cong V_g$$

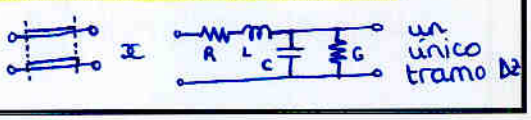
$$Z(z) \cong Z(d) = Z_L, \; I(z) \cong \frac{V_g}{Z_L}$$ (Leyes de Kirchhoff)

→ Fórmulas de circuitos tradicionales (leyes de Kirchoff)

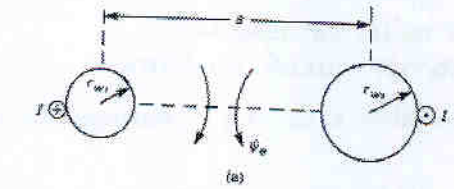
En este caso, no ha sido necesario utilizar los parámetros de la línea.

APROXIMACIÓN DE PARÁMETROS CONCENTRADOS:

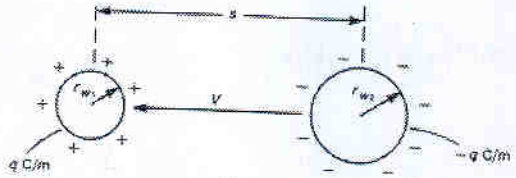
$kd < 1$, $d < 0{,}15\lambda$



## LÍNEA BIFILAR




(a)




(b)

FIGURE 4.8 Determination of the per-unit-length parameters of a two-wire line: (a) inductance; (b) capacitance.



$\frac{s}{r_{w1}} > 5 \Rightarrow$ aprox. corriente uniforme en la sección del hilo (no interacción entre hilos)

↓

Aplicar leyes de Gauss y Ampere

de lo contrario:
- ec. de Laplace
- métodos numéricos
- si los radios son iguales: transformación conforme

## LÍNEA BIFILAR

$s/r_{w1} > 5$ and $s/r_{w2} > 5$

$$l_e = \frac{\psi_e}{I} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{s^2}{r_{w2} r_{w1}}\right) \quad \text{(in H/m)}$$

$$c = \frac{q}{V} = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\left(\frac{s^2}{r_{w2} r_{w1}}\right)} \quad \text{(in F/m)}$$

$r_{w1} = r_{w2} = r_w$

$$l_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{s}{r_w}\right), \quad c = \frac{\pi\varepsilon_0}{\ln(s/r_w)}$$

$$= 0.4 \ln\left(\frac{s}{r_w}\right) \quad \text{(in } \mu\text{H/m)} \qquad = \frac{27.78}{\ln(s/r_w)} \quad \text{(in pF/m)}$$

$$= 10.16 \ln\left(\frac{s}{r_w}\right) \quad \text{(in nH/inch)} \qquad = \frac{0.706}{\ln(s/r_w)} \quad \text{(in pF/inch)}$$

## LÍNEA BIFILAR

· si los radios son iguales:
transformación conforme.

Solución exacta: (aunque no se tenga $\frac{s}{r_w} \gg$)

$s \not\gg r_{w1}, r_{w2}$ $\quad r_{w1} = r_{w2} = r_w$ exact

$$l_e = \frac{\mu_0}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{s}{2r_w}\right) \text{ (in H/m)} \qquad c = \frac{\pi\epsilon_0}{\cosh^{-1}(s/2r_w)} \text{ (in F/m)}$$



## HILO SOBRE PLANO METÁLICO

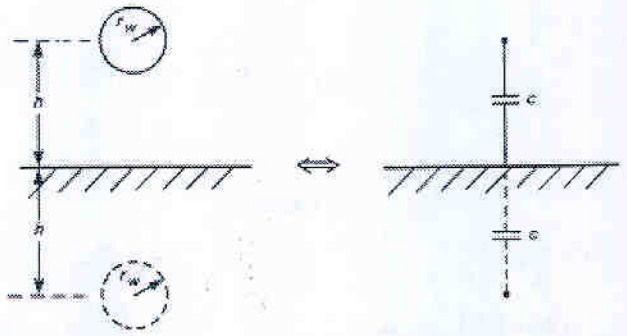



FIGURE 4.9 Determination of the per-unit-length capacitance of a wire above a ground plane with the method of images.

## HILO SOBRE PLANO METÁLICO

$$l_e = \frac{\mu_0}{2\pi}\cosh^{-1}\left(\frac{h}{r_w}\right) \text{ (in H/m)} \qquad c = \frac{2\pi\epsilon_0}{\cosh^{-1}(h/r_w)} \text{ (in F/m)}$$

$$2h/r_w > 5$$

$$l_e \cong \frac{\mu_0}{2\pi}\ln\left(\frac{2h}{r_w}\right) \text{ (in H/m)} \qquad c \cong \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(2h/r_w)} \text{ (in F/m)}$$

mismas expresiones pero con 2h en lugar de s



## LÍNEA COAXIAL

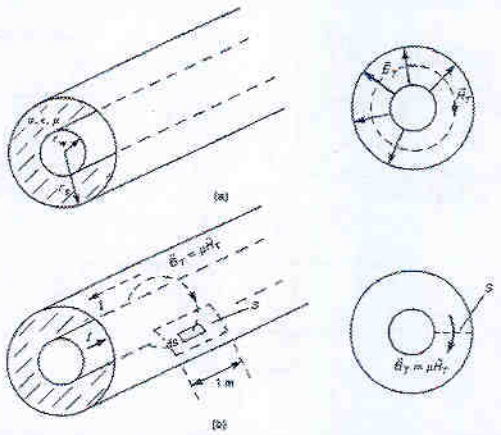


FIGURE 4.10 Determination of the per-unit-length parameters of a coaxial cable: (a) symmetry of the cross-sectional fields; (b) inductance.

Aplicamos directamente la Ley de Gauss y la Ley de Ampere. (Aquí sí vale)

## LÍNEA COAXIAL

$$l_e = \frac{\psi_s}{I}$$

$$= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right)$$

$$= 0.2 \ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right) \quad \text{(in } \mu\text{H/m)}$$

$$= 5.08 \ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right) \quad \text{(in nH/inch)}$$

$$c = \frac{q}{V}$$

$$= \frac{2\pi\epsilon}{\ln(r_s/r_w)}$$

$$= \frac{55.56\epsilon_r}{\ln(r_s/r_w)} \quad \text{(in pF/m)}$$

$$= \frac{1.4\epsilon_r}{\ln(r_s/r_w)} \quad \text{(in pF/inch)}$$



## PISTAS DE CIRCUITO IMPRESO

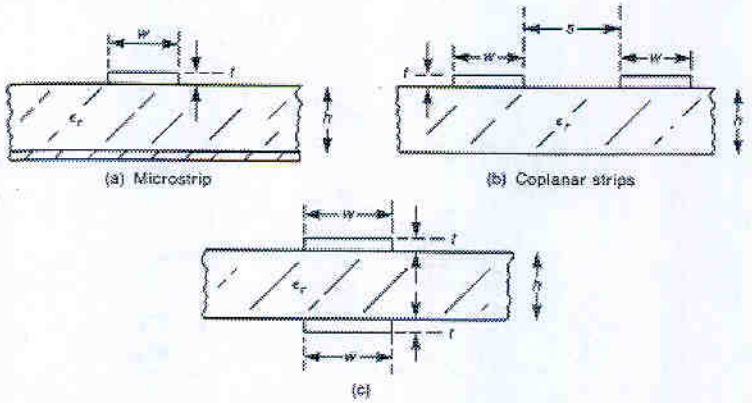



FIGURE 6.10 Cross-sectional dimensions of (a) microstrip, (b) coplanar strips, and (c) strips on opposite sides of the PCB.

## RESISTENCIA

baja frec:

$$r_{LF} = r_{DC} = \frac{1}{\sigma \underbrace{wt}_{\text{area}}} \quad (\text{in } \Omega/\text{m})$$

alta frec:

$$r_{HF} = \frac{1}{\sigma(2\delta w + 2\delta t)} \quad t \ll w$$

$$\cong \frac{1}{2\sigma\delta w} \quad (\text{in } \Omega/\text{m})$$

La corriente no circula por toda la sección del hilo, sólo por una película de espesor $\delta$

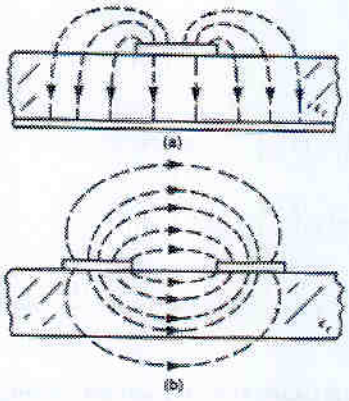
area $\cong$ perímetro $\times \delta$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

para Cu: 1MHz → 66'1 μm (IV-2)



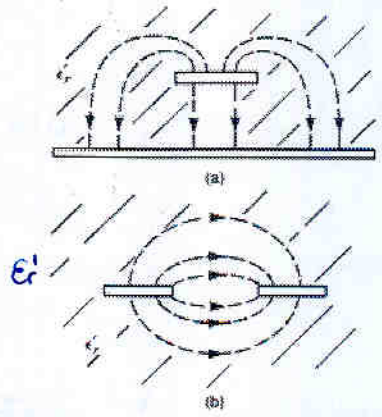
## PERMITIVIDAD EFECTIVA




circuitos reales

FIGURE 6.11 Cross-sectional field distributions for (a) microstrip and (b) coplanar strips.

## ICEM PERMITIVIDAD EFECTIVA




Modelo para definir la epsilon efectiva

FIGURE 6.12 Replacement of an inhomogeneous dielectric with a homogeneous one having an effective dielectric constant of $\epsilon_e$ for (a) microstrip and (b) coplanar strips.



¿cuánto tiene que valer la $\varepsilon$ para que la velocidad de propagación sea la misma en el circuito real y en el modelo? ⇒ definición de $\varepsilon_{efectiva}$

## ICEM PERMITIVIDAD EFECTIVA

$\varepsilon_r'$ microstrip $=$ $$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left(1 + 10\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{(microstrip)}$$

$\varepsilon_r'$ coplanar $=$ $$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2}\left\{\tanh\left[0.775 \ln\left(\frac{h}{w}\right) + 1.75\right] + \frac{kw}{h}\left[0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k)\right]\right\} \quad \text{(coplanar strips)} \qquad k = \frac{s}{s + 2w}$$

$\varepsilon_r' \simeq$ ambas $\epsilon_e \cong \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1)$ (aproximación para ambas) (la media entre $\varepsilon_r$ y el vacío)



Para tiras enfrentadas

casi todo el campo está en el dieléctrico ⇒ $\varepsilon_{reff} \simeq \varepsilon_r$ si $\frac{w}{h} >> 1$

## IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA

### Línea Microtira

$$Z_c = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\dfrac{8h}{w} + 0.25\dfrac{w}{h}\right) & \text{for } \dfrac{w}{h} \le 1 \\ \dfrac{377}{\sqrt{\epsilon_r}\left[\dfrac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\dfrac{w}{h} + 1.444\right)\right]} & \text{for } \dfrac{w}{h} \ge 1 \end{cases}$$

$$Z_c \cong \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98h}{0.8w + t}\right)$$

### Tiras Coplanares

$$Z_c = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k)}{K'(k)} \qquad \frac{K(k)}{K'(k)} \cong \begin{cases} \dfrac{1}{\pi} \ln\left(2\dfrac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right) & \text{for } \dfrac{1}{\sqrt{2}} \le k \le 1 \\ \pi \Big/ \ln\left(2\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right) & \text{for } 0 \le k \le \dfrac{1}{\sqrt{2}} \end{cases}$$

$$k = \frac{s}{s+2w} \qquad k' = \sqrt{1-k^2}$$



lo normal para éstas fórmulas es programar las

## IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA

### Tiras Enfrentadas

$$Z_c \cong \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}\left\{\dfrac{w}{h} + 0.441 + \dfrac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r}\left[\ln\left(\dfrac{w}{h} + 0.94\right) + 1.451\right] + 0.082\dfrac{\epsilon_r - 1}{(\epsilon_r)^2}\right\}} \quad \text{for } \frac{w}{h} > 1$$

$$Z_c = \frac{377\sqrt{2}}{\pi\sqrt{\epsilon_r + 1}}\left[\ln\left(\frac{4h}{w}\right) + \frac{1}{8}\left(\frac{w}{h}\right)^2 - \frac{1}{2}\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\left(0.452 + \frac{0.242}{\epsilon_r}\right)\right] \quad \text{for } \frac{w}{h} < 1$$

$$Z_c \cong \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}}\frac{h}{w} \quad \text{for } \frac{w}{h} > 10 \quad \text{ó} \quad \frac{w}{h} \gg 1$$

## INDUCTANCIA EXTERNA Y CAPACIDAD

$$v = \frac{1}{\sqrt{l_e c}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{v_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

$$l_e = \frac{Z_c}{v}$$

$$c = \frac{1}{v Z_c}$$

En líneas inhomogéneas hemos hecho lo contrario a las homogéneas, primero: fórmulas para los parámetros primarios de los cuales obtenemos los secundarios



# Señales Radiadas

## SEÑALES RADIADAS

medidas:

Banda de frecuencias: f = 30-1000 MHz
Longitudes de onda: $\lambda$ = 10-0,3 m
Distancia de medida: r = 3 m

¿Qué se va a medir?

Tamaño PCB: D = 0,3 m
Tamaño equipo o cable: D = 1 m
Tamaño antena: D = 1,5 m

¿Qué aproximación podemos hacer? (a dist medida 3m)

Frontera Inducción-Radiación: f = 16 MHz ← se igualan las integrales (10 veces la frontera (integral inducción) despreciable)
Aproximación de campo radiado: f > 160 MHz
Aproximación de rayos paralelos: D < 0,6 m

deben cumplirse ambas condiciones

Aproximación de CAMPO LEJANO (Onda Plana): f > 160 MHz y D < 0,6 m → campo lejano
Radiación cercana (No es una Onda Plana): f < 160 MHz o D > 0,6 m

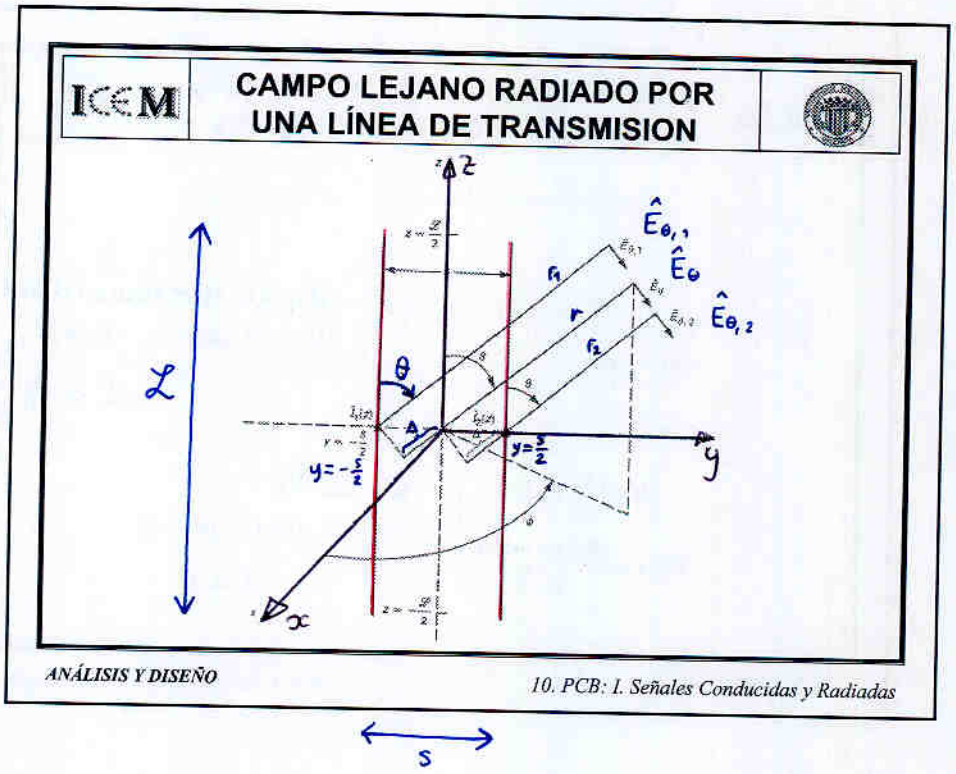


$r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ → campo radiado (el campo total son dos integrales (prevalece la de radiado sobre la de campo inducido))

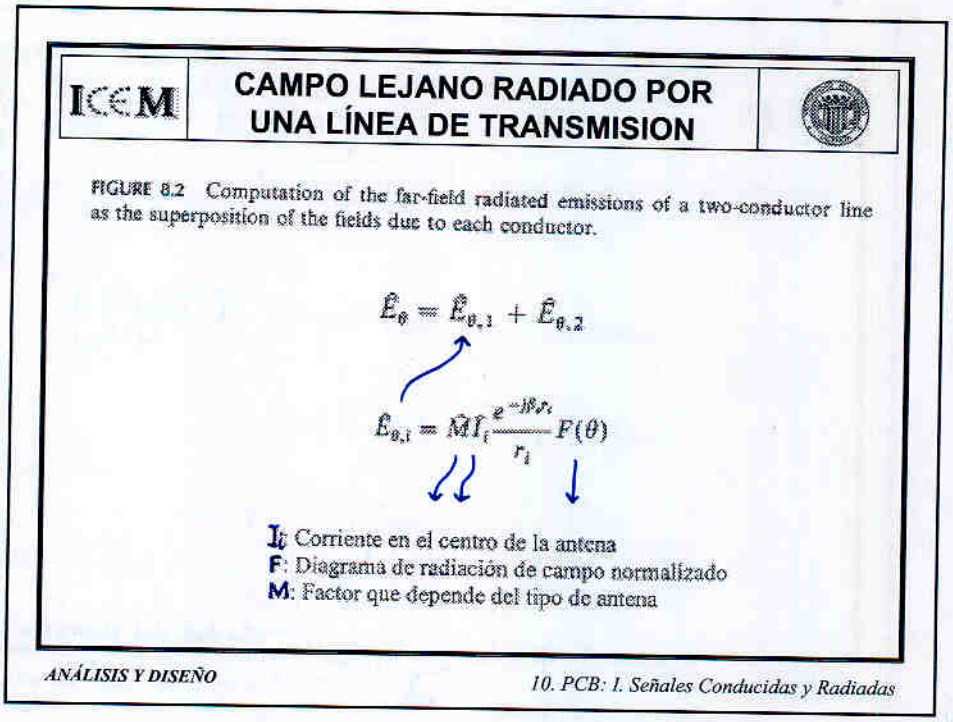
$r \gg D/2$
$r > \frac{2d^2}{\lambda}$
→ Aproximación de rayos paralelos (a la integral de campo radiado) → Campo lejano → onda plana

¿Y qué pasa en cámaras de medida que permiten r = 10m?

r = 10m ⇒ • Frontera inducción-radiación en f = 4'8 MHz
• campo radiado. f > 48 MHz
• Rayos paralelos: D < 1'2 m
→ permite la aprox. de campo lejano en casi toda la banda de trabajo
Desventaja: cámara enorme




Lo suponemos 2 dipolos.



## CAMPO LEJANO RADIADO POR UNA LÍNEA DE TRANSMISION

Dipolo Elemental o Hertziano: $\frac{\ell}{2} << r, \ell << \frac{\lambda}{2\pi}$

$$\left.\begin{aligned} \hat{M} &= j\frac{\eta_o \beta_o}{4\pi}\ell = j2\pi \times 10^{-6} f \ell \\ F(\theta) &= \sin\theta \end{aligned}\right\}$$ (Herrzian dipoles)

dipolo Hertziano (elemental)

$r >> \frac{\ell}{2}$

$\ell << \frac{\lambda}{2\pi}$

$$\left.\begin{aligned} \hat{M} &= j\frac{\eta_o}{2\pi} = j60 \\ F(\theta) &= \frac{\cos(\frac{1}{2}\pi\cos\theta)}{\sin\theta} \end{aligned}\right\}$$ (half-wave dipoles, $\ell = \frac{1}{2}\lambda_o$)

dipolo $\lambda/2$

$\ell = \frac{\lambda}{2}$



## CAMPO LEJANO RADIADO POR UNA LÍNEA DE TRANSMISION

Aproximación de rayos paralelos: $\Delta = \frac{1}{2}s\sin\theta\sin\phi$

$r_1 = r + \Delta$

$r_2 = r - \Delta$

Aproximación de CAMPO LEJANO: (con el factor de array)

$$\begin{aligned} \hat{E}_\theta &= \hat{M}\left(\hat{I}_1\frac{e^{-j\beta_o r_1}}{r_1} + \hat{I}_2\frac{e^{-j\beta_o r_2}}{r_2}\right)F(\theta) \\ &= \hat{M}\left(\hat{I}_1\frac{e^{-j\beta_o(r+\Delta)}}{r+\Delta} + \hat{I}_2\frac{e^{-j\beta_o(r-\Delta)}}{r-\Delta}\right)F(\theta) \\ &= \hat{M}\frac{e^{-j\beta_o r}}{r}(\hat{I}_1 e^{-j\beta_o\Delta} + \hat{I}_2 e^{j\beta_o\Delta})F(\theta) \end{aligned}$$

$\frac{e^{-j\beta_o r}}{r}$: las amplitudes las consideramos iguales

$(\hat{I}_1 e^{-j\beta_o\Delta} + \hat{I}_2 e^{j\beta_o\Delta})$: FA

$F(\theta)$: rad. del elemento

ICEM

## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL

de los dos hilos

APROXIMACIÓN DE DIPOLO ELEMENTAL:

Condición ←

- Pistas de tamaño D = 0,1 m. Condición: f << 500 MHz
- PCB de tamaño D = 0,3 m. Condición: f << 160 MHz
- Cable de tamaño D = 1 m. Condición: f << 50 MHz

Para obtener el campo lejano máximo, basta con utilizar estas condiciones simplemente con "<"

Obtener el valor máximo, en lugar del valor en todas las direcciones.
El máximo es el que interesa en CEM

Vemos que no es fácil asumir las aproximaciones que hacemos en nuestras condiciones de medida.

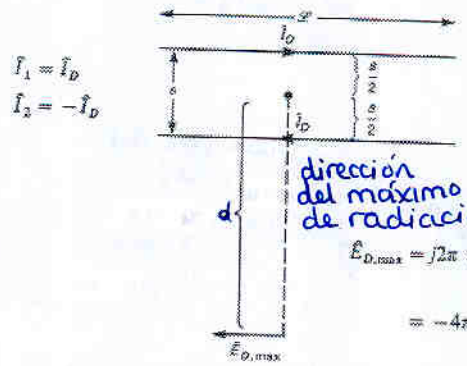
No obstante las hacemos a sabiendas de que no serán exactas

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

ICEM

## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL

Aproximación de CAMPO LEJANO:




$$\tilde{E}_{D,\max} = j2\pi \times 10^{-7} \frac{f \tilde{I}_D \mathscr{L}}{d} e^{-j\beta_0 d} \{e^{-j\beta_0 s/2} - e^{j\beta_0 s/2}\}$$

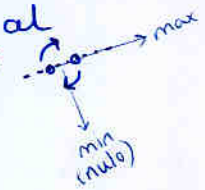
$$= -4\pi \times 10^{-7} \frac{f \tilde{I}_D \mathscr{L}}{d} e^{-j\beta_0 d} \sin(\tfrac{1}{2}\beta_0 s)$$

FIGURE 8.3 A simplified estimate of the maximum radiated emissions due to differential-mode currents with constant distribution.

Se compensa el campo creado por un hilo con el del otro

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

Un truco para saber si la radiación es debida al modo diferencial consiste en girar los hilos y ver si se aprecian grandes variaciones en el campo radiado



## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL

$$|\bar{E}_{D,max}| = 1.316 \times 10^{-14} \frac{|\bar{I}_D| f^2 \mathcal{A}_S}{d}$$

$$\left|\frac{\bar{E}_{D,max}}{\bar{I}_D}\right| = K f^2 A \qquad K = 1.316 \times 10^{-14}/d$$

Area

Modo Diferencial

$E_{max} \propto f^2 \cdot A$

↳ ¡area! ⇒ radiación tipo espira

↳ $f_{rec}^2$

EJEMPLO:
$f$ = 50 MHz
Límite: 40 dBμV/m = 100 μV/m a 3 m de distancia
Longitud de las pistas: 10 cm
Separación entre pistas: 5 mm
CORRIENTE MÁXIMA: 18 mA

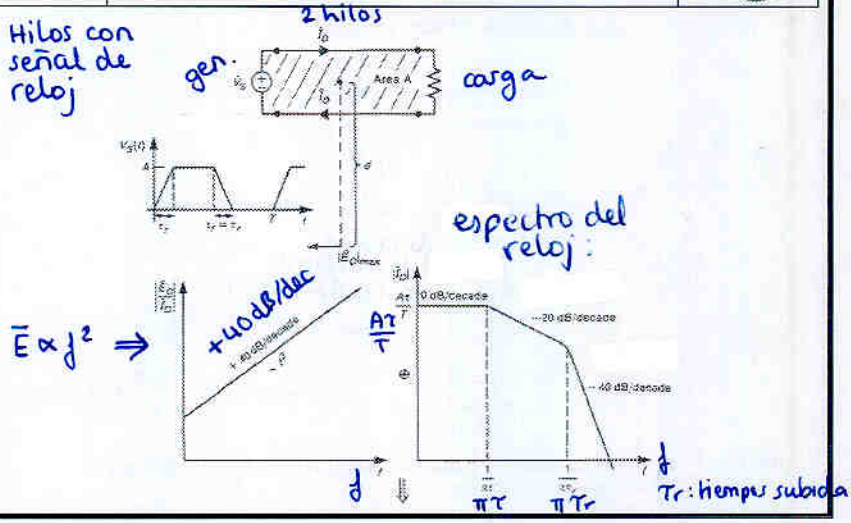
Obtenemos la corriente máxima que puede pasar por las pistas para cumplir la normativa de CEM

¡Vemos que es una gran exigencia!

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

Teniendo la dependencia de $\bar{E}$ radiado con la frecuencia, faltaría multiplicar la por el espectro de la señal que va por la línea (por ejemplo, el reloj) para obtener el espectro de $\bar{E}$ radiado.

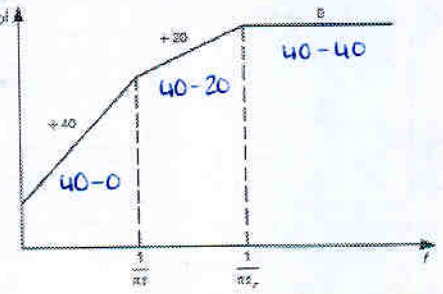
## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL




*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL

radiación de campo




El mayor campo radiado se encuentra para frecuencias altas

Combinando el espectro de la señal de reloj, con el efecto de mayor radiación a mayores frecuencias ($E \propto f^2$) se obtiene →

multiplicar ↓ sumas en dB

FIGURE 8.4 Illustration of the radiated emissions due to the differential-mode currents for a trapezoidal pulse train applied to a two-conductor line: (a) problem definition; (b) spectral content of the radiated emission.

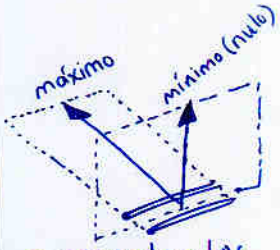
EJEMPLO:
f = 10 MHz, $\tau$ = 50 ns (ciclo de trabajo: 50 %), $\tau_r$ = 2,5 ns
Frecuencias de transición: $f_1$ = 6,37 MHz, $f_2$ = 127 MHz



## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL

APROXIMACIÓN DE DIPOLO ELEMENTAL:

- Máximo de radiación: Plano de la línea de transmisión, dirección transversal
- Mínimo (nulo) de radiación: Plano de simetría de la línea ← se cancelan los campos
- El campo radiado cambia mucho al girar el cable sobre sí mismo
- El campo radiado es proporcional a: I, A, $f^2$
- El mayor campo radiado se encuentra en la parte superior del espectro, típicamente para f > 100 MHz

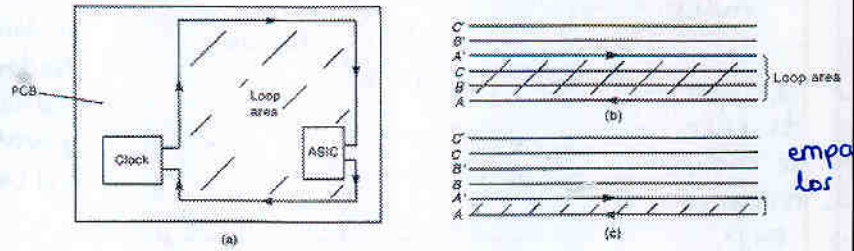



REDUCCIÓN DE LA IEM RADIADA:

- Reducir la corriente (no tiene porque ser posible)
- Controlar la forma de las señales digitales
- Reducir el área

→ ej: aumentas $\tau_r$ disminuye $\frac{1}{\pi\tau_r}$ y por tanto disminuye el valor de la zona plana

## RADIACIÓN EN MODO DIFERENCIAL




empareJamos los circuitos

FIGURE 8.6 Common mistakes that lead to unnecessarily large differential-mode emissions: (a) large clock land areas; (b) and (c) choices of connector pin assignments in ribbon cables to minimize loop area.

Una reducción del área a 1/3 significa reducir 10 dB el campo



## RADIACIÓN EN MODO COMÚN

APROXIMACIÓN DE DIPOLO ELEMENTAL:

Pistas de tamaño D = 0,1 m. Condición: f << 500 MHz
PCB de tamaño D = 0,3 m. Condición: f << 160 MHz
Cable de tamaño D = 1 m. Condición: f << 50 MHz

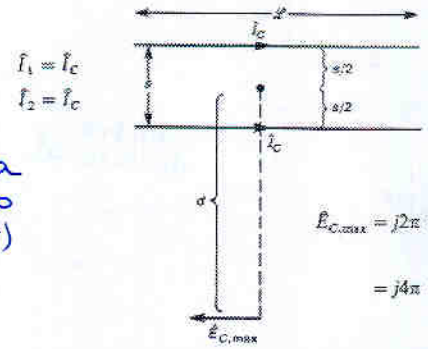
Las mismas condiciones que antes

Para obtener el campo lejano máximo, basta con utilizar estas condiciones simplemente con "<"

## ICEM RADIACIÓN EN MODO COMÚN

Aproximación de CAMPO LEJANO:

Las dos corrientes llevan el mismo sentido.
El campo se va a sumar




$$\hat{E}_{C,max} = j2\pi \times 10^{-7} \frac{f \hat{I}_C \mathscr{L}}{d} e^{-j\beta_0 d} \{e^{-j\beta_0 s/2} + e^{j\beta_0 s/2}\}$$

$$= j4\pi \times 10^{-7} \frac{f \hat{I}_C \mathscr{L}}{d} e^{-j\beta_0 d} \cos(\tfrac{1}{2}\beta_0 s)$$

El diagrama va a ser el de un dipolo (donut)

La radiación no varía al girar los hilos

FIGURE 8.7 A simplified estimate of the maximum radiated emissions due to common-mode currents with constant distribution.



## ICEM RADIACIÓN EN MODO COMÚN

$$|\hat{E}_{C,max}| = 1.257 \times 10^{-6} \frac{|\hat{I}_C| f \mathscr{L}}{d}$$

$$\left|\frac{\hat{E}_{C,max}}{\hat{I}_C}\right| = K f \mathscr{L} \qquad K = 1.257 \times 10^{-6}/d$$

$$E \propto f \cdot \mathcal{L}$$

Proporcional a la longitud y no al área

Además crece con $f$ y no con $f^2$

EJEMPLO:
f = 50 MHz
Límite: 40 dBμV/m = 100 μV/m a 3 m de distancia
Longitud de las pistas: 10 cm
CORRIENTE MÁXIMA: 48 μA

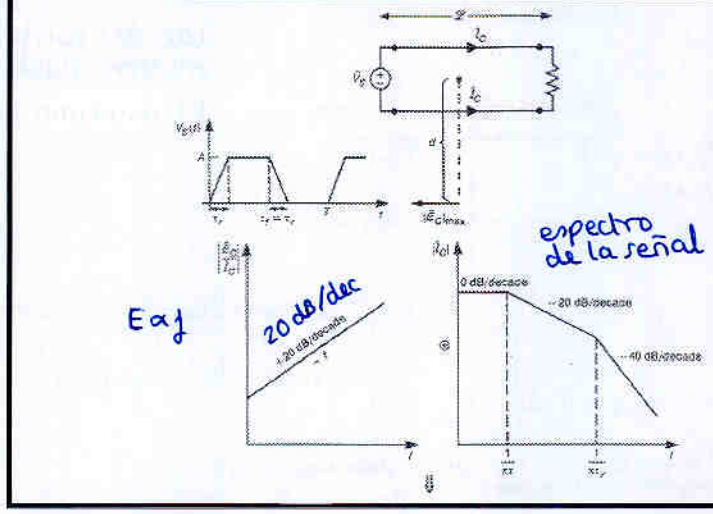
La corriente de modo común idealmente debería ser cero, y no se prevee en el diseño

exigencia MUY fuerte:
los fabricantes que no lo tienen en cuenta normalmente NO lo cumplen.



Radiación
- proporcional a longitud: radiación tipo dipolo
- proporcional a área: radiación tipo espira

## ICEM RADIACIÓN EN MODO COMÚN






$E = \left|\frac{E}{I}\right| \cdot |I|$

en decibelios hay que sumar

## ICEM RADIACIÓN EN MODO COMÚN

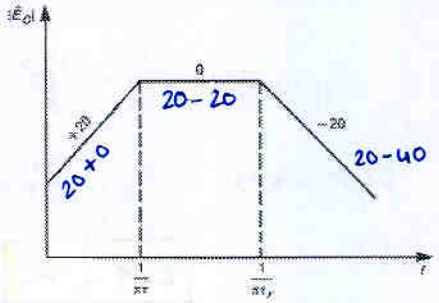



FIGURE 8.8 Illustration of the radiated emissions due to the common-mode currents for a trapezoidal pulse train applied to a two-conductor line: (a) problem definition; (b) spectral content of the radiated emission.

EJEMPLO:

$f = 10$ MHz, $\tau = 50$ ns (ciclo de trabajo: 50 %), $\tau_r = 2{,}5$ ns

Frecuencias de transición: $f_1 = 6{,}37$ MHz, $f_2 = 127$ MHz

Resumen: modo común

## RADIACIÓN EN MODO COMÚN

APROXIMACIÓN DE DIPOLO ELEMENTAL :

- Máximo de radiación: Cualquier dirección transversal a la línea de transmisión
- Mínimo (nulo) de radiación: Dirección paralela a la línea
- El campo radiado no cambia al girar el cable sobre sí mismo
- El campo radiado es proporcional a: I, L, f
- El mayor campo radiado se encuentra en la parte inferior del espectro, típicamente para f < 200 MHz

REDUCCIÓN DE LA IEM RADIADA:

- Reducir la corriente
- Controlar la forma de las señales digitales
- Reducir la longitud

Para el que ha diseñado el circuito lo ideal sería que no existiese.

Poner un choque en modo común



## SONDAS DE CORRIENTE

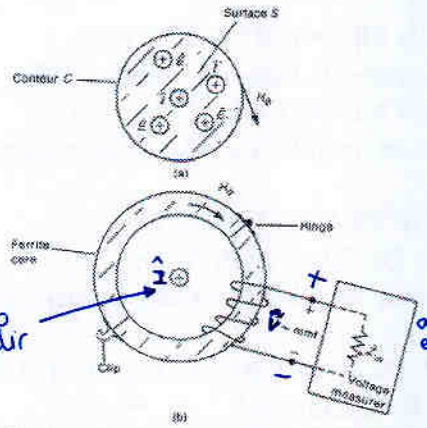



FIGURE 8.9 The current probe: (a) illustration of Ampère's law; (b) use of the current probe to measure currents.

impedancia de transferencia

$$Z_T = \frac{\rho}{l} \qquad \hat{Z}_T = \frac{\hat{V}}{\hat{I}}$$

tensión medida

corriente que circula por el hilo a medir

$$|\hat{Z}_T|_{dB\Omega} = |\hat{V}|_{dB\mu V} - |\hat{I}|_{dB\mu A}$$

hilo a medir

analizador espectros ⇒ Vemos el espectro de las corrientes que circulan por el cable



$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E}$$

$$\oint_L \vec{H}\,dL = \underbrace{\iint_S \vec{J}\,d\vec{s}}_{\text{corriente conducción}} + \underbrace{j\omega \iint_S \epsilon\vec{E}\,d\vec{s}}_{\text{corriente desplazam.}}$$

si introduzco sólo un hilo mido suma $I_c + I_d \simeq I_d$

si introduzco dos hilos, la corriente diferencial se anula entre ellos mido $I_c$

impedancia de transferencia de la sonda de corriente

## SONDAS DE CORRIENTE

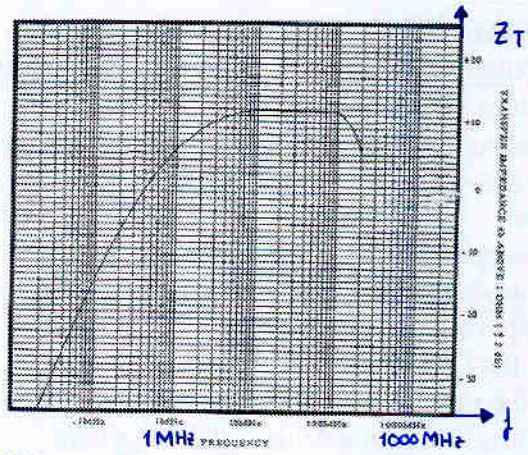



FIGURE 8.18 A typical measured current probe transfer impedance (courtesy of Fischer Custom Communications, Inc.)



## SONDAS DE CORRIENTE

CORRIENTES EN MODO DIFERENCIAL:
- Pueden calcularse (Líneas de Transmisión)

CORRIENTES EN MODO COMÚN:
- Tienen que ser medidas (Sondas de Corriente)

IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA
HERRAMIENTA DE DIAGNÓSTICO:
- No se requiren medidas en cámara semianecoica

ELABORACIÓN DE UNA GRÁFICA QUE RELACIONE:
- Límites de IEM Radiada
- Tensión medida en el Analizador de Espectros

misma fórmula que radiación de modo común, pero al tener dos hilos la corriente total es $I_{cnet} = 2I_c$ y por eso dividimos el coeficiente entre dos

## SONDAS DE CORRIENTE

$I_{cnet} = V_{SA}/Z_T$ medida con la sonda

$$|\hat{E}_c|_{max} = 6.28 \times 10^{-7} \frac{|\hat{I}_{c,net}| f \ell}{d} \qquad |\hat{E}_c|_{max} = 6.28 \times 10^{-7} \frac{|\hat{V}_{SA}| f \ell}{|\hat{Z}_T| d}$$

↑ común

EJEMPLO:
- f = 50 MHz
- Límite: 40 dBμV/m = 100 μV/m a 3 m de distancia
- Longitud del cable plano: 1 m
- CORRIENTE MÁXIMA: 9,6 μA
- Impedancia de Transferencia: $Z_T$ = 15 dBΩ ($Z_T$ sonda)
- TENSIÓN MÁXIMA MEDIDA: 54 μV = 35 dBμV CON LA SONDA

$$|\hat{V}_{SA}|_{dB\mu V} = |\hat{E}|_{limit,dB\mu V/m} + |\hat{Z}_T|_{dB\Omega} + 20 \log_{10} d - 20 \log_{10} f_{MHz} - 20 \log_{10} \ell + 4.041$$

Ecuación que nos relaciona los límites de la norma (campo radiado vs frec.) con la tensión medida en la sonda (tensión vs frec)

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

convertimos las exigencias de la norma en exigencias de la tensión medida en la sonda

## SONDAS DE CORRIENTE

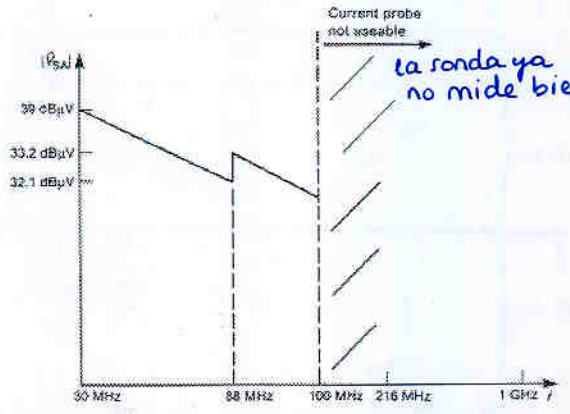



FIGURE 6.11 Illustration of the preparation of diagram to be used with a current probe and a spectrum analyzer to indicate when a measured cable current would cause emissions exceeding the FCC Class B limit.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

ejemplo 1:

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA

Línea de Transmisión: Cable plano de 3 hilos. Longitud: 1m.
El hilo central lleva una onda trapezoidal de f = 10 MHz.
Uno de los hilos externos lleva la alimentación $V_{DC}$ = 5 V.
El otro hilo externo es el retorno común de ambas señales. (tensión cero = masa)

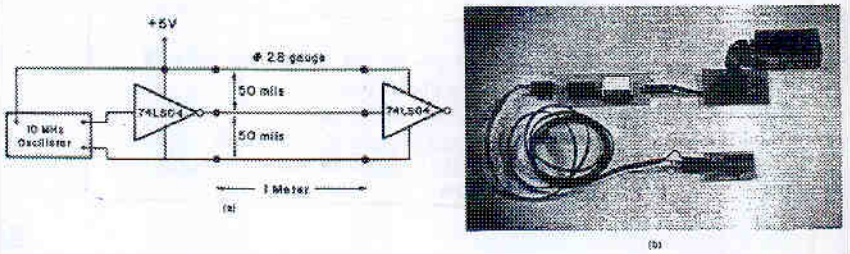
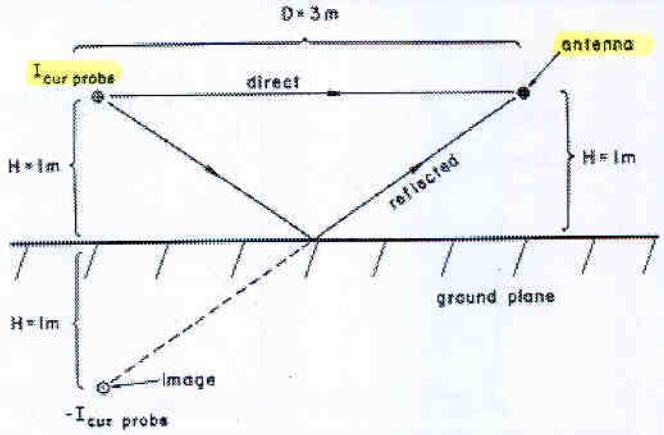



FIGURE 8.12 An experiment to assess the importance of common-mode currents on cables in the total radiated emissions of the cable: (a) schematic of the device tested; (b) photograph.



## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA




En la medida del campo radiado, hay que tener en cuenta la reflexión en el suelo.

FIGURE 8.13 Physical dimensions of the measurement site, including the effect of the cable image.

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA

La alimentación es mediante una batería y la medida se realiza en una cámara semianecoica, por lo que no hay otros campos radiados.

La corriente en modo común se mide con una sonda de corriente. Es bastante uniforme en todo el cable.

En los cálculos se tiene en cuenta la reflexión en el suelo.

En casi todos los casos, Error ≤ 3 dB.

A pesar de la simplicidad del equipo y de estar alimentado por baterías, existen corrientes en modo común. → aparecen por efectos de acoplos

El campo radiado es producido básicamente por las corrientes en modo común. Así, al desconectar la carga (reducción de las corrientes en modo diferencial), el campo radiado es prácticamente el mismo.

Además, al introducir un choque en modo común, se reduce drásticamente la IEM radiada (en este caso, la reducción ha sido de unos 20 dB).



## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA

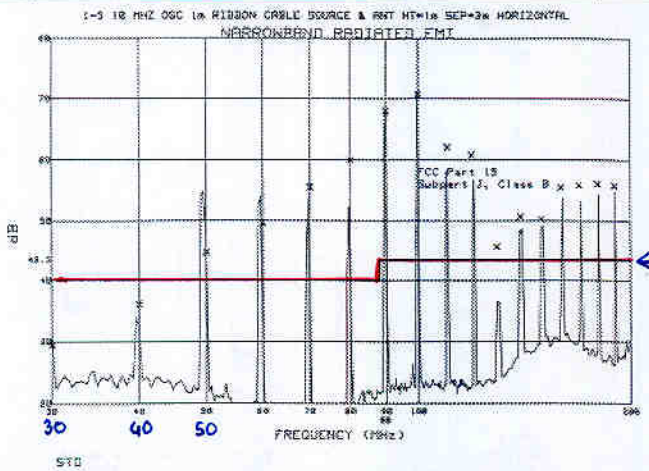



FIGURE 8.15 Measured and predicted emissions of the device of Fig. 8.12.

— medida
x calculada

límite de la norma



frecuencia 10 MHz → radiación armónicos de 10 MHz

girando el cable podemos saber si la radiación se debe a modo diferencial o común

Tres formas de distinguir
· girar los cables { variación → modo diferencial
                    { cte → modo común
· quitar la carga (elimina modo diferencial)
· introducir choque modo común (elimina modo común)

si quitamos la carga, eliminamos la corriente en modo diferencial
· La gráfica no cambia apenas
  ↳ la radiación es debida a modo común

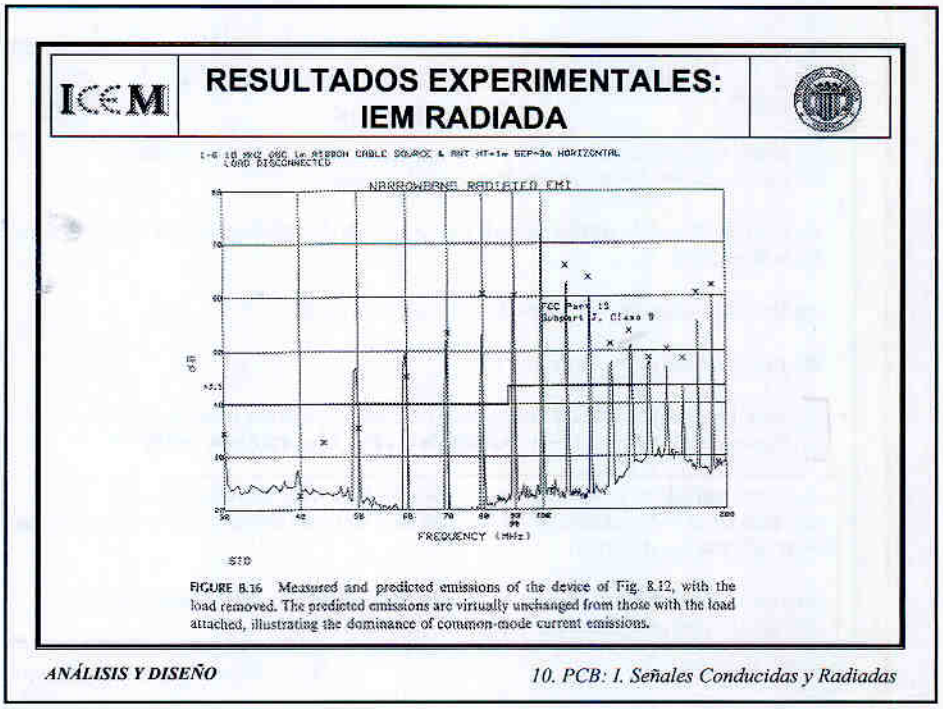



FIGURE 8.16 Measured and predicted emissions of the device of Fig. 8.12, with the load removed. The predicted emissions are virtually unchanged from those with the load attached, illustrating the dominance of common-mode current emissions.



Resolvemos el problema:
· arrollando en un toroide de ferrita (eliminamos el modo común)

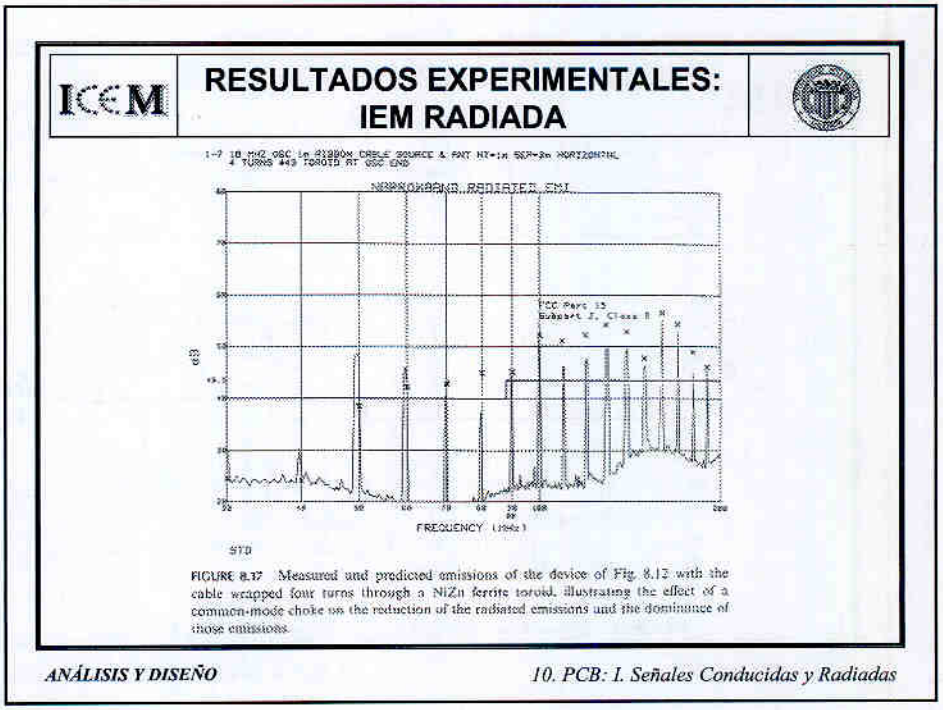



FIGURE 8.17 Measured and predicted emissions of the device of Fig. 8.12 with the cable wrapped four turns through a NiZn ferrite toroid, illustrating the effect of a common-mode choke on the reduction of the radiated emissions and the dominance of those emissions.

aunque sigue sin cumplir la normativa

ejemplo 2:

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA

Línea de Transmisión: 2 Pistas de PCB. Longitud: 15 cm.
Impedancia característica: 342 Ω
Generador de onda trapezoidal de f = 10 MHz, Ciclo de trabajo: 50 %,
Tiempo de subida: 4 ns, Tiempo de bajada: 2 ns

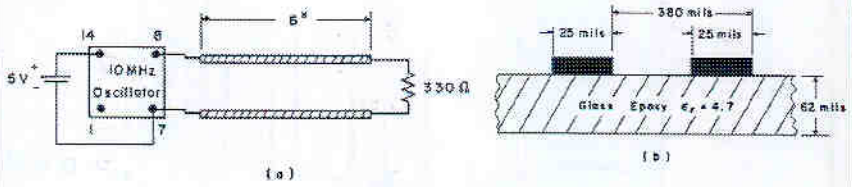



FIGURE 8.18 An experiment illustrating common-mode currents on PCBs: (a) device schematic; (b) the PCB cross-sectional dimensions.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

circuito sencillísimo

Nadie sospecharía que tendrá problemas de CEM

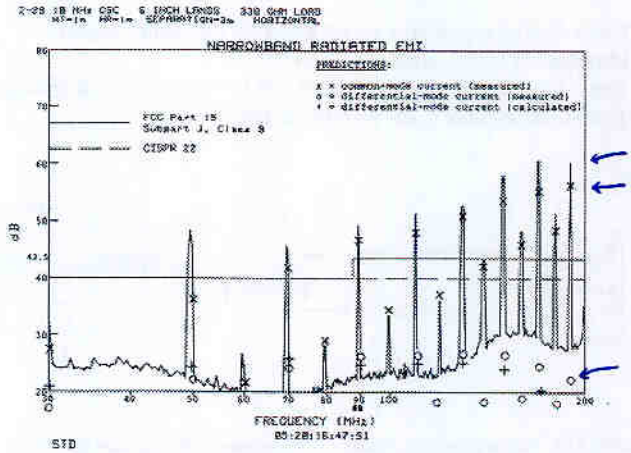
## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA

La alimentación es mediante una batería y la medida se realiza en una cámara semianecoica, por lo que no hay otros campos radiados.
La corriente en modo común se mide con una sonda de corriente.
También se ha medido la corriente en modo diferencial. (pasando sólo un hilo por la sonda)
Debido a la buena adaptación, ambas corrientes son bastante uniformes en todo el cable.
En los cálculos se tiene en cuenta la reflexión en el suelo.
En casi todos los casos, Error ≤ 3 dB.

A pesar de la simplicidad del equipo, la simetría existente y estar alimentado por baterías, existen corrientes en modo común.
El campo radiado es producido básicamente por las corrientes en modo común. Así, el campo producido por las corrientes en modo diferencial es unos 20 dB menor.
Al desconectar la carga (reducción de las corrientes en modo diferencial), el campo radiado es prácticamente el mismo.
El campo radiado apenas varía al girar la línea sobre sí misma (tal como corresponde al producido por las corrientes en modo común).

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA




Medidas:
—: total
X: modo común

O: modo diferencial

FIGURE 8.19 Measured and predicted emissions of the device of Fig. 8.18.



armónicos pares por debajo de los impares

medida retirando la carga (R de 330Ω) (eliminando así la corriente en modo diferencial)

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: IEM RADIADA

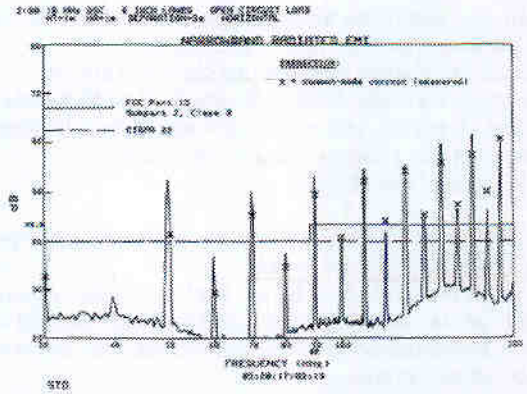


FIGURE 8.20 Measured and predicted emissions of the device of Fig. 8.18, with the load removed. The radiated emissions are virtually unchanged from those with the load attached, illustrating the dominance of common-mode current emissions.

se obtiene prácticamente lo mismo (ya que la radiación era debida al modo común)

# Inmunidad Radiada

i.e. como reacciona un circuito sobre el cual incide un campo EM

## MODELOS PARA SUSCEPTIBILIDAD RADIADA

CAMPO INCIDENTE: ONDA PLANA

MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN:
- Caso general

MODELO CON PARÁMETROS CONCENTRADOS:
- Línea eléctricamente corta: $kd < 1 \quad (d << \lambda)$

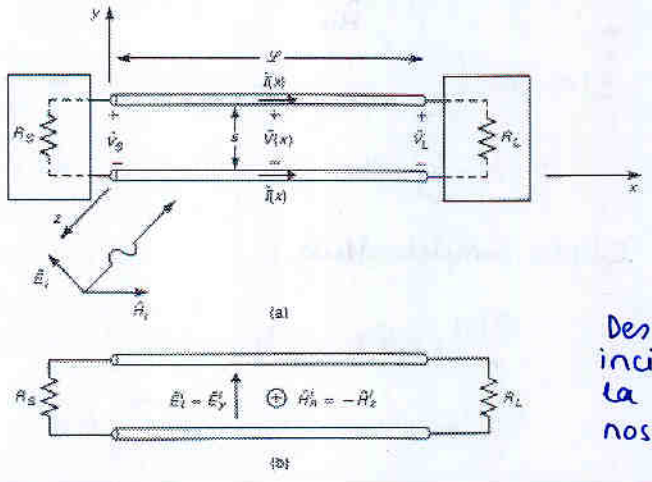
MODELO DE CIRCUITO IDEAL:

válido si:
- Línea eléctricamente corta: $kd < 1 \quad (d << \lambda)$
- Impedancias terminales semejantes a la impedancia característica



## MODELOS PARA SUSCEPTIBILIDAD RADIADA

Definición del problema

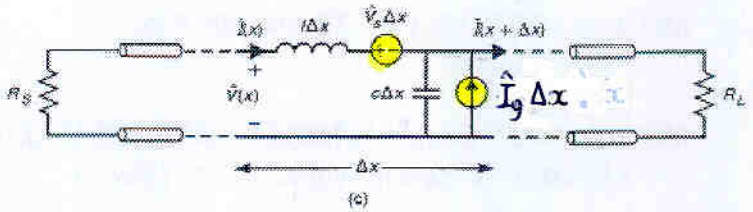



Ejectos de la componente transversal de $\vec{E}$ y componente normal de $\vec{H}$

Descomponemos el campo incidente para usar solo la componente que nos afecta (E transversal y Hnormal)

## MODELOS PARA SUSCEPTIBILIDAD RADIADA

tensión inducida por unidad de long.
corriente inducida por unidad de long.



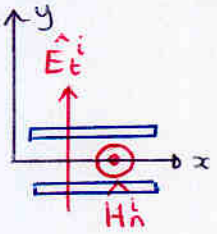

generadores elementales

FIGURE 8.21 Modeling a two-conductor line to determine the terminal voltages induced by an incident electromagnetic field: (a) problem definition; (b) effects of the transverse electric field component and the normal magnetic field component; (c) a per-unit-length equivalent circuit.



tensión producida por una variación del campo magnético que atraviesa el circuito

corriente producida por una variación en el campo eléctrico que va de un hilo al otro




## MODELOS PARA SUSCEPTIBILIDAD RADIADA

$\hat{H}_n$ $\hat{E}_t$

$$\hat{V}_s(x) = j\omega\mu_x \int_{y=0}^{s} \hat{H}_n^i\, dy = -j\omega\mu_0 \int_{y=0}^{s} \hat{H}_z^i\, dy$$

$$\hat{I}_s(x) = -j\omega c \int_{y=0}^{s} \hat{E}_t^i\, dy = -j\omega c \int_{y=0}^{s} \hat{E}_y^i\, dy$$

V ∝ H

I ∝ E

Estudio completo lleva a:

$$\frac{d\hat{V}(x)}{dx} + j\omega l\hat{I}(x) = -\hat{V}_s(x) = -j\omega\mu_0 \int_{y=0}^{s} \hat{H}_n^i\, dy$$

$$\frac{d\hat{I}(x)}{dx} + j\omega c\hat{V}(x) = \hat{I}_s(x) = -j\omega c \int_{y=0}^{s} \hat{E}_t^i\, dy$$



Afecta: . el campo eléctrico que va de un hilo al otro
. el campo magnético que atraviesa el circuito

Aproximación de circuito ideal (electricamente corto) (sólo vale si $\mathcal{L}<0'15\lambda$)

$\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\,[N/A^2]$

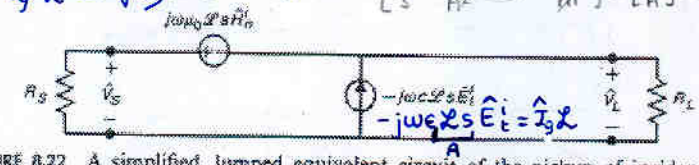
$\varepsilon_0 = \frac{1}{c^2\mu_0}\,[F/m] \equiv \left[\frac{C^2}{N\cdot m^2}\right]$

SIEMPRE Recepción de la interferencia es proporcional al área del circuito

## APROXIMACIÓN DE CIRCUITO IDEAL

$\hat{V}_g\cdot\mathcal{L} = j\omega\mu_0 \overbrace{\mathcal{L}s}^{A}\hat{H}_n^i$

$\left[\frac{1}{s}\cdot\frac{N}{A^2}\cdot m^2\cdot\frac{A}{m}\right] \equiv \left[\frac{W}{A}\right] \equiv [V]$




$-j\omega\varepsilon\underbrace{\mathcal{L}s}_{A}\hat{E}_t^i = \hat{I}_g\mathcal{L}$

FIGURE 8.22 A simplified, lumped equivalent circuit of the pickup of incident fields for a two-conductor line that is very short, electrically.

$\hat{V}_s\mathcal{L} \cong j\omega\mu_0\hat{H}_n^i A$

$\hat{I}_s\mathcal{L} \cong -j\omega\varepsilon\hat{E}_t^i A$

$A = s\mathcal{L}$ área

$$\hat{V}_S = \overbrace{\frac{R_S}{R_S+R_L}}^{\text{divisor resistivo}}\overbrace{j\omega\mu_0\mathcal{L}s\hat{H}_n^i}^{\hat{V}_g\mathcal{L}} - \overbrace{\frac{R_S R_L}{R_S+R_L}\overbrace{j\omega c\mathcal{L}s\hat{E}_t^i}^{I_g\mathcal{L}}}^{\text{caída de tensión debida a } I_g}$$

$$\hat{V}_L = -\frac{R_L}{R_S+R_L}j\omega\mu_0\underbrace{\mathcal{L}s}_{\text{área}}\hat{H}_n^i - \frac{R_S R_L}{R_S+R_L}j\omega c\mathcal{L}s\hat{E}_t^i$$

ANÁLISIS Y DISEÑO — 10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas

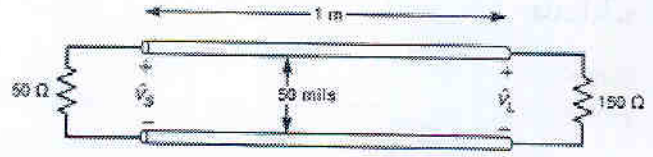
Efectos de la onda plana que llega:
- tensión inducida
- corriente inducida

ejemplo 1:

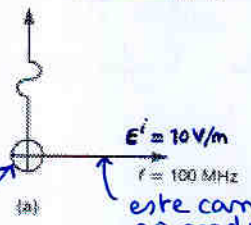
## APROXIMACIÓN DE CIRCUITO IDEAL

1 mil = $2'54\cdot 10^{-5}$ m

50 mils = 0'00127 m




ejemplo: campo incidente




este campo magnético sí producirá perturbaciones

este campo eléctrico no producirá perturbaciones

no va de un hilo al otro

ANÁLISIS Y DISEÑO $H_n^i = \frac{E^i}{\eta}$ — 10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas

$\eta = 120\pi$

$\hat{E}_t^i = 0 \Rightarrow \hat{I}_s = 0$

$\hat{H}_n^i \Rightarrow \hat{V}_s \cdot \mathcal{L} = j\omega\mu_0 \mathcal{L}_s \hat{H}_n^i$

$= j\,2\pi f\,\mu_0\,\mathcal{L}\,s\,\frac{\hat{E}_x^i}{\eta}$ → 10 V/m; → 120π Ω

$= j26'6$ mV

100 MHz; $4\pi \cdot 10^{-7}$ N/A; 1 m; 50 mils ≈ 0'00127 m

## APROXIMACIÓN DE CIRCUITO IDEAL

(b)

**FIGURE 8.23** An example illustrating the computation of induced voltages for a 10 V/m, 100 MHz incident uniform plane wave with broadside incidence: (a) problem definition; (b) the equivalent circuit.

no añadimos gen de corriente ya que no nos afecta el campo eléctrico

EJEMPLO:

f = 100 MHz
Campo: 20 dBV/m = 10 V/m
Incidencia Transversal

Longitud del cable plano: 1 m ($\lambda/3$)
$R_S = 50\ \Omega$, $R_L = 150\ \Omega$
TENSIONES INDUCIDAS:
$V_S = j26{,}6$ mV, $V_L = -j20$ mV

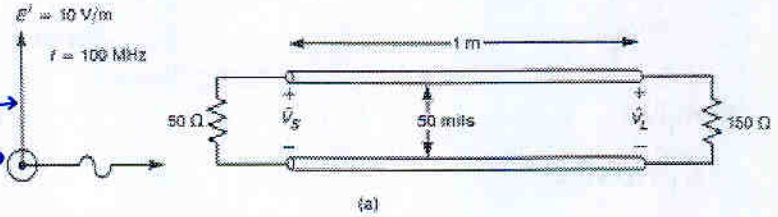
¿No sería $j26'6\text{mV} \cdot \frac{50}{50+150}$ ?

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

ejemplo 2:

## APROXIMACIÓN DE CIRCUITO IDEAL

ejemplo: campo incidente




(a)

ambos campos $\bar{E}$ y $\bar{H}$ generan interferencia, por eso tendremos ambos generadores

⇓

No significa que sea el caso peor

↓

Hay que probar el equipo en las cuatro posiciones ya que no se sabe cual será el caso peor.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

## APROXIMACIÓN DE CIRCUITO IDEAL

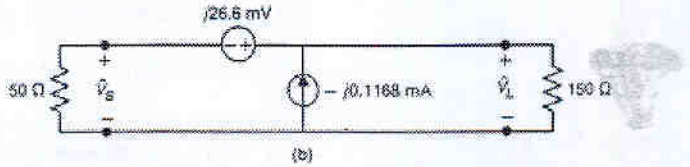



FIGURE 8.24 An example illustrating the computation of induced voltages for a 10 V/m, 100 MHz incident uniform plane wave with endfire incidence: (a) problem definition; (b) the equivalent circuit.

EJEMPLO:

f = 100 MHz
Campo: 20 dBV/m = 10 V/m
Incidencia Longitudinal

Longitud del cable plano: 1 m ($\lambda/3$)
$R_S = 50\ \Omega$, $R_L = 150\ \Omega$
TENSIONES INDUCIDAS:
$V_S = -j11{,}03$ mV, $V_L = j15{,}62$ mV

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

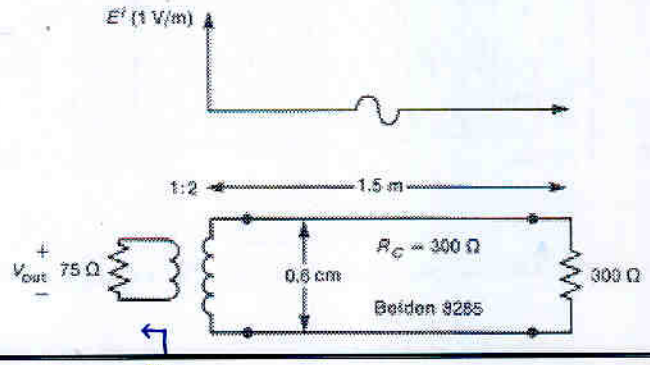
las tensiones inducidas han sido menores a pesar de que tanto E como H producen interferencias, pero pueden 'restarse' entre ellas.

como vemos no es el caso peor

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: SEM RADIADA

sensibilidad EM

Onda Plana con incidencia longitudinal
Campo: 0 dBV/m = 1 V/m
Longitud de la Línea: 1,5 m
Adaptación en ambos extremos de la Línea

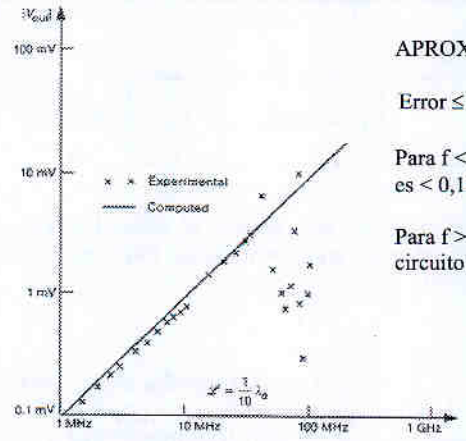



$Z_1$

$Z_2 = n^2 Z_1$

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

## RESULTADOS EXPERIMENTALES: SEM RADIADA




APROXIMACIÓN DE CIRCUITO IDEAL

Error ≤ 1 dB, para f = 1-30 MHz

Para f < 30 MHz, la Longitud de la Línea es < 0,15 $\lambda$ (eléctricamente corta)

Para f > 30 MHz, la aproximación de circuito ideal deja de ser adecuada → que es justamente la frec a la cual se hacen medidas ↓ hay que recurrir a modelos más completos

FIGURE 8.25 Measured and predicted results for incident field pickup of a two-conductor line.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

## IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA EN CABLES APANTALLADOS

último caso: Susceptibilidad del cable coaxial:

campos pueden atravesar la malla, que no es perfecta

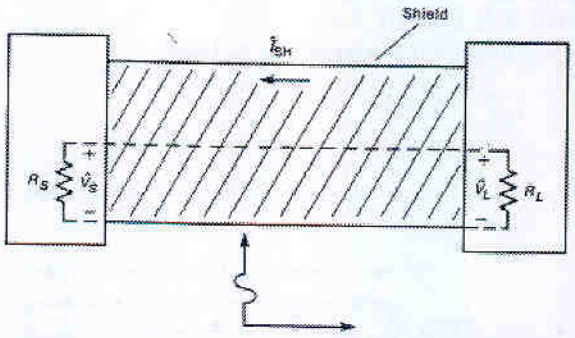
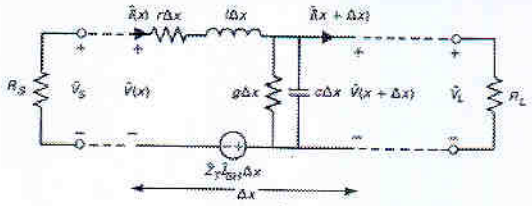



FIGURE 8.26 Illustration of incident field pickup for a shielded cable.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *10. PCB: I. Señales Conducidas y Radiadas*

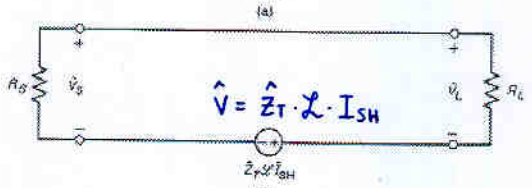
## IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA EN CABLES APANTALLADOS

parámetros por unidad de longitud ⇒



(a)

para cables electricamente cortos ⇒




(b)

FIGURE 8.28 The equivalent circuit of the interior of a coaxial cable for computing the pickup of external fields: (a) the per-unit-length equivalent circuit; (b) a simplified equivalent circuit for cables that are very short, electrically.

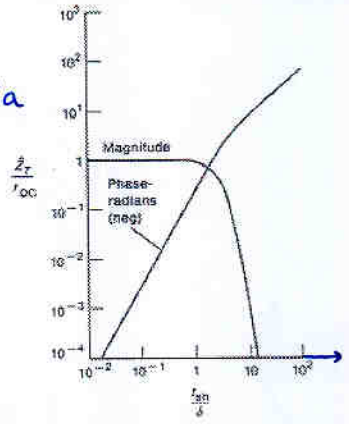
Se define la impedancia de transferencia



## IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA EN CABLES APANTALLADOS

Impedancia de transferencia

$\frac{\hat{Z}_T}{r_{DC}}$




La malla de protección es buena sólo para un espesor mayor a la profundidad de penetración ($\delta$)

FIGURE 8.27 The surface transfer impedance of a cylinder as a function of the ratio of shield thickness to skin depth [16].

↓ 3c

ICEM

# CURSO DE CEM

## FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Las incluimos como fuentes especiales de perturbaciones

Juan Vicente Balbastre Tejedor
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



ICEM

## Contenidos

8.1 Introducción
8.2 Tipos de fuentes de alimentación (FAL y FAC). (lineales / conmutadas)
8.3 Perturbaciones en FAC.
8.4 Perturbaciones debidas a los transformadores. (FAL)

ICEM

## Introducción

Las fuentes de alimentación son elementos imprescindibles en los sistemas y aparatos electrónicos.

La misión fundamental de una fuente de alimentación es obtener los niveles de tensión continua necesarios para hacer funcionar los componentes y dispositivos que forman los aparatos electrónicos. a partir de la tensión sinusoidal de la red.

Las fuentes de alimentación, al estar conectadas a la red eléctrica, son un punto de entrada de perturbaciones en los circuitos.



ICEM

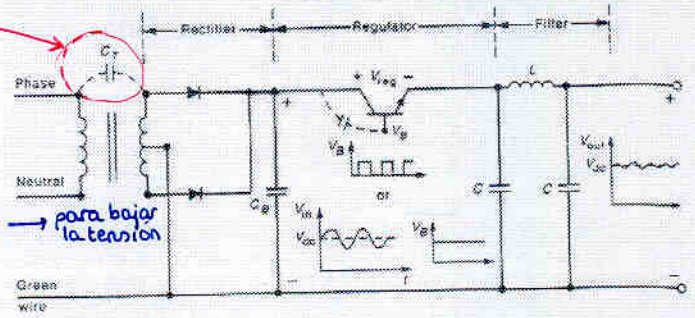
## Tipos de fuentes de alimentación

En las **fuentes de alimentación lineales (FAL)**, la tensión de red es rectificada y filtrada, obteniendose una componente continua con un cierto rizado. Las variaciones de carga se corrigen mediante un regulador.

acoplamiento entre primario y secundario

única problema de CEM. Por lo demás, las FAL son unas benditas en lo que a CEM se refiere.

transformador → para bajar la tensión




al conectar una carga, chupa corriente, lo cual haría variar la tensión. Por eso coloco un regulador que mantenga cte. la tensión indep. de la carga

↓

Transistor (como su nombre indica, resistor regulable)



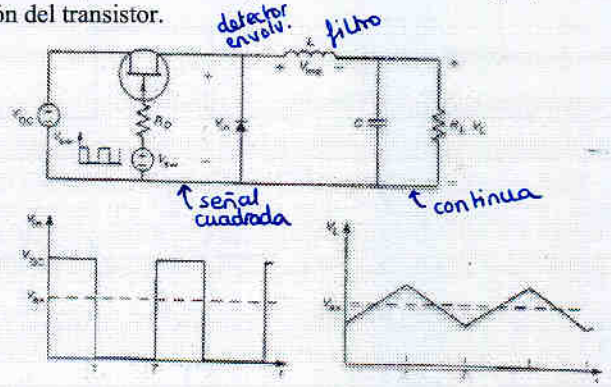
2 problemas:

① Transformador:
la f.e.m. inducida en el secundario $j\omega A_{espira} B$
ya que $\omega$ es baja, $A_{espira}$ ↑ → transfo. grandes y pesados

② Ineficientes:
consumen potencia (transistor en zona lineal $P = V \cdot I$)

## Tipos de fuentes de alimentación

En las **fuentes de alimentación conmutadas (FAC)**, la tensión de red es rectificada y después troceada utilizando un transistor en conmutación. El valor de continua que se obtiene depende del ciclo de trabajo que controla la conmutación del transistor.

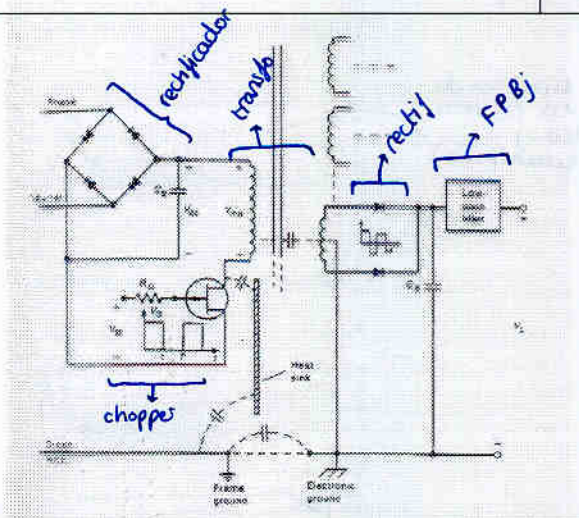





Troceo directamente la señal de red con un transistor

Para evitar consumo de potencia, evitar usar componentes en conducción ($P = V \cdot I$)
o bien en corte $I \simeq 0$
o bien en sat $V \simeq 0$
→ conmutación

## Tipos de fuentes de alimentación






al ser los trafo pequeños puedo permitirme tener varios secundarios para sacar varios niveles de tensión distintas

no puedo rectificar directamente la red y usarla como alim. ya que son 220V !!

Además para poner un trafo, no sirve cuando la señal sea continua

Solución: chopeo la señal con transistor en conmutación → ajusto la tensión con la anchura de pulso ($\tau/T$)

→ Problema CEM (tren de pulsos)

: armónicos (armónico menor de 100 o 200 kHz)
Sirven transfo PEQUEÑOS (en comparación con los requeridos para 50 Hz)

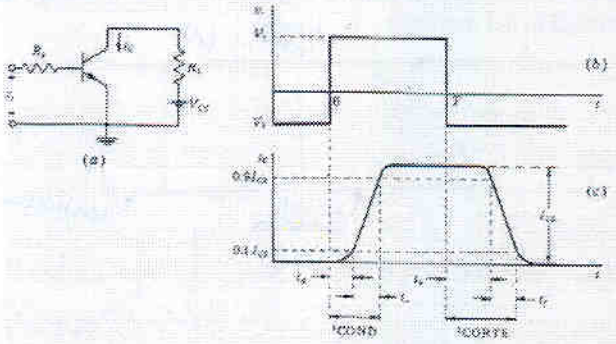
consumo de pot pequeño
eficiencias 90%

Perturbaciones:
- conmutaciones del transistor
- conmutación de diodos (corte y cond) en el segundo rectificador (frecuencias muy altas)
(en el 1º de $f = 50$ Hz no importa)

ICEM

## Perturbaciones en las FAC

Perturbaciones producidas por los transistores en conmutación.




ANÁLISIS Y DISEÑO — 8. Fuentes de Alimentación

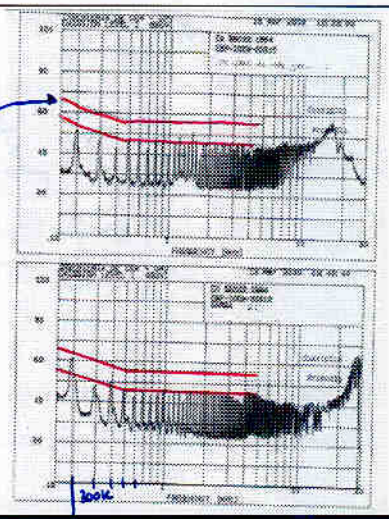
es aquí cuando se produce disipación de potencia ($V, I \neq 0$)

Solución para aumentar la eficiencia: hacer flancos abruptos → justo lo que era malo desde el punto de vista de emisión

ICEM

## Perturbaciones en las FAC

límites de la norma (pico y cuasipico)




Con dos situaciones de carga distintas

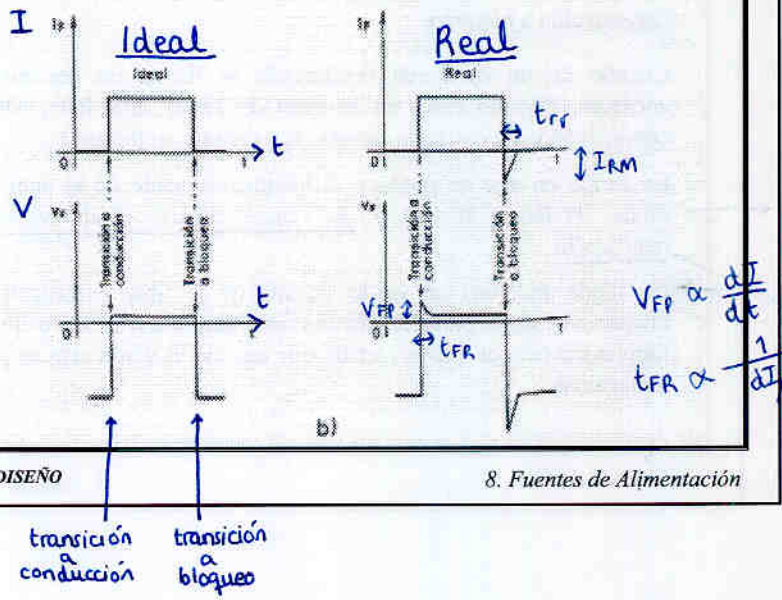
ANÁLISIS Y DISEÑO — 200 kHz — 8. Fuentes de Alimentación

frecuencia fundamental a la cual está conmutando la fuente

ICEM

## Perturbaciones en las FAC

Perturbaciones producidas por los diodos en conmutación.




$V_{FP} \propto \frac{dI}{dt}$ ⇒ elevado para diodo de "alta tensión"

$t_{FR} \propto \frac{1}{dI/dt}$ ⇒ reducido para "diodo rápido"

transición a conducción

transición a bloqueo



ICEM

## Fuentes de alimentación

**Perturbaciones producidas por los diodos en conmutación.**

Conmutación a conducción.

Cuando a un diodo bloqueado se le aplica un incremento brusco de corriente en sentido directo ($dI_F/dt>>1$) aparece una sobretensión $V_{FP}$ durante un tiempo $t_{FR}$. La amplitud de la sobretensión depende de la densidad de corriente en el diodo y de la pendiente de la corriente ($dI_F/dt$). La duración de la sobretensión depende de la densidad de corriente y es inversamente proporcional a $dI_F/dt$.

Un diodo especificado como de "alta tensión" tendrá un $V_{FP}$ mayor que uno especificado de "baja tensión". Los diodos llamados rápidos tienen un $t_{FR}$ menor.

No confundir los diodos rápidos (tiempo de la sobretensión) con los de conmutación rápida

Conmutación a bloqueo.

Cuando en un diodo en conducción se fuerza un descenso rápido de corriente, este no entra en bloqueo de forma inmediata, sino que sigue conduciendo una corriente inversa $I_{RM}$ durante un tiempo $t_{rr}$.

La forma en que se produce el bloqueo depende de la configuración del diodo. Podemos distinguir dos casos típicos: diodo volante y diodo rectificador.

Un diodo funciona en modo volante (o de libre circulación) cuando al bloquearse esta en paralelo con una autoinducción (fuente de corriente). En el funcionamiento en modo rectificador cuando el diodo esta en serie con una inductancia.

depende del circuito que rodea al diodo

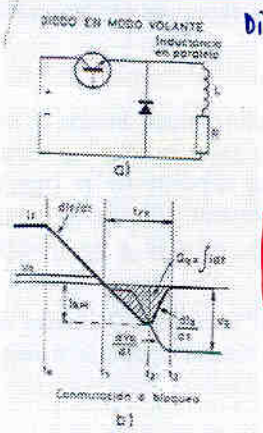
diodo al bloquearse queda en serie con una autoinducción

los portadores deben recombinarse con los huecos (deben volver: pico de corriente inversa)

diodo al bloquearse queda en paralelo con una autoinducción







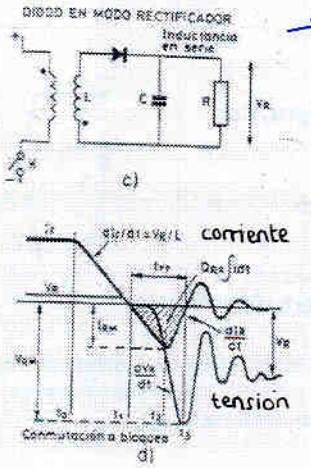

Diodo en modo volante (inductancia en paralelo)

Cuando el diodo entra en bloqueo, parte de la carga que se ha acumulado en la unión desaparece por recombinación, pero otra parte es carga recuperada por la corriente inversa $I_{RM}$ ($Q_R$). De esta forma, el diodo tarda un tiempo $t_{rr}$ en entrar en bloqueo.

Cuando un diodo funciona en modo volante es el propio diodo el que marca los valores de $I_{RM}$ y $t_{rr}$ (son parámetros del diodo).

Diodo en modo rectificador (inductancia en serie)

## Fuentes de alimentación




Oscilaciones debidas al circuito equivalente

Cuando el diodo funciona en modo rectificador, la pendiente de la corriente $dI_F/dt$ depende de la autoinductancia L ($dI_F/dt = LV_R$). En la bobina se almacenara una energía igual a $LI^2/2$ que se disipara en la resistencia en forma de calor. En este modo de funcionamiento el diodo esta sometido a una sobretensión $V_{RM}$ y el diodo se bloquea después de algunas oscilaciones. Los diodos de alta tensión son menos propensos a estas sobreoscilaciones.

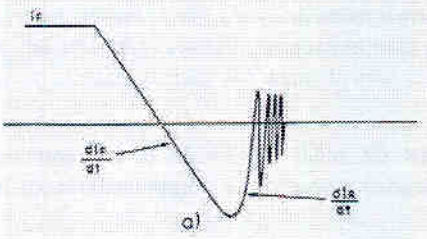
→ (con autoinducción en serie)

Diodos alta tensión:
- mayor sobretensión en la conmut. a conducción
- menos propensos a sobreoscilación en la conmut. a bloqueo (en modo rectificador)

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *8. Fuentes de Alimentación*

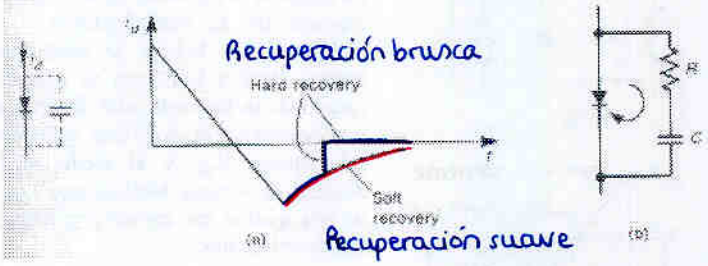
## Fuentes de alimentación

No se debe confundir este fenómeno con el de recuperación brusca, que genera gran cantidad de interferencias. Los diodos actuales suelen ser de recuperación suave, lo que evita el fenómeno.




*ANÁLISIS Y DISEÑO* *8. Fuentes de Alimentación*

## Perturbaciones en las FAC




Para poder utilizar diodos de baja tensión sin que se produzcan oscilaciones se deben utilizar bien resistencias, bien resistencias en serie con condensadores entre el ánodo y el cátodo del diodo. Estas redes también reducen las sobretensiones.

Poniendo en paralelo una capacidad evito las oscilaciones (aunque introduzca resistencia parásita)



## Fuentes de alimentación

**Redes de ayuda a la conmutación en FAC.**

Para reducir el contenido espectral de las perturbaciones generadas por la conmutación, se debe aumentar los tiempos de subida y bajada de la tensión de salida.

Para ello se recurre a redes de ayuda que se basan, esencialmente, en bobinas y condensadores que almacenan energía y la liberan, aumentando así los tiempos necesarios para alcanzar los valores máximo y mínimo de tensión de salida.

Existen dos tipos de redes de ayuda a la conmutación, una para la computación a bloqueo y otro para la conmutación a conducción.

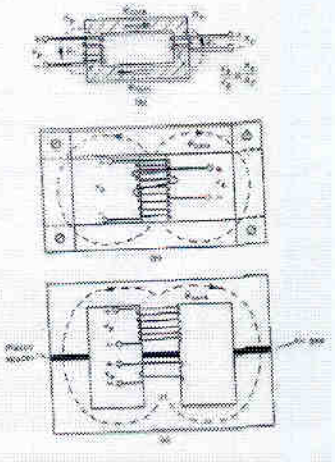
se basan en desfasar la tensión y la corriente (aunque el flanco de subida de corriente sea más suave, no coincide temporalmente con la bajada de tensión)

(V=0 ó I=0 en todo momento)

Lograr eficiencias altas con pocas perturbaciones EM

## Perturbaciones producidas por los transformadores

Hb en fuentes lineales



Corrientes de Foucault: corrientes dentro del conductor que lo calientan por efecto Joule

solución: evitar que el núcleo del trafo sea un bloque macizo: que sean láminas (no evita el campo magnético pero sí las corrientes)

El nucleo se lamina

Para evitar que se produzcan bucles de corriente eléctrica en el nucleo del transfo. se parte en 2:

← Transform. en E

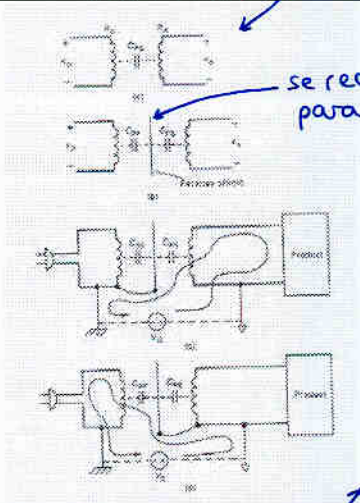
ANÁLISIS Y DISEÑO — 8. Fuentes de Alimentación

Ambas características dan lugar a efectos capacitivos

Resulta entonces en un condensador entre primario y secundario

canal para interferencias conducidas!

## Perturbaciones producidas por los transformadores



se recurre a una lámina de aluminio para apantallar

para que sea jaula de Faraday hay que conectarla a masa

o bien en el primario: permito que perturbaciones de la red (masa) pasen al circuito

o bien en el secundario: no permite que entren ni salgan las perturbaciones de la red

ANÁLISIS Y DISEÑO — 8. Fuentes de Alimentación

ésta es la solución correcta

conectar a masa en el secundario

4c

# CURSO DE CEM

## PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO:

## II. MASAS, CONFIGURACIÓN Y REGLAS DE DISEÑO

Luis Nuño Fernández
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



## CONTENIDO

GENERALIDADES

TIERRAS Y MASAS

CONFIGURACIÓN DE LAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

## GENERALIDADES

OBJETIVOS DEL DISEÑO:

- Reducir la IEM inter-sistema
- Reducir la SEM inter-sistema
- CEM intra-sistema

emisión interferencias ↓ recepción/sensibilidad ↓

RELACIÓN ENTRE IEM Y SEM:

En general, existe una reciprocidad entre IEM y SEM, de manera que la reducción de una conlleva casi siempre la reducción de la otra

APLICACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CEM:

Las técnicas para conseguir la CEM deben aplicarse, sobre todo, en la etapa de diseño (no vale dejarlo para el final)



mucha interferencia { potencia ó digital

Poco inmunes { analógicos

## GENERALIDADES

CIRCUITOS ANALÓGICOS DE BAJA SEÑAL: (↗ muy armónicos)

- Poco Interferentes, Poco Inmunes

CIRCUITOS ANALÓGICOS DE POTENCIA O RUIDOSOS:

- Muy Interferentes, Muy Inmunes

CIRCUITOS DIGITALES

- Muy Interferentes, Muy Inmunes

↳ señales digitales robustas / control errores / ...

SEÑALES MÁS INTERFERENTES:

- Reloj, Fuentes Conmutadas, Motores DC

## TIERRAS Y MASAS

**CONCEPTOS**

- Toma de Tierra: Conexión a tierra mediante varillas. La tierra no es un buen conductor, por lo que no es equipotencial.
- Masa de Seguridad: Es la conexión del chasis a tierra. Protege del riesgo de electrocución o incendio en caso de averías o fallos.
- Masa de Señal (o, simplemente, Masa): Punto, línea o plano equipotencial que sirve como referencia de tensiones. [A veces, también se define como un camino de baja impedancia para retorno de las corrientes.]
- En Baja Frecuencia, la Masa es realmente equipotencial, pero al aumentar la frecuencia, presenta un comportamiento inductivo.
- Para que la Masa sea equipotencial, debe tener una baja impedancia (circuitos digitales) y/o transportar poca corriente (circuitos analógicos).

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *11. PCB: II. Masas, Configuración y Reglas de Diseño*

Tierra = conexión al suelo mediante varillas

Masa de seguridad = chasis a tierra para evitar riesgo de electrocución

Masa = (Masa de señal) referencia de tensión (punto, línea o plano equipotencial)

totalmente equipotencial no hay nada: conductores:
- conductividad finita
- inductancia

Para que una masa (línea o plano) sea equipotencial, debe cumplirse $V_1$ *-----* $V_2$

$V_2 - V_1 = V = 0$

$V = Z\,I$ aumenta en circuitos de mucha potencia

aumenta con la frecuencia (y señales digitales)

## Impedancia de la Masa

- Varilla metálica: A partir de 10 kHz, prevalece su carácter inductivo. A frecuencias altas, aparecen ondas estacionarias y radiación.
- Plano metálico: Tiene mucha menor inductancia que la varilla. Figura 5.12.

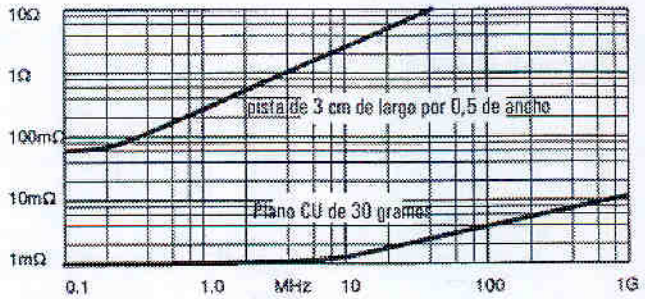



Figura 5.12 Impedancia del plano de masa en función de la pista

Plano metálico es mejor que una pista

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *11. PCB: II. Masas, Configuración y Reglas de Diseño*

## Impedancia de la Masa

- El plano metálico debe tener una relación de aspecto de 5:1 o, mejor, de 3:1. Fig 5.
- Pueden usarse rejillas en lugar de superficies continuas, pero con un espaciado de $\lambda/20$ o menor.

por lo menos

**Fig 5—Ground straps**

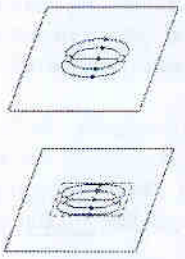
THE IDEAL GROUND IS AN INFINITE PLANE

CURRENTS FAN OUT TO INFINITY, BUT MOST CURRENT LIES WITHIN A 9:1 RATIO

THEREFORE, CURRENT DISTRIBUTION WILL NOT BE SERIOUSLY DISTURBED IF YOU CUT THE REMAINDER OF THE PLANE AWAY

A 10:1 STRAP PROVIDES ONLY A MARGINAL IMPROVEMENT

OFTEN A 5:1 STRAP IS NOT GOOD ENOUGH. AIM FOR 3:1





## Efectos No Deseados

PRINCIPALES EFECTOS NO DESEADOS:

- Caída de Tensión en la Masa y en las Conexiones a Masa
- Conexiones Largas: Radiación tipo Dipolo (Modo Común)
- Bucles de Masa: Radiación tipo Espira (Modo Diferencial)

ejemplo:

- Acoplo por impedancia común: Se produce si la masa no es equipotencial. FIGURA 13.2.

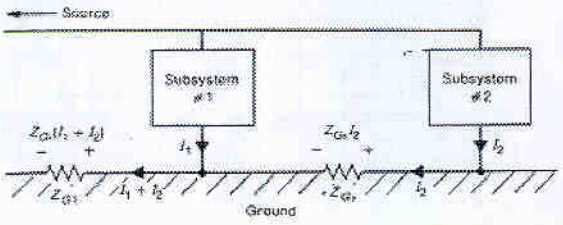
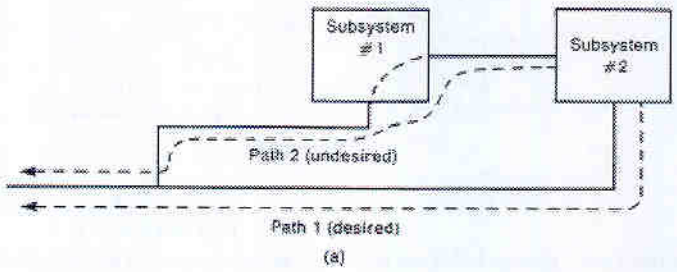



FIGURE 13.2 Illustration of common-impedance coupling.

- tensión distinta en masa
- un subsistema está por tanto interfiriendo con el otro

## Efectos No Deseados

- Retorno de las corrientes por caminos no previstos. FIGURA 13.4.

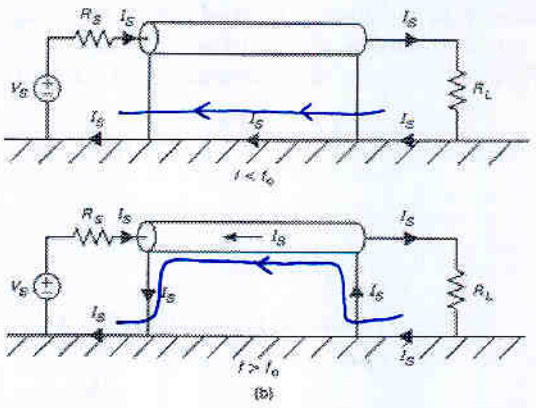





ejemplo

## Efectos No Deseados

ejemplo típico de coaxial con malla a masa en ambos extremos




en alta frec, la corriente en lugar de ir por la masa va por la malla del coaxial (la corriente evita la inductancia de todo el lazo)

FIGURE 13.4 Illustration of the principle that signals may not return through their desired paths: (a) illustration of the principle; (b) a practical example—a shielded wire above a ground plane.

## Efectos No Deseados

- Bucles de Masa: ocurren cuando las tomas de masa no están al mismo potencial. FIGURA 13.15. Producen radiación en modo diferencial. Causan problemas, sobre todo, en circuitos analógicos de baja señal.

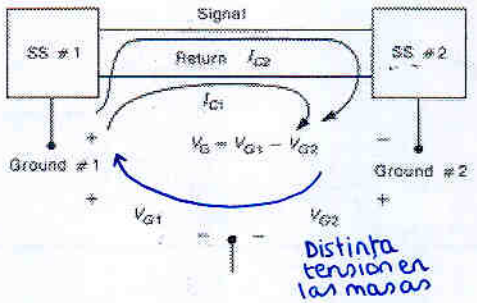



FIGURE 13.15 Illustration of the generation of common-mode currents on interconnect cables due to differences in ground voltages.



(y modo común si hay varios hilos)

genera corriente de tipo bucle (radiación y recepción en modo diferencial)

y si hay varios hilos también genera corriente en modo común

Distinta tensión en las masas

solución: choque en modo común

solución: usar masa monopunto

## Efectos No Deseados

- Soluciones para los Bucles de Masa: masa monopunto, choques de modo común (FIGURA 13.16), transformadores, acopladores ópticos (FIGURA 13.17.a) o sistemas balanceados (FIGURA 13.17.b).

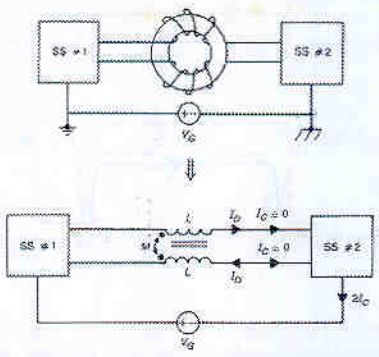
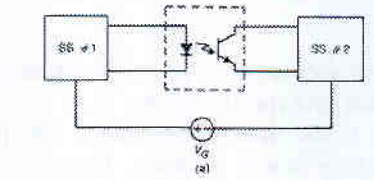
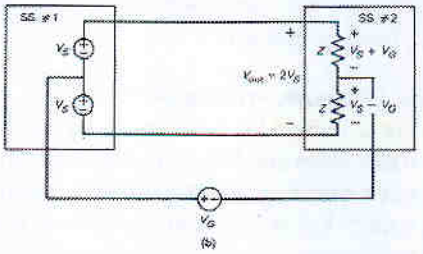



FIGURE 13.16 Use of a common-mode choke to block common-mode currents on interconnect cables.

## Efectos No Deseados




Aislador óptico

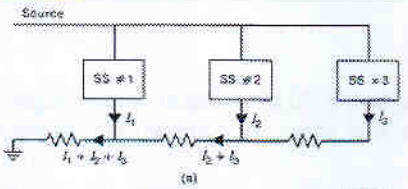



solución especial: uso de sistema simétrico

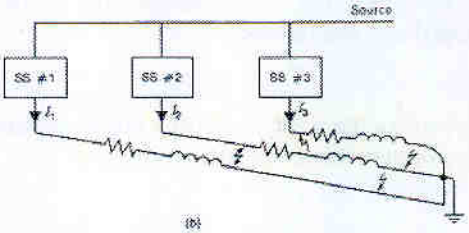
FIGURE 13.17 Methods for decoupling subsystems: (a) the optical isolator; (b) use of balanced terminations (and twisted pairs).



## Masa Monopunto o Centralizada




⇒ evitar este montaje:
masa monopunto serie
(problema: caída de tensión)
(acoplo por impedancia común y bucles de masa)




masa monopunto paralelo
(más recomendable)
(problema: acoplamiento de señales entre hilos)

FIGURE 13.7 Illustration of the problems in single-point grounds: (a) common-impedance coupling in a "daisy-chain" connection; (b) unintentional coupling between ground wires in a single-point ground system.



Monopunto paralelo

No presenta acoplo por impedancia común ni bucles de masa. ⇒

Evitar conexiones largas ($\ell < \lambda/20$) ya que presentan impedancia y producen interferencia radiada

⇓

Ideal a bajas frecuencias

Monopunto paralelo es muy buena solución si $\ell < \lambda/20$

## Masa Monopunto o Centralizada

**Tipos:**

- Serie: Puede existir acoplo por impedancia común y bucles de masa, por lo que debe evitarse esta configuración.
- Paralelo: Es la masa monopunto ideal. No presenta acoplo por impedancia común ni bucles de masa. Hay que evitar las conexiones largas ($\ell < \lambda/20$), ya que presentan una cierta impedancia y, además, producen interferencia radiada.

**Aplicaciones:** de la masa monopunto

- Baja Frecuencia (eliminan los lazos de masa), hasta 1 MHz.
- Subsistemas Analógicos con bajos niveles de señal.
- Subsistemas que manejen grandes corrientes, como los controladores de motores DC, para evitar acoplos por impedancia común.



## Masa Multipunto o Distribuida

- Es un plano metálico. Su impedancia es muy pequeña (en caso contrario, se trataría de una masa monopunto serie), aunque aumenta con la frecuencia.
- No sólo debe ser baja la impedancia de la masa, sino también la impedancia de las conexiones.

**Ventajas:**

- Las conexiones a masa son más cortas que en la monopunto.
- El acoplo por impedancia común es mínimo.

## Masa Multipunto o Distribuida

**Inconvenientes:**

- Se producen bucles de masa, cuya área debe hacerse lo menor posible.
- FIGURA 13.8.b: Un controlador de motor y un circuito digital comparten la misma masa. Las grandes corrientes del controlador producen tensiones entre dos puntos cualesquiera de la masa. Estas tensiones se acoplan al circuito digital. Por otra parte, también se acoplarán a la malla del cable de salida.

**Aplicaciones:**

- Alta Frecuencia, a partir de 1 MHz. (conexiones cortas)
- Subsistemas Digitales, usando un gran plano de masa: plano conductor interno en una placa multicapa o masa de rejilla en una placa de dos caras.

$V = \vec{Z} \cdot I$ (aunque Z bb (plano) la corriente es alta)



## Masa Multipunto o Distribuida

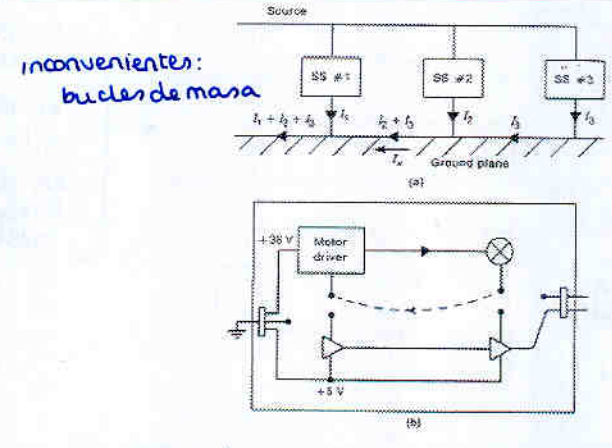



FIGURE 13.8 Illustration of multipoint grounding: (a) the ideal case; (b) illustration of problems that occur in multipoint ground schemes.

inconvenientes: bucles de masa

ventajas:
- conexiones a masa cortas
- acoplo por impedancia común mínima

## Masas Híbridas

típicamente: monopunto paralelo / multipunto (plano de masa)

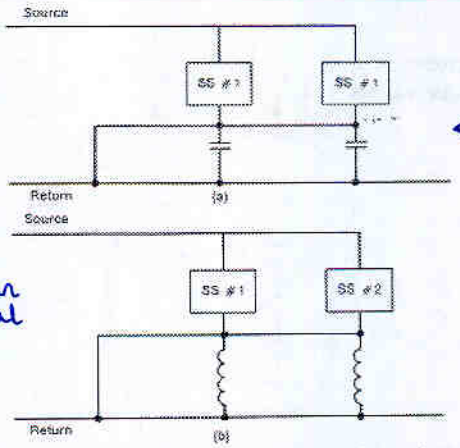
- Sirven para cubrir tanto la Baja como la Alta Frecuencia.
- FIGURA 13.10.a: Se utiliza, por ejemplo, para conectar a masa la pantalla de un cable blindado.
- FIGURA 13.10.b: Se utiliza cuando se desea conectar varios chasis por razones de seguridad, pero tener una masa monopunto en Alta Frecuencia.

→ caso 'rarito'



## Masas Híbridas

masa híbrida TÍPICA:




condensadores de desacople:
- en baja frec son c.a. y la masa es monopunto
- en alta frec están cerrados y la masa es multipunto

ejemplo un poco raro, al revés:

FIGURE 13.10 Hybrid ground schemes: (a) single point at low frequencies and multipoint at high frequencies; (b) single point at high frequencies and multipoint at low frequencies.

## Recomendaciones Generales

- Utilizar masas diferentes para subsistemas analógicos de baja señal, subsistemas analógicos de potencia o ruidosos (motores, fuentes de alimentación) y subsistemas digitales (que suelen ser ruidosos, ya que contienen altas frecuencias). FIGURA 13.11.

- FIGURA 13.13: En (a), la conexión P1 no debería hacerse si el conector estuviera a la izquierda.

Masas diferentes, unidos al final en un único punto, para evitar diferencia de tensiones



## Recomendaciones Generales

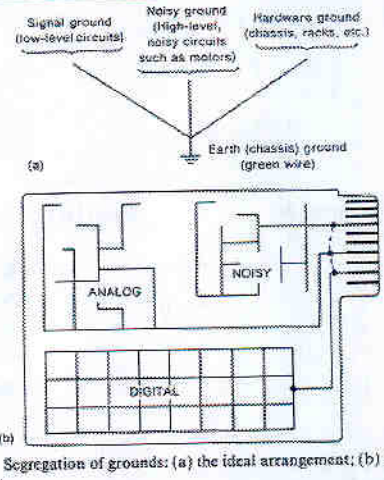



FIGURE 13.11 Segregation of grounds: (a) the ideal arrangement; (b) PCB layout of the ground system.

ICEM **Recomendaciones Generales**

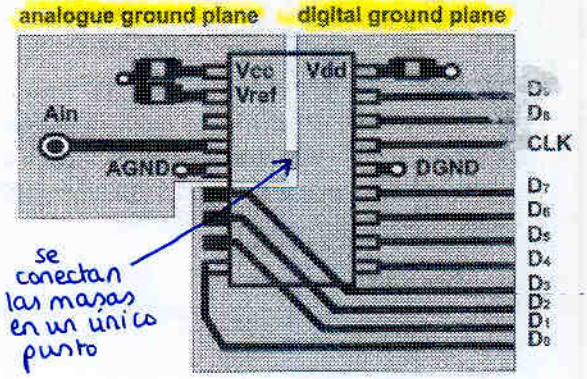



**Figure 4.22**

PCB layout for ADC/DAC



ICEM **Recomendaciones Generales**

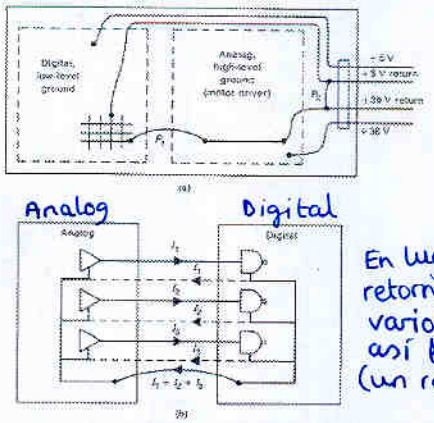



FIGURE 13.13 Ground problems between analog and digital grounds: (a) a case where, because of the location of the connector, the noisy analog signals will not return through the digital ground; (b) an analog system driving a digital system. Use of dedicated returns in close proximity to the signal conductors prevents large loop areas in (b).

En lugar de usar cables con retorno común, utilizar varios retornos (reduciendo así las áreas de cada retorno) (un retorno para cada cable)

Resumen:

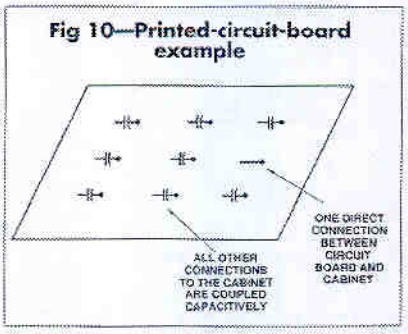
método mas sencillo:
- monopunto
- funciona bien a baja frec

Para alta frec. interesa multipunto

## Recomendaciones Generales

- Masa para circuitos analógicos de baja señal: monopunto (paralelo), lo que evita los lazos de masa.
- Masa para circuitos digitales: multipunto con plano de masa (baja impedancia), que puede ser el propio chasis. Si se desea mantener una masa monopunto en baja frecuencia, realizar las conexiones a través de condensadores. Fig 10.

Fig 10—Printed-circuit-board example






## Recomendaciones Generales

- Unir las masas de circuitos analógicos y digitales en un único punto.
- Si la caja del equipo es metálica, conectar a masa los filtros de Entrada/Salida lo más cerca posible de las ranuras de conexión. Si es posible, usar conectores con el filtro ya incorporado.
- Hacer un esquema con las conexiones a masa. Comprobar que todas cubren las necesidades para las que fueron diseñadas, teniendo en cuenta tanto la amplitud de las corrientes como la frecuencia.
- En un sistema completo, unir todas las masas de los diferentes subsistemas en un único punto.

- Por otra parte, tendremos la masa de seguridad: Debe conectarse el chasis a tierra.
- En un sistema completo, unir todas las tierras de los diferentes subsistemas en un único punto.

- Figuras 8.25 y 8.26: Conexión de la masa y la tierra en un punto único.

Cada subsistema con su masa independiente que finalmente se conectan en un sólo punto

## Recomendaciones Generales

masa

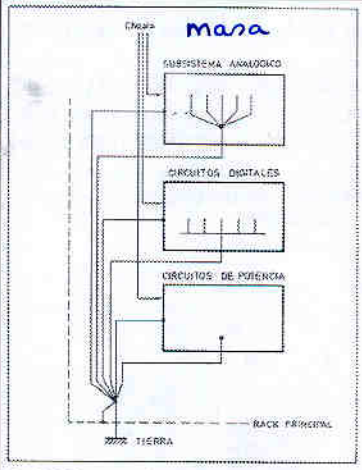



Figura 8.25. Esquema de conexión en un único punto de los subsistemas de masa de un equipo electrónico.

tierra

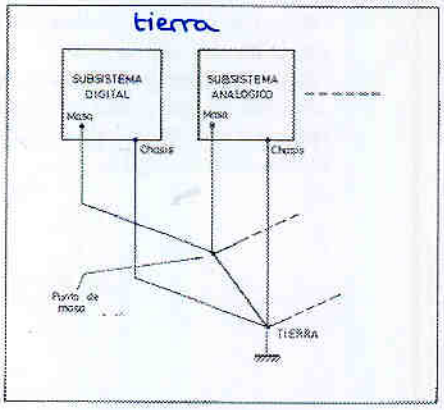



Figura 8.26. Ejemplo de conexión a masa de un equipo, reuniendo, por una parte, las masas de los circuitos, y, por otra, las tomas de tierra de los chasis, e interconectando después ambos conjuntos por medio de una conexión corta y robusta.



## CONFIGURACIÓN DE LAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

El diseño de la Placa de Circuito Impreso es probablemente el aspecto más importante para cumplir con los requerimientos de interferencia y susceptibilidad, radiada y conducida.

**TODOS LOS PROBLEMAS DE CEM EMPIEZAN Y TERMINAN EN UN CIRCUITO**

A menudo, las especificaciones de los componentes y circuitos desde los puntos de vista funcional y de CEM son contrapuestos.

## Señal de Reloj

- Utilizar las señales digitales lo más lentas que sea posible, teniendo en cuenta tanto la frecuencia como la duración de los flancos. De este modo, se reduce el ancho de banda de la señal.
- Tener cuidado con los dispositivos que "regeneran" la onda cuadrada. ej: buffers
- Las pistas que llevan la señal de reloj, deben ser lo más cortas posible.
- Si se van a utilizar varios procesadores, es mejor que los relojes tengan frecuencias ligeramente distintas, para que la radiación no se sume en las mismas frecuencias. Hay que considerar tanto la frecuencia fundamental como los armónicos, así como el ancho de banda del receptor.
- Hay que tener en cuenta que muchos procesadores tienen salidas con fecuencias menores que la nominal (submúltiplos) para realizar determinadas funciones. La frecuencia fundamental es la menor de todas ellas.

AB del receptor de interferencias fijado por la norma

120 kHz

interesa frec. separadas > 120kHz para que no se sumen en la medida



## Señal de Reloj

- TABLA-13.1: Ejemplo de utilización de dos relojes. La separación de los armónicos en la banda de radiadas (f > 30 MHz) es superior al ancho de banda del receptor (120 kHz a 6 dB), pero alrededor de los 200 MHz ya hay armónicos con una separación menor.
- Esta técnica permite colocar cada reloj justo al lado de su procesador.
- En las pruebas de diagnóstico, es más fácil saber dónde está el origen de las interferencias.

## Señal de Reloj

TABLE 13.1

| Harmonic | Osc #1 (MHz) | Osc #2 (MHz) | Δf (kHz) |
|---|---|---|---|
| 1 | 2.000 | 1.981 | 19 |
| 2 | 4.000 | 3.962 | 38 |
| 3 | 6.000 | 5.943 | 57 |
| 4 | 8.000 | 7.942 | 76 |
| 5 | 10.000 | 9.905 | 114 |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| 15 | 30.000 | 29.715 | 285 |
| 16 | 32.000 | 31.969 | 304 |
| 17 | 34.000 | 33.677 | 323 |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| 98 | 196.000 | 194.138 | 1862 |
| 99 | 198.000 | 196.119 | 1881 |
| 100 | 200.000 | 198.100 | 1900 |
| 101 | 202.000 | 200.081 | 1919 |

empiezan las medidas de radiadas

separación menor a 120 kHz → se sumarán los armónicos dentro de la misma banda de medición de interferencias



## Ubicación de los Componentes

Los componentes deben situarse de manera que se reduzcan las interferencias radiadas y conducidas en:

1) Pistas propias de la placa.
2) Cables que conectan la placa al sistema o a la placa madre.

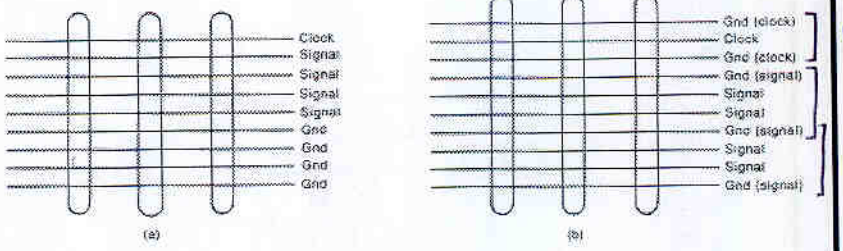
① **1) Pistas propias de la placa.**

- La IEM radiada por las pistas está relacionada con: longitud de las pistas (corrientes en modo común), área del circuito (corrientes en modo diferencial) y contenido espectral de la señal.
- Por otra parte, la IEM es proporcional al nivel de la señal.
- Las señales más ruidosas, como la de reloj, deben tener la pista de retorno al lado de la pista de señal o, mejor aún, dos pistas de retorno, una a cada lado de la pista de señal. FIGURAS 13.20, 13.36.

## ICEM Ubicación de los Componentes

Diseño muy malo

Diseño bueno




Reloj entre dos masas

FIGURE 13.20 Use of interspersed grounds (returns) on backplanes to reduce loop areas: (a) large loop areas; (b) reduced loop areas.



## ICEM Ubicación de los Componentes

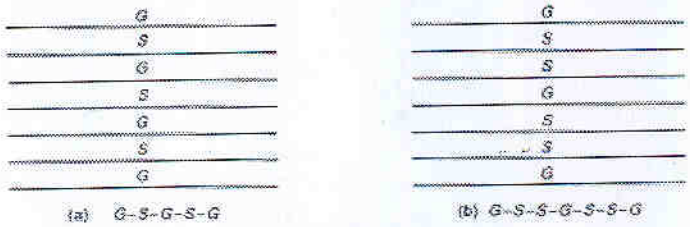



FIGURE 13.36 Illustration of the use of adjacent grounds (returns) to minimize the loop area of large spectral content signals: (a) Ground–Signal–Ground–...; (b) Ground–Signal–Signal–Ground–....

## Ubicación de los Componentes

- FIGURAS 13.22, 13.23.

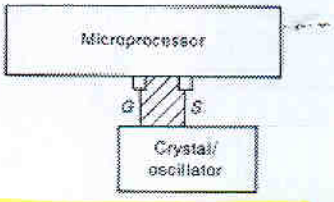



FIGURE 13.22 Placing a crystal/oscillator close to the device it serves tends to reduce the loop area and radiated emissions of the interconnecting lands.



## Ubicación de los Componentes

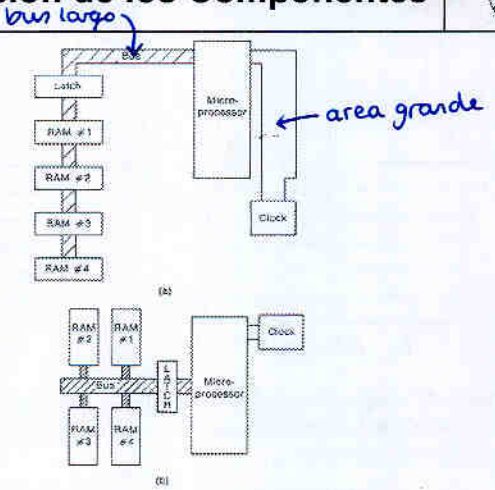
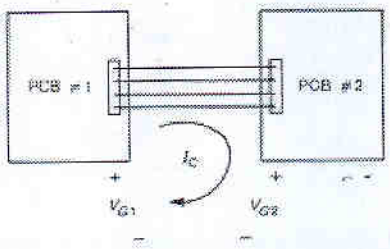



FIGURE 13.23 Illustration of (a) poor PCB layout resulting in large loop areas and (b) proper PCB layout.

## Ubicación de los Componentes

② **2) Cables que conectan la placa al sistema o a la placa madre.**

- En general, es mejor tener una sola placa que varias placas pequeñas interconectadas entre sí, ya que los cables de conexión introducen una nueva impedancia, corrientes en modo común, radiación, etc. FIGURA 13.19.




bucle de masa → modo espira corriente diferencial

para los distintos cables de conexión es modo común

FIGURE 13.19 Illustration that multiple PCBs tend to promote common-mode currents on interconnect cables.



## Ubicación de los Componentes

- Si es posible, utilizar un reloj distinto en cada placa. ← para no tener que pasarlo de una a otra
- La parte de más alta frecuencia (componentes más rápidos), se debe situar hacia el centro de la placa, mientras que los conectores para cables deben estar en la periferia. De este modo, se produce un filtrado de forma natural. FIGURA 13.24

## Ubicación de los Componentes

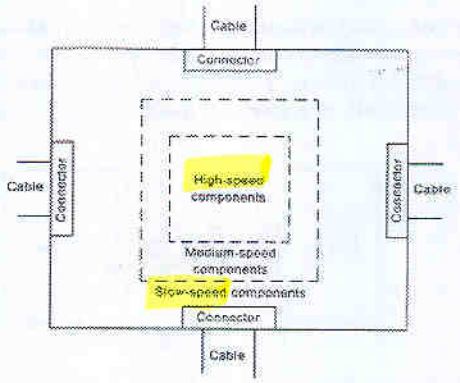



FIGURE 13.24 Illustration of proper component placement on a PCB according to speed of the components. Component speed is directly proportional to the current level and the fundamental frequency of its signal output, and is inversely proportional to the rise/falltime of the signal.

Los más ruidosos en el centro, para que se produzca un filtrado de forma natural

signal speed ~ $\frac{f_o \cdot I_o}{t_r}$

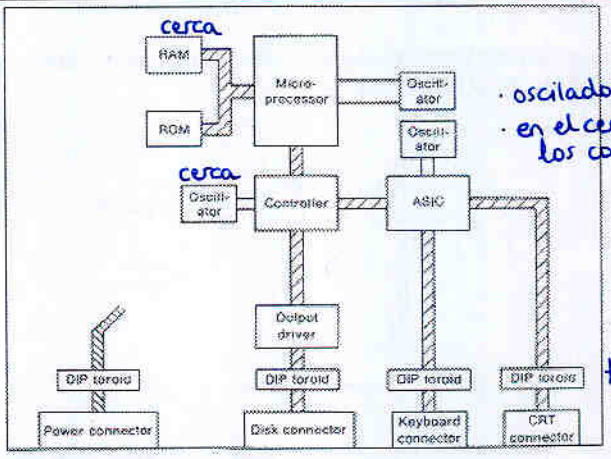
una medida del ruido producido por una señal



## Ubicación de los Componentes

- FIGURA 13.25: Ejemplo de buen diseño: Procesadores con relojes distintos y bien separados de los conectores, Memorias RAM y ROM cerca del procesador (bus corto), Osciladores en el centro de la placa, Conectores para teclado, pantalla y disco en la periferia.
- Todos los conectores deben estar en el mismo lado de la placa y con una misma masa. FIGURA 13.26.

## Ubicación de los Componentes




· osciladores distintos para cada µP
· en el centro de la placa, lejos de los conectores

filtro ferrita

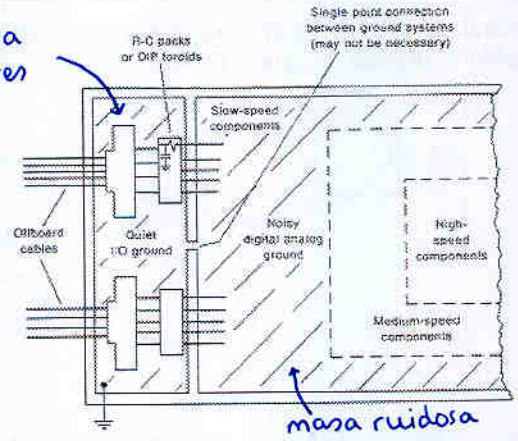
conectores en el mismo lado de la placa

FIGURE 13.25 A good PCB layout for a typical digital system.



## Ubicación de los Componentes

masa silenciosa de los conectores




masa ruidosa

FIGURE 13.26 Creation of a quiet ground where connectors enter a PCB. This allows effective termination of shields and also filtering of off-board cables.

## Ubicación de los Componentes

- Si hay varias placas, puede producirse acoplo entre ellas, y entre éstas y los cables. FIGURA 13.21.

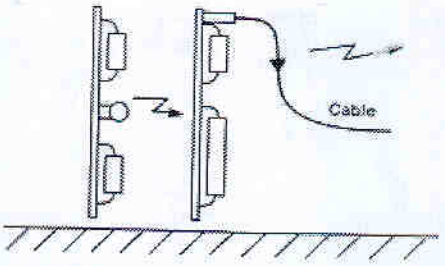


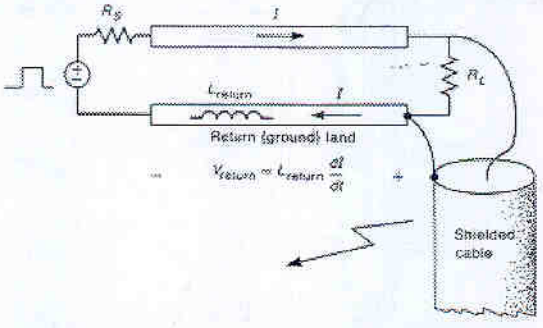

FIGURE 13.21 Illustration of the inadvertent coupling between PCBs due to their close proximity.



## Caída de Tensión en la Masa

soluciones
① Masa de rejilla
② Condensadores de desacoplo

- En general, la radiación de un circuito está muy relacionada con la caída de tensión en la masa. FIGURA 13.32.




interferencia por la malla del coaxial

FIGURE 13.32 Illustration of the effect of connecting a cable shield to a noisy ground, causing it to radiate.

## Caída de Tensión en la Masa

- En un circuito, la impedancia viene determinada básicamente por la inductancia externa, la cual puede reducirse aproximando los cables (reducción del área).
- En el caso de pistas largas que transmitan alta frecuencia, es mejor utilizar pistas de retorno contiguas a las pistas de señal.
- Una técnica para reducir la caída de tensión, así como de la IEM Radiada (modo común y modo diferencial), es utilizar un plano de masa. FIGURA 13.31.

La impedancia del plano de masa viene determinada básicamente por la inductancia externa



## Caída de Tensión en la Masa

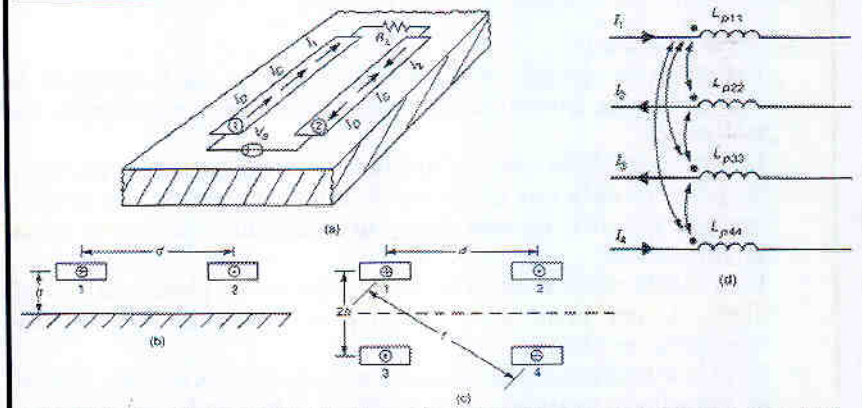


FIGURE 13.31 Use of an image plane to reduce the radiated emissions and ground drop of a PCB: (a) the board schematic; (b) the board cross section; (c) replacement of the image plane with images; (d) the partial inductance model.

Uso de un plano de masa "cancela" las interferencias por teoría de imágenes

## Caída de Tensión en la Masa

- En placas multicapa, se suelen utilizar dos planos conductores internos (contiguos), uno para alimentación y otro para masa. Con esto se consigue reducir la inductancia y aumentar la capacidad, con lo que se obtiene una alimentación de muy baja impedancia.
- En una placa, la caída de tensión en la masa puede reducirse mediante:
  1) Masa de rejilla: disminuye la inductancia (externa) de los conductores.
  2) Condensadores de desacoplo: reducen los efectos de la inductancia.



Algunos piensan que es mejor poner placas de masa y aliment. por fuera.
ERROR
· Por dentro tienen menor impedancia
· Por dentro, casi apantallan igual (dem: tª imágenes)

al estar más juntos → mayor capacidad → compensa la inductancia

## Caída de Tensión en la Masa

**1) Masa de rejilla.**

- Las placas de una sola cara son poco utilizadas, por la dificultad de realizar algunas conexiones. Las placas multicapa, por otra parte, son muy caras.
- Las placas de doble cara son una buena opción. Generalmente, tienen las pistas de cada cara dispuestas de manera ortogonal, para permitir cualquier conexión. En estas placas puede realizarse una masa de rejilla. FIGURA 13.35.
- La masa de rejilla tiene todas las ventajas de un plano continuo. El diseño de una buena masa de rejilla es uno de los aspectos más importantes en CEM.
- En el caso de placas multicapa con planos conductores internos, también se recomienda poner masas de rejilla en ambos lados de la placa y conectarlas al plano de masa por muchos puntos.



① Masa de rejilla

## Caída de Tensión en la Masa

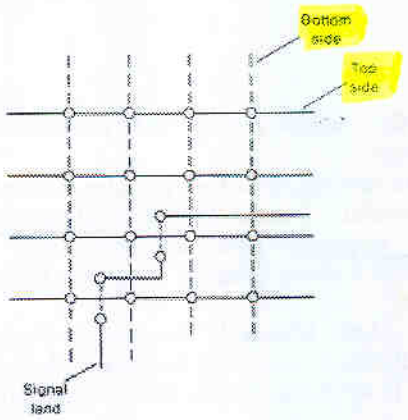



FIGURE 13.35 Illustration of the use of vias on a double-sided PCB to prevent path blockage by the ground grid.



## Caída de Tensión en la Masa

**2) Condensadores de desacoplo.**

– Reducen la caída de tensión de la masa, cortocircuitando las corrientes de alta frecuencia (transitorios producidos en las conmutaciones). FIGURA 13.39.

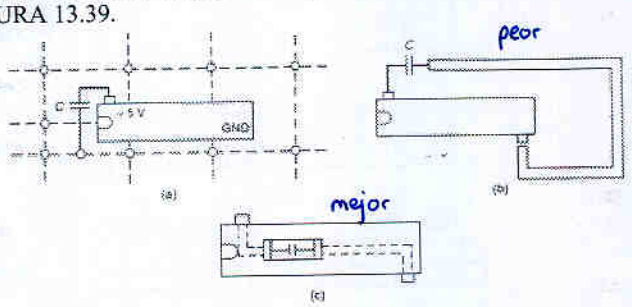



FIGURE 13.39 Decoupling capacitor placement: (a) use of the ground grid to minimize the ground return inductance; (b) the capacitor lead length includes the length of the PCB land required to connect it to the module pin; (c) a surface-mount capacitor beneath the module minimizes the lead length.



② Condens. de desacoplo

Reducen los efectos de la inductancia

La explicación de los condensadores que usamos en LCE

## Áreas de Bucle

- Tanto la IEM radiada como la SEM radiada están relacionadas con las áreas de bucle.
- Una buena parte de los campos radiados es debida al bucle formado por la alimentación y la masa. Este bucle se supone que está recorrido por corriente continua, pero los transitorios producidos por las conmutaciones de los Circuitos Integrados inducen altas frecuencias en este bucle.
- FIGURA 13.41: Reducción del área de bucle de alimentación. Se aprecia, además, la utilización de condensadores de desacoplo.
- FIGURA 13.42: Reducción del área de bucle de señal.

la cual no debería radiar ←

→ radiar interferencias



## Áreas de Bucle

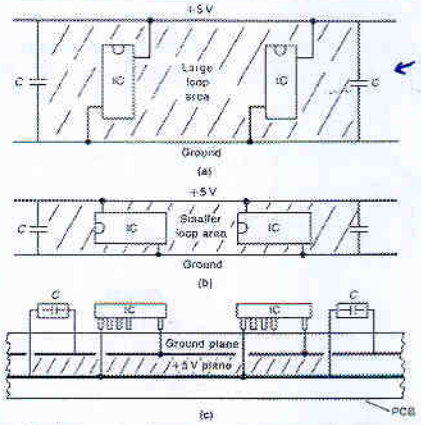



FIGURE 13.41 The important consideration of loop area in minimizing radiated emissions of the power distribution circuits: (a) large loop areas; (b) smaller loop areas; (c) use of an innerplane (multilayer) PCB to reduce the loop area and the characteristic impedance of the power distribution circuit.

← los condensadores, afortunadamente, cierran el bucle de las señales de alta frec que recorren la alimentación y la masa (que en teoría se supone que sólo llevan continua)

mejor

aún mejor

## Áreas de Bucle

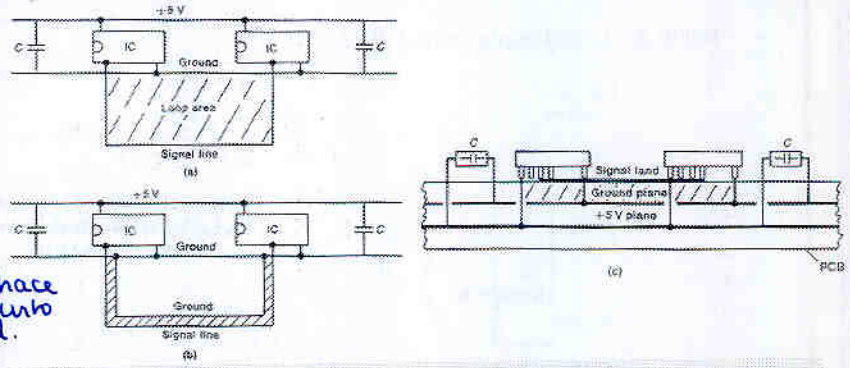



**FIGURE 13.42** Large loop areas of the signal-return path should be minimized to reduce radiated emissions: (a) large loop areas; (b) smaller loop areas; and (c) use of an innerplane (multilayer) PCB to reduce the loop area and the characteristic impedance of the signal-return circuit.

cable que no hace nada desde el punto de vista circuital.

La corriente retornará por ese cable (menor area)



## Áreas de Bucle

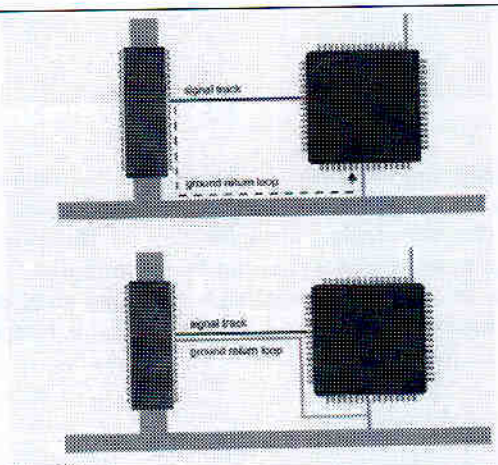



Figure 6.21
Minimise return loop area

## Acoplos en Cables Internos

– FIGURA 13.1: Ejemplo de mal diseño.

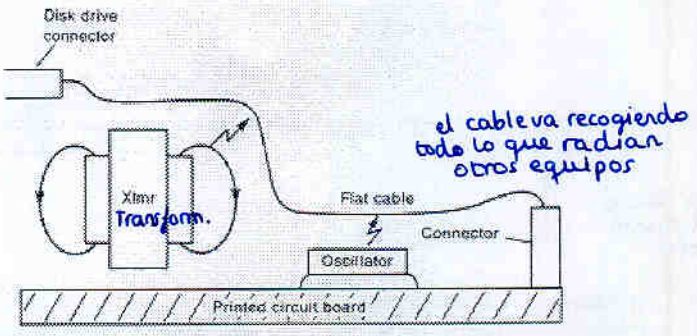



FIGURE 13.1 Packaging considerations that affect radiated and conducted emissions of a product.

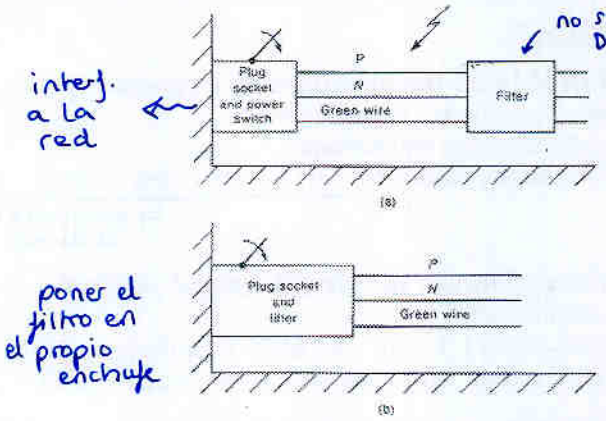


## Acoplos en Cables Internos

– Otro ejemplo de mal diseño: En los equipos, la toma de entrada suele estar en la parte posterior, mientras que el interruptor de encendido suele estar en la parte frontal. Seguidamente, el cable vuelve a la parte posterior para conectarse a la fuente de alimentación.
Este tramo de cable capta señales internas, que serán conducidas hacia la red, a menos que existan filtros colocados a la entrada del cable. FIGURA 13.18.

el cable se pasea por todo el ordenador

## Acoplos en Cables Internos




interf. a la red

no sirve de nada poner un filtro DESPUES de que se parece el cable por todo el ordenador

poner el filtro en el propio enchufe

FIGURE 13.16 Effect of power supply filter placement on product emissions: (a) poor placement allowing coupling to the power cord and bypassing of the filter; (b) proper filter placement.



## Elección de la Caja

**Metálica.**
- Es poco estética.
- Proporciona un buen apantallamiento.
- Cualquier entrada de cables (agujero, ranura) reduce drásticamente el apantallamiento, a menos que se haga adecuadamente.

**Plástico.**
- Tiene mejor aspecto de cara al consumidor.
- Es más barata.
- No apantalla, por lo que el diseño electrónico es más crítico.
- Pueden realizarse metalizaciones internas para conseguir cierto apantallamiento.
- Plásticos parcialmente conductores.

ICEM

## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

### Key points

**All EMI problems begin and end at a circuit**

- Source suppression for emissions
- Circuit hardening for immunity
- Circuit-board prevention=cost-effective EMI control

↳ actuando sobre el diseño → no dejarlo todo para el final cuando cumple → soluciones caras: - apantallamiento - filtros

**10 EMI commandments for circuit-board design**

I) Identify critical circuits

- Emissions—clocks, buses, and other repetitive circuits
- Immunity—resets, interrupts, and critical control lines

ej: No pongas la línea del reloj al lado del reset

1) Más del 90 % de los problemas de IEM son debidos a menos del 10 % de los circuitos.



ICEM

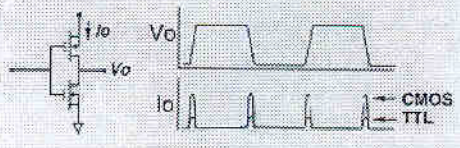
## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

II) Choose devices with EMI in mind

- Slower is better—rise times and clocks
- Watch out for high-speed CMOS—both signal and power

2) Los picos de corriente son mayores en los dispositivos CMOS que en los TTL. Fig 2.

**Fig 2—EMI characteristics of high-speed CMOS**




OUTPUT IS UNDERDAMPED, WILL RING EVEN FOR SHORT RUNS

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *11. PCB: II. Masas, Configuración y Reglas de Diseño*

ICEM

## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

III) Choose a board design
- Multilayer boards 10 to 100 times better for both emissions and immunity
- Five-five rule—use multilayer board for clock >5 MHz or rise time <5 nsec
- Chain-saw law—use for divided planes
- Don't embed traces in power or ground planes

3) "Chain-saw law": Dividir los planos de masa de manera que no haya solapamiento entre ellos y que las pistas de una zona no crucen a la otra zona. Únicamente deben cruzar de una zona a otra, aquellas conexiones que se utilicen precisamente para unir los planos de masa. Fig 5.
No situar las pistas entre los dos planos de masa, para mantener la alimentación con baja impedancia. En cuanto a la radiación de las pistas, es casi la misma en ambos casos.

que si paso una sierra entre las dos masas, sólo corte la conexión de las propias masas

Es mejor poner los planos contiguos, proporciona casi el mismo apantallamiento

la alimentación y masa tienen impedancia sobre todo inductiva.

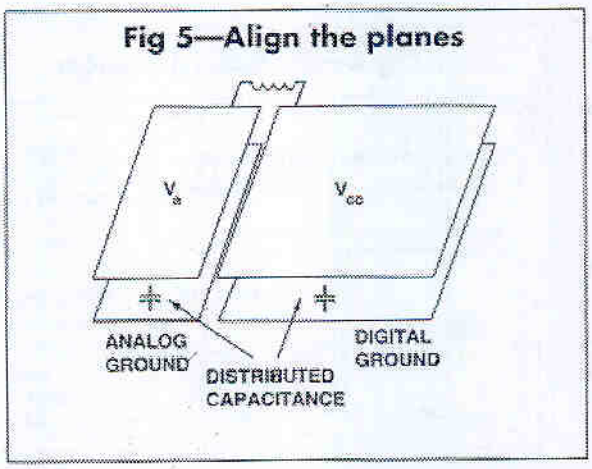
Poniendo los dos planos conductores internos se logra:
- reducir la inductancia al aumentar la capacidad → reducir la impedancia
- reducir áreas de bucle



ICEM

REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

Fig 5—Align the planes




ANÁLISIS Y DISEÑO 11. PCB: II. Masas, Configuración y Reglas de Diseño

ICEM

## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

IV) Do the initial layout
- Separate high- and low-speed sections
- Keep critical circuits away from I/O circuits
- Hand-route critical lines
- Terminate traces based on 2-in./nsec rule

4) Configuración de la placa: Fig 6.
Regla de 2 inch/ns, es decir, 5 cm/ns: Longitud máxima de las pistas en función del tiempo de subida de la señal digital, para poder despreciar los efectos de línea de transmisión. Este criterio significa que la señal va y vuelve aproximadamente en el tiempo de subida. A partir de esta distancia, hay que terminar las pistas con la impedancia característica de la línea de transmisión, para evitar reflexiones.

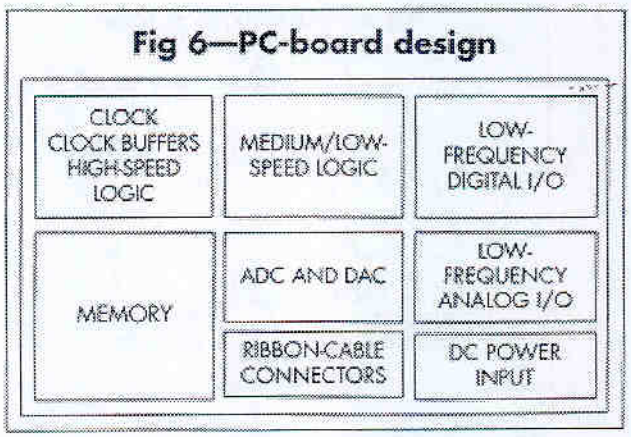


A partir de esta distancia ($\tau_r$ (5 cm/ns)) la señal ya va y vuelve en el tiempo de subida, y hay que considerar líneas de tx. Adaptar imped. exactamente igual que en microondas

ICEM

REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

**Fig 6—PC-board design**




ANÁLISIS Y DISEÑO 11. PCB: II. Masas, Configuración y Reglas de Diseño

## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

V] Pay attention to power decoupling
- Decouple every device with high-frequency capacitor
- Decouple every power input to board with high-frequency capacitor
- Keep capacitor leads short

VI] Pay attention to the connectors
- Keep critical circuits away from connectors
- Use adequate ground returns (5:1 minimum for high-frequency circuits)
- Watch out for internal-cable sneak paths

5) Condensadores de desacoplo para circuitos integrados: 10 – 100 nF.
   Condensadores de desacoplo para la entrada a la placa: 1 – 10 µF.
6) Separar los circuitos críticos al menos 2,5 cm de los conectores.

los conectores son el origen y destino de las interferencias

que estén lejos de lo muy ruidoso y lo muy sensible



## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

VII] Special concerns for clocks
- Keep the hot leads short
- Add small damping resistors or ferrites to clock outputs
- Control clock routing
- Watch out for noisy oscillator modules

VIII] Special concerns for resets, interrupts, and control lines
- Add high-frequency filtering at circuit inputs
- Control trace routing

7) Los relojes deben estar situados al lado mismo de los procesadores.
   Utilizar resistencias de 10 – 47 Ω para eliminar resonancias (apenas afectan al tiempo de subida). (damping)
   Probar varios osciladores hasta encontrar alguno que sea poco ruidoso.
8) Alejar estas líneas de los circuitos rápidos y de las líneas de Entrada/Salida.

## REGLAS DE DISEÑO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

IX) Special concerns for I/O circuits
- Three EMI paths through I/O—signal, power, and ground
- Add high-frequency filtering to all I/O lines—even slow I/O
- Isolated I/O planes can help but must be done right

X) Test early and often
- Don't wait until the end to do the EMI testing
- Develop and implement your own engineering-level EMI testing
- Objective is to improve probability for success in compliance tests

**An ounce of EMI prevention is worth a pound of shielding**

9) Si se utiliza un plano de masa separado para las líneas de Entrada/Salida, cuidar que no existan solapes ("chain-saw law").
10) Realizar pruebas de Pre-Certificación.

5a

Lo ideal sería eliminar IEM en su origen (tema anterior) pero no siempre será posible
Físicamente las ecuaciones de Maxwell son inevitables

ICEM

# CURSO DE CEM

## APANTALLAMIENTO

Juan Vicente Balbastre Tejedor
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



ICEM

## Contenidos

- Introducción.
- Eficacia de apantallamiento. → desde el punto de vista de materiales
- Efecto de las aperturas.
- Efecto de las juntas.
- Efecto de los orificios de ventilación.
- Ventanas apantalladas. (ej LCD calculadora)

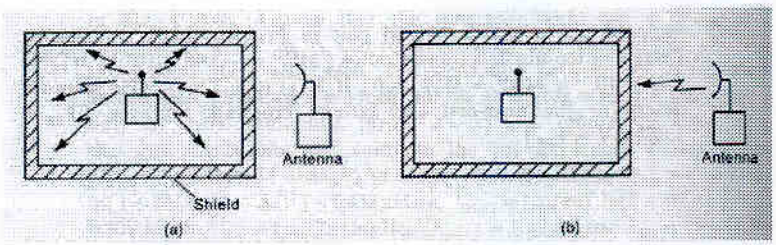
} cuestiones de geometría de las carcasas

- Soluciones alternativas. a las carcasas metálicas
- Efectos de las pérdidas en el apantallamiento.
- Efecto de los PCBs.
- Protección frente a la Descarga Electrostática.

si las perturbaciones son de frec. continua es necesario conectar la carcasa a tierra (Jaula de Faraday)

A altas frecuencias no es necesario conectar a tierra gracias al efecto pelicular en conductores reales

## ICEM — Introducción



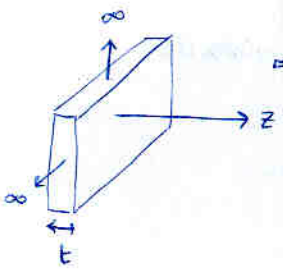

Apantallar significa aislar electromagnéticamente un circuito de su entorno.



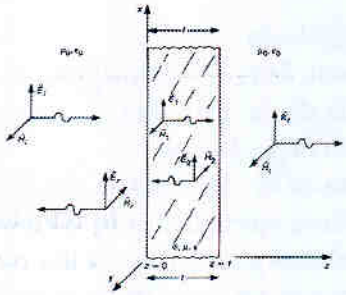
modelar paralelepípedo conductor

Problema: Eficiencia apantallamiento en función del material

Para resolver el problema sin recurrir a herramientas matemáticas complejísimas, consideramos una lámina infinita de material conductor (de conductividad $\sigma$) sobre la cual incide una onda plana




## ICEM — Eficacia del apantallamiento



Shielding Efficiency →

$$SE = 20\log\left(\frac{|\vec{E}_i|}{|\vec{E}_t|}\right) \qquad SE = 20\log\left(\frac{|\vec{H}_i|}{|\vec{H}_t|}\right)$$



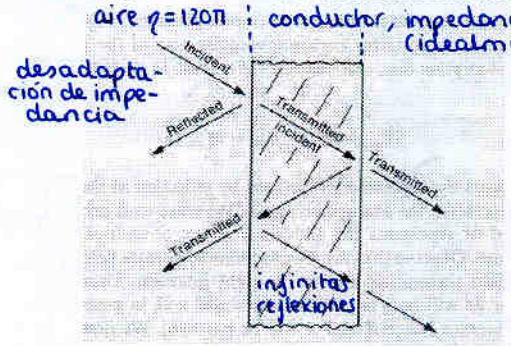
El cociente debería ser el mismo ya que la relación entre $\vec{E}$ y $\vec{H}$ en una onda plana es lineal con $\eta = 120\pi$

Pero, las condiciones de onda plana (campos lejanos) no tienen porque darse en el apantallamiento de una carcasa → ($\eta$ deja de ser cte con la frec. y con la distancia a la antena)

## Eficacia del apantallamiento

**Mecanismos físicos que determinan el funcionamiento de la pantalla**

aire $\eta = 120\pi$ | conductor, impedancia baja (idealmente cero)




desadaptación de impedancia

$$SE(dB) = R(dB) + A(dB) + M(dB)$$

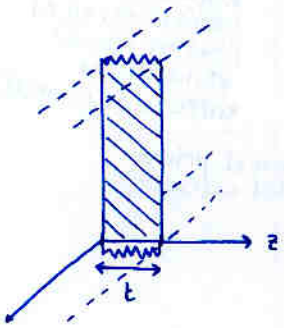
- $R(dB)$: reflexión inicial
- $A(dB)$: atenuación en el conductor
- $M(dB)$: efecto de las múltiples reflexiones
  - ↳ factor muy caprichoso según el espesor del conductor (infinitas reflexiones se suman en fase o en desfase)



1º Calculo exacto, luego aproximar por buen conductor, y luego identificar los términos a R, A o M

2º: Calculo aproximado de cada término

infinita en el plano XY




## Eficacia del apantallamiento

aire $k_0$ $\eta_0$ | cond $\gamma$ $\eta$ | aire

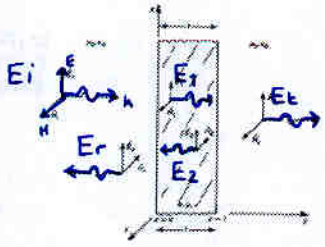
**Calculo exacto de la eficacia de apantallamiento de una pantalla de espesor t**

$$\vec{E}_i = E_i e^{-jk_0 z}\hat{x} \qquad \vec{E}_1 = E_1 e^{-\gamma z}\hat{x} \qquad \vec{E}_t = E_t e^{-jk_0 z}\hat{x}$$

$$\vec{H}_i = \frac{E_i}{\eta_0} e^{-jk_0 z}\hat{y} \qquad \vec{H}_1 = \frac{E_1}{\eta} e^{-\gamma z}\hat{y} \qquad \vec{H}_t = \frac{E_t}{\eta_0} e^{-jk_0 z}\hat{y}$$

$$\vec{E}_r = E_r e^{jk_0 z}\hat{x} \qquad \vec{E}_2 = E_2 e^{\gamma z}\hat{x}$$

$$\vec{H}_r = -\frac{E_r}{\eta_0} e^{jk_0 z}\hat{y} \qquad \vec{H}_2 = -\frac{E_2}{\eta} e^{\gamma z}\hat{y}$$




$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} \qquad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\,\Omega \quad \Big\} \text{ aire}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \qquad \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon - j\sigma/\omega}} \quad \Big\} \text{ conductor}$$

Las condiciones de contorno:

$$\vec{E}_i(z=0) + \vec{E}_r(z=0) = \vec{E}_1(z=0) + \vec{E}_2(z=0) \qquad \vec{E}_1(z=t) + \vec{E}_2(z=t) = \vec{E}_t(z=t)$$

$$\vec{H}_i(z=0) + \vec{H}_r(z=0) = \vec{H}_1(z=0) + \vec{H}_2(z=0) \qquad \vec{H}_1(z=t) + \vec{H}_2(z=t) = \vec{H}_t(z=t)$$

componentes tangenciales continuas

(no existe ninguna corriente laminar que justificare un cambio de comp. tangencial como ocurre en conductor ideal)

→ cuatro ecuaciones y cuatro incógnitas (sólo calcularé $E_t$) ya que no hace falta más)



$E_1$ y $E_2$ ya tienen en cuenta las infinitas reflexiones

en aire:
- propag $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$
- imped $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$

en conductor
- propag $\gamma = \alpha + j\beta$
- imped $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon - j\sigma/\omega}}$

## ICEM — Eficacia del apantallamiento

resolviendo: $\frac{E_t}{E_i} = \frac{(\eta_0+\eta)^2}{4\eta_0\eta}\left[1-\left(\frac{\eta_0-\eta}{\eta_0+\eta}\right)^2 e^{-2\alpha}e^{-j2\beta t}\right]e^{\alpha}e^{j\beta t}e^{-jk_0 t}$

aproximando — Para buenos conductores:

$\omega\varepsilon'' \ll \sigma \Rightarrow \eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}}$ ($\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$; $\sigma_{Cu} = 4'7\cdot10^{7}$)

$|\eta| \ll \eta_0 \Rightarrow \frac{\eta_0-\eta}{\eta_0+\eta} \approx 1$ — buen conductor

$\alpha = \beta = \frac{1}{\delta}$

$\left|\frac{(\eta_0+\eta)^2}{4\eta_0\eta}\right| \approx \left|\frac{\eta_0}{4\eta}\right| \Rightarrow SE = 20\log\left|\frac{E_i}{E_t}\right| \approx 20\log\left|\frac{\eta_0}{4\eta}\right| + 20\log e^{t/\delta} + 20\log\left|1-e^{-2t/\delta}e^{-2jt/\delta}\right|$

al tomar módulo desaparecen los fasores

$R = 20\log\left|\frac{\eta_0}{4\eta}\right|$

$A = 20\log e^{t/\delta}$

$M = 20\log\left|1-e^{-2t/\delta}e^{-2jt/\delta}\right|$

Si $t >> \delta$ $M \approx 0$

Si $t = 0{,}1\delta$ $M = -11{,}8\ dB$

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

- a mayor diferencia de impedancias $\frac{\eta_0}{\eta}\uparrow\uparrow \longrightarrow R(dB)\uparrow$ } mejor apantallamiento
- a mayor espesor y atenuación $e^{t/\delta} \longrightarrow A(dB)\uparrow$ }
- a mayor $t/\delta \rightarrow e^{-2t/\delta} \rightarrow$ las segundas reflexiones se pueden despreciar $M(dB) \rightarrow 0$

Si $t/\delta$ es pequeño, el término M varía según cómo se sumen las fases

pequeñas variaciones en t pueden hacer variar a M entre 6 dB y $-\infty$ dB

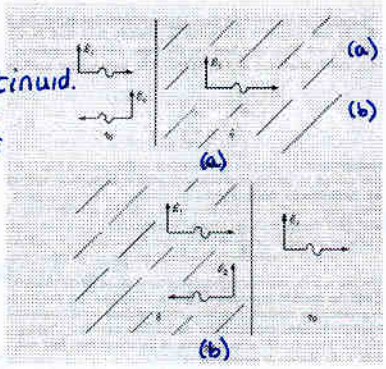
Calculo aproximado aislando los mecanismos

## ICEM — Eficacia del apantallamiento

**Cálculo aproximado de la eficacia de apantallamiento de una pantalla conductora de espesor t**

Reflexión: (sólo la 1ª en cada interfaz)

dos discontinuid. entre medios semiinfinitos




$\left.\begin{aligned}\frac{E_1}{E_i} &\approx \frac{2\eta}{\eta+\eta_0}\ (<<1)\\ \frac{E_t}{E_1} &\approx \frac{2\eta_0}{\eta+\eta_0}\end{aligned}\right\} \frac{E_t}{E_i} = \frac{4\eta_0\eta}{(\eta+\eta_0)^2}$

coincide con el primer término del cálculo exacto

$\left.\begin{aligned}\frac{H_1}{H_i} &= \frac{E_1/\eta}{E_i/\eta_0} \approx \frac{2\eta_0}{\eta+\eta_0}\\ \frac{H_t}{H_1} &= \frac{E_t/\eta_0}{E_1/\eta} \approx \frac{2\eta}{\eta+\eta_0}\ (<<1)\end{aligned}\right\} \frac{H_t}{H_i} = \frac{4\eta_0\eta}{(\eta+\eta_0)^2}$

$R = 20\log\left|\frac{E_i}{E_t}\right| = 20\log\left|\frac{H_i}{H_t}\right| =$

$= 20\log\left|\frac{(\eta+\eta_0)^2}{4\eta_0\eta}\right| \approx 20\log\left|\frac{\eta_0}{4\eta}\right|$

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

**Campo eléctrico:**

la MAYOR parte del campo se refleja en la 1ª discontinuidad

$\frac{E_1}{E_i} \approx \frac{2\eta}{\eta+\eta_0} << 1$

**Campo magnético:**

la MAYOR parte del campo se refleja en la 2ª discont.

si mi fuente perturbadora (en campo próximo donde $\vec{E}$ y $\vec{H}$ pueden ser muy distintas) (no se relacionan con $\eta_0$ como en onda plana)

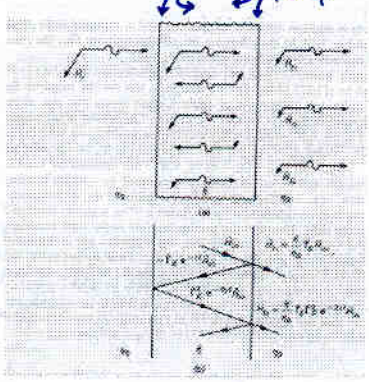
es de tipo eléctrico:
- alta diferencia potencial (tipo dipolo)
- la potencia es rechazada por reflexión (da igual el espesor de la pantalla)

es de tipo magnético
- espira de corriente
- la potencia se refleja en la 2ª reflexión i.e. interesará altas pérdidas del conductor y alto espesor

## Eficacia del apantallamiento

Absorción: $A = 20\log e^{t/\delta}$

Re-reflexión: $\frac{\eta_0-\eta}{\eta_0+\eta}$



$$H_{t1} = H_{in}\tau \qquad \tau = \frac{2\eta}{\eta+\eta_0} \quad \text{(transmisión)}$$

$$H_t = H_{t1}\left(1+\Delta^2+\Delta^4+\Delta^6+\ldots\right) \approx \frac{H_{t1}}{1-\Delta^2}$$

$$\Delta^2 = \left(\frac{\eta_0-\eta}{\eta_0+\eta}\, e^{-t/\delta} e^{-jt/\delta}\right)^2$$

(reflexión; propagación: atenuación + desfase $\left(\frac{1}{\delta}=\beta\right)$)

$$SE = 20\log\left[1-\left(\frac{\eta_0-\eta}{\eta_0+\eta}\right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-2jt/\delta}\right] \quad dB$$

Planteando el problema transitorio de suma de infinitas reflexiones

tiene sentido sobre todo para ondas predominantemente magnéticas

de nuevo coincide con la solución exacta



si sustituimos:

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu\omega}{\varepsilon_0}}$ $\quad \eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}}$

nos queda:

## Eficacia del apantallamiento

cte + log(1/f)

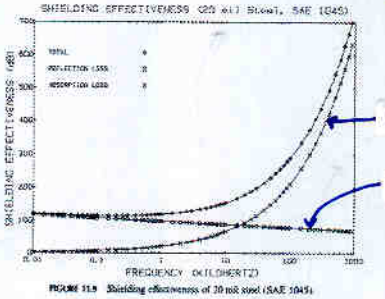
$$R(dB) = 20\log\left|\frac{\eta_0}{4\eta}\right| = 20\log\left|\frac{1}{4}\sqrt{\frac{\sigma}{\omega\mu_r\varepsilon_0}}\right| = 168+10\log\left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f}\right) \qquad \sigma_r = \frac{\sigma}{\sigma_{Cu}}$$

conductividad del metal referida al cobre

$\sigma_{Cu} = 1'57\cdot 10^7$ S/m

$$A(dB) = 20\log e^{+t/\delta} = 8{,}6859\frac{t}{\delta} = 131{,}4t\sqrt{f\mu_r\sigma_r}$$

pendiente cte en ejes logarítmicos




absorción

reflexión

FIGURE 11.9 Shielding effectiveness of 20 mil steel (SAE 1045).

1 pulgada ≈ 2'5cm

1 mil = $\frac{1}{1000}$ pulgadas

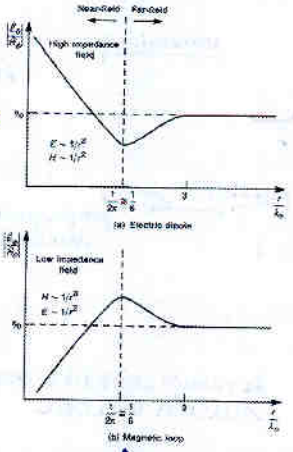
en baja frec predomina la reflexión como efecto apantallador

en alta frec (ya no es campo eléctrico o magnético, sino ondas planas) predomina la absorción (espesor de la pantalla comparable a profundidad de penetración)

ICEM

## Eficacia del apantallamiento

### Apantallamiento en campo próximo: $r << h, \quad r << \lambda_0$




Para fuentes eléctricas (dipolo elemental):

$$Z_w = 60\frac{\lambda_0}{r}$$

Para fuentes magnética (espira elemental):

$$Z_w = 2369\frac{r}{\lambda_0}$$

$$R(dB) \approx 20\log\left|\frac{Z_w}{4\eta}\right|$$

$$R_E(dB) \approx 322 + 10\log\left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2}\right)$$

$$R_H(dB) \approx 14{,}57 + 10\log\left(\frac{fr^2\sigma_r}{\mu_r}\right)$$

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

Fuente eléctrica
E >> H
Z ↓↓

Fuente magnética
H >> E
Z ↑↑

$\eta_0$

$\frac{1}{6}$ de la long de onda

apantallamiento por reflexión en el origen

recta cte
- pendiente < negativa: eléctrico / positiva: magnético

en campo próximo:

dipolo eléctrico
E α $1/r^3$
H α $1/r^2$
→ Z α $1/r$

dipolo magnético
E α $1/r^2$
H α $1/r^3$
→ Z α r

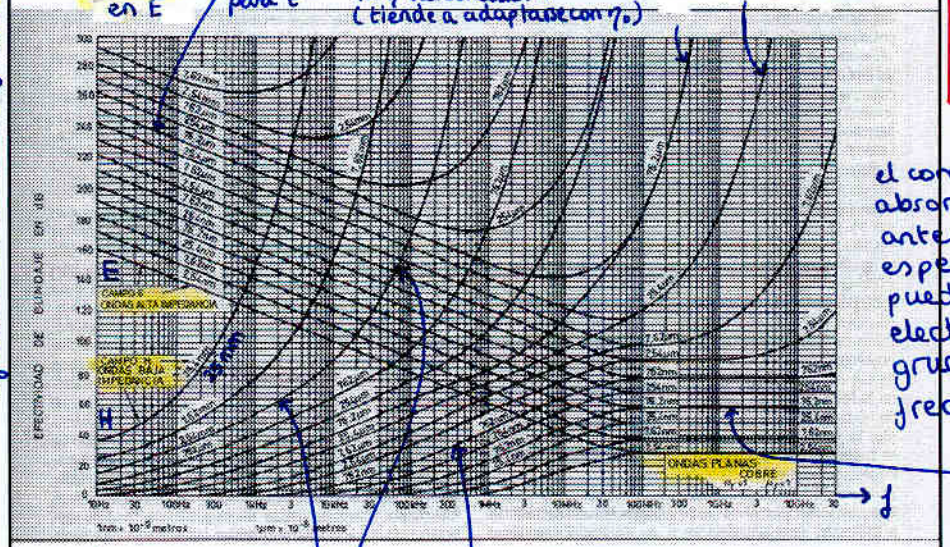
Apantallamiento por reflexión para los dos tipos de fuente
- alto a baja frec y luego baja
- bajo a baja frec y luego sube

impedancia tiende a adaptarse

impedancia de la onda pequeña
impedancia del conductor pequeña
⇓
buena adaptación (no se refleja)

impedancia tiende a desadaptarse

Al final convergen ya que $Z \xrightarrow[f\uparrow]{} \eta_0$




(RE) Reflexión en E

pendiente negativa para E → apantalla menos a frecs altas ya que aumenta la $\eta$ del conductor (tiende a adaptarse con $\eta_0$)

absorción $e^{t/\delta}$

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

el comportamiento de absorción aparece antes en las pantallas espesas ya que pueden considerarse electricamente gruesas a una frecuencia menor

plano: aún no ha empezado a hacer efecto la absorción, pero se compensa
$R_E \propto 1/r^2$
$R_H \propto r^2$

ya que $t \uparrow \uparrow$

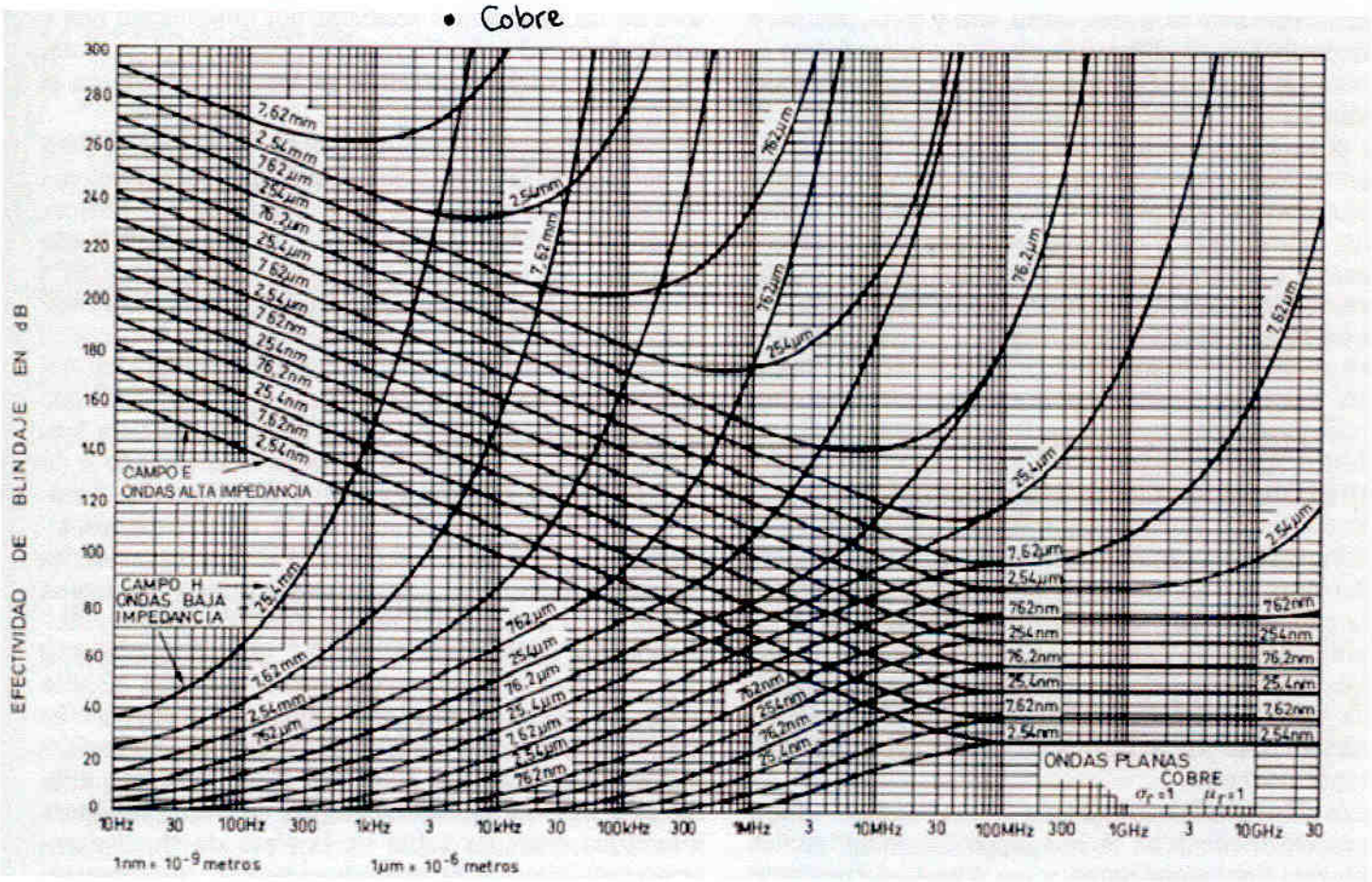
vemos que a bajas frec. sirven pantallas muy finas para campos E, pero necesitamos blindajes ENORMES para campos H → Problema en líneas eléctricas (gran corriente → fuerte magnética) de baja frecuencia 50 Hz → pag. siguiente

crece exp debido a absorción (mayor $t/\delta$)

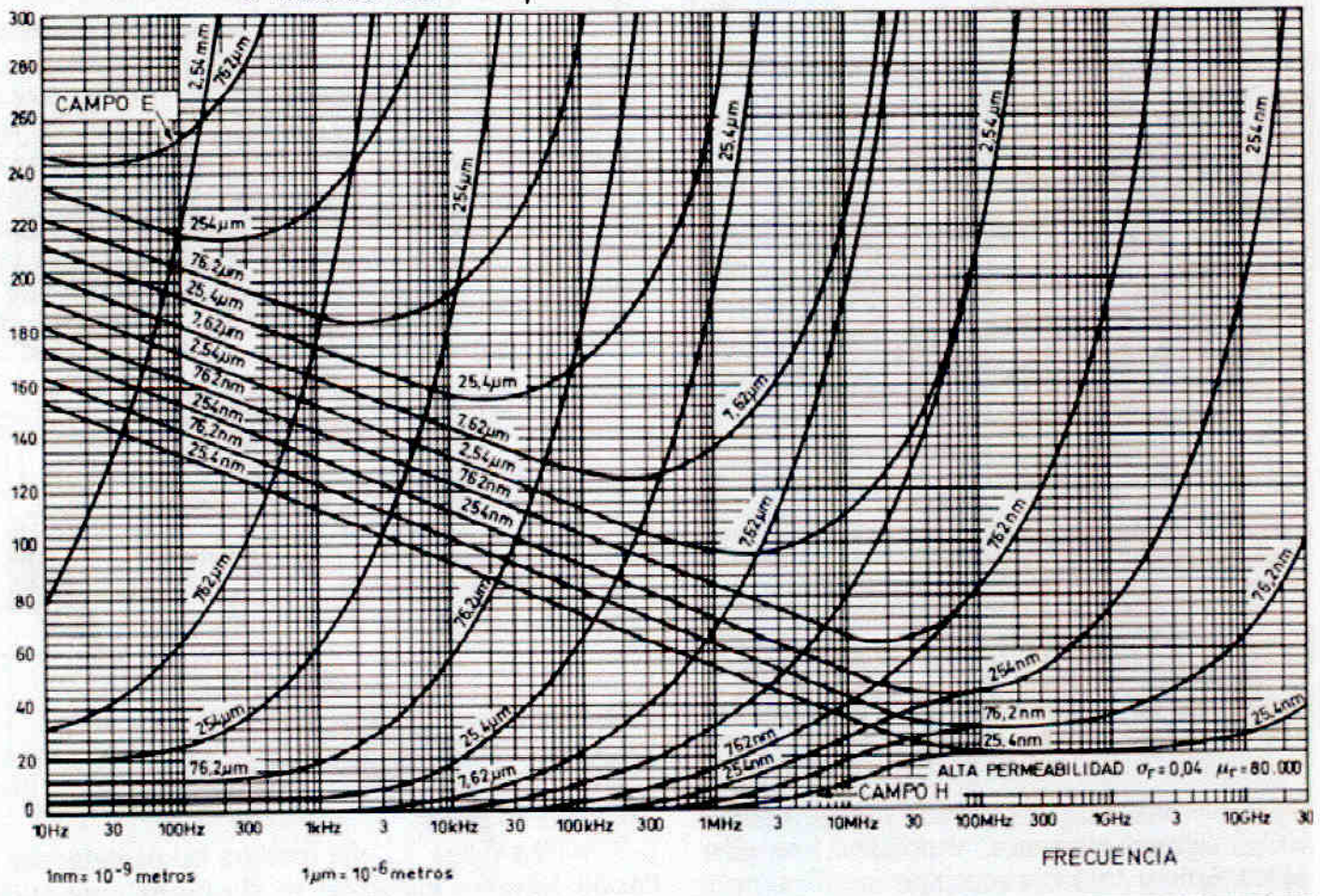
crece lineal debido a reflexion ($R_H$)

En pantallas muy gruesas no se pasa por la zona de reflexión para campos H (la zona plana)

• Cobre




• Material de alta permeabilidad (apantallar campo magnético a B. F.)

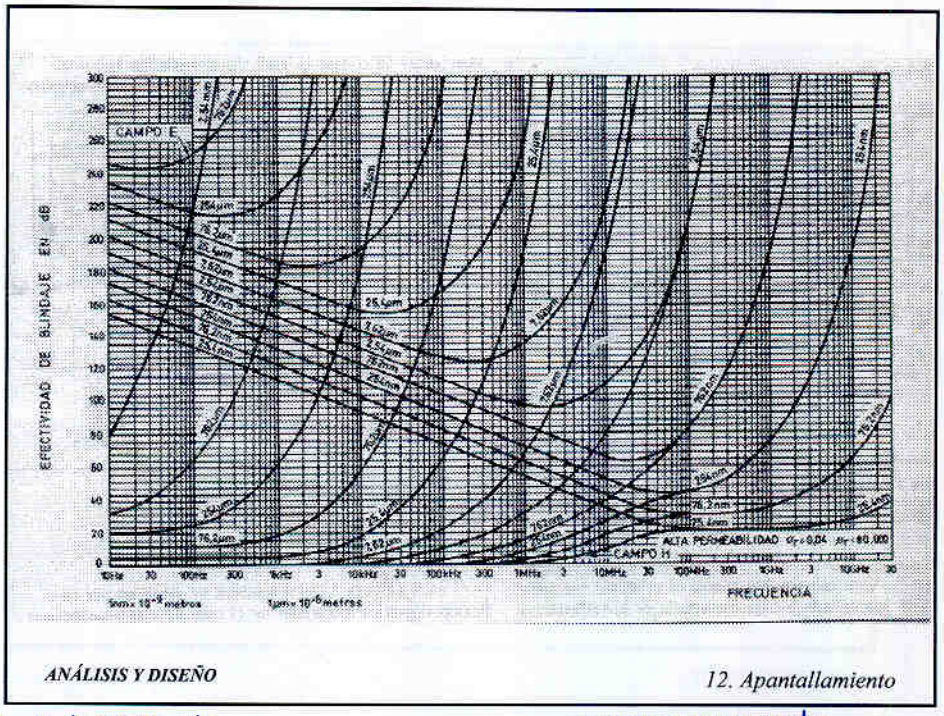


# Blindaje contra campos H en baja frecuencia

(más caros)

materiales de alta permeabilidad y baja conductividad

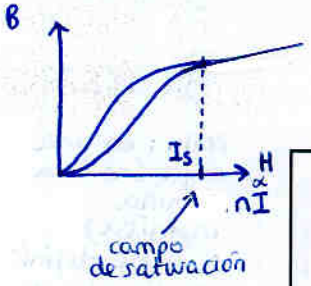
En baja fret:
- Reduce la efictividad para campos E (menor reflexión; conductor más adaptado)
- mejora la efectividad para campos H (fenómeno no lineal)
  (se confina el campo magnético dentro del material)




ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

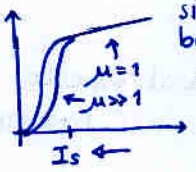
Problema 1: muy caro

Problema 2: ciclo de histéresis




$\mu = \frac{dB}{dH}$

si $\mu$ es grande ⇒



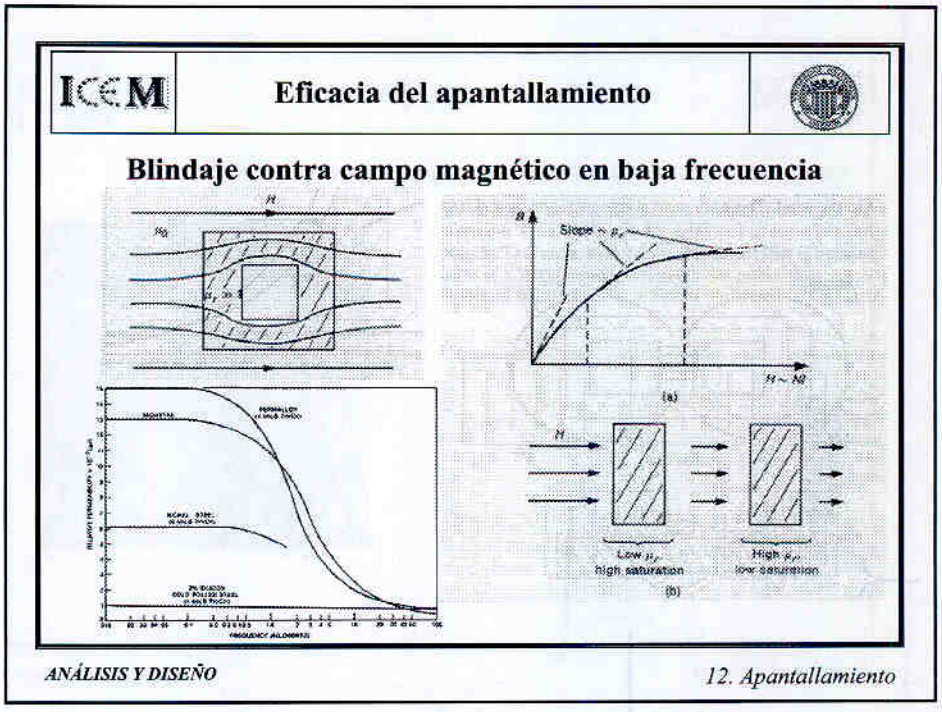

si $\mu$ es muy grande baja la corriente de saturación ⇒ por encima de $I_s$ se tiene $\mu = 1$ !!

deja de ser grande!

Solución: usar dos pantallas

1ª: $E\uparrow$ ($\mu\uparrow$) para que tenga corriente de saturación alta

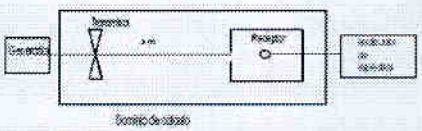
2ª: $\mu\uparrow$ para que termine de apantallar



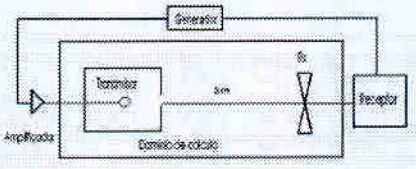

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

## Efecto de las aperturas

**Inmunidad**



**Emisión**



*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

En teoría emisión e inmunidad deberían ser equivalentes, por el teorema de reciprocidad.
sin embargo el teorema sólo es válido en aprox. de campo lejano

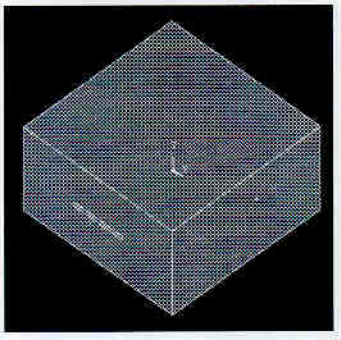
Existe mucha literatura al respecto

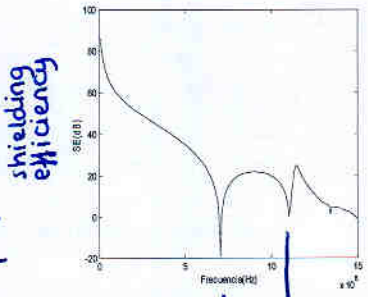
Problema tipo

## Efecto de las aperturas

**Efectos de las resonancias de la carcasa en inmunidad y emisión.**

- Cavidad que se analiza.
- Tamaño 30x12x30 cm.
- Ranura centrada en la cara frontal de 10x0.5 cm.






*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

Nota: en una caja (no una lámina infinita) se debe definir la eficacia de apantallamiento para un determinado punto de la caja
(ej: en el origen)
(sonda en ese punto)

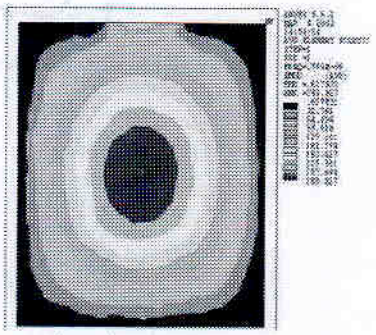
shielding efficiency
< 0 dB
Hay más campo que si no hubiera caja

frecuencia de resonancia de la cavidad $TE_{101}$

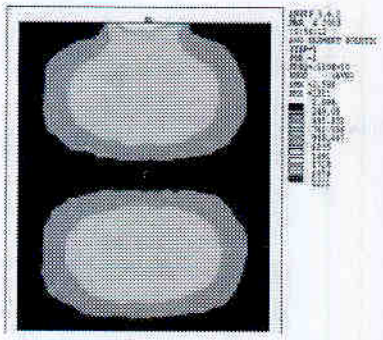
$TE_{102}$
En la gráfica no baja tanto ya que esta gráfica es para una sonda en el centro (donde $TE_{102}$ tiene un mínimo)

## Efecto de las aperturas

$$f_r(\text{GHz}) = 15\sqrt{\left(\frac{m}{30}\right)^2 + \left(\frac{n}{30}\right)^2 + \left(\frac{p}{12}\right)^2}$$



$f_r(\text{TE}_{101}) = 707{,}12$ MHz



$f_r(\text{TE}_{102}) = 1{,}12$ GHz

Programa de simulación electromagnética (ANSIS)

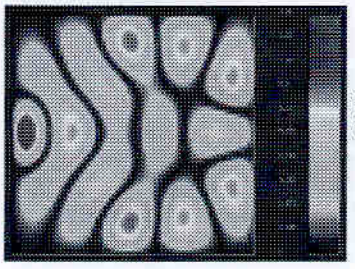
Inmunidad: incide una onda plana

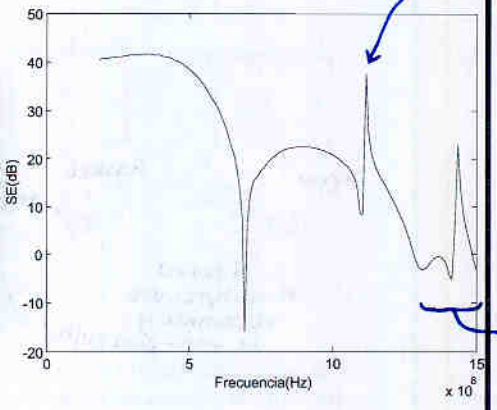
Podría poner la placa de circuito impreso en un nulo del modo correspondiente a la frecuencia interferente.



## Efecto de las aperturas

**Efectos de las resonancias de la ranura (emisión).**






no es un modo de la cavidad sino del iris (caprichoso e impredecible)

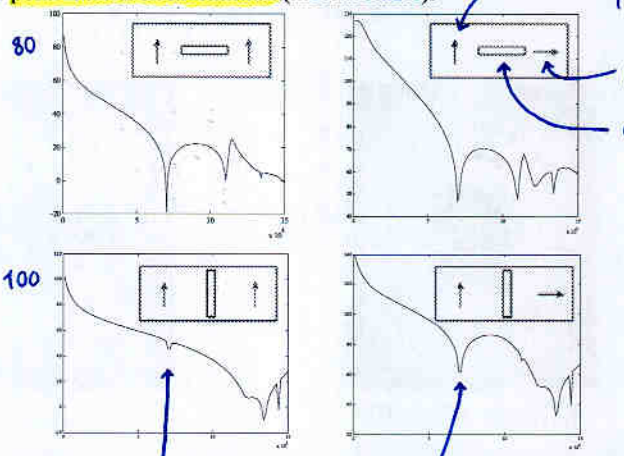
este pico aparecía mucho más pequeño en la medida de inmunidad

efectos de resonancia de LA RANURA

Recuerda: la polarización que más excita a una ranura es la perpendicular a su dirección

## Efecto de las aperturas

Efecto de la **polarización en inmunidad** (incontrolable).




polarización de los modos $TE_{101}$ y $TE_{102}$ de la caja

polarización del campo perturbador

dirección de la ranura

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

siempre se debe hacer el estudio para el caso peor (la polarización de la onda perturbadora es desconocida)

pero sí puedo elegir la orientación de la ranura (elegiría la vertical)

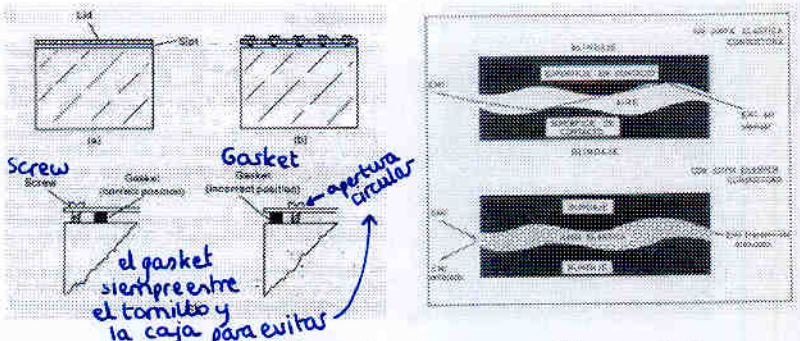
no se excitan los modos resonantes (la ranura no permite el acoplamiento)

sí que entra el campo exterior por la ranura, pero no excita demasiado los modos resonantes

Esto ha sido un estudio teórico muy típico en congresos, etc, ...

¿Qué pasa en la práctica?

## Efecto de las juntas




Hay que añadir el efecto de la corrosión, pinturas no metálicas y cualquier causa que limite la continuidad eléctrica.

ANÁLISIS Y DISEÑO — 12. Apantallamiento

Como mínimo cualquier caja tendrá una tapa

↓

Ranura dando la vuelta a la caja

↓

la resonancia aparecerá antes a $\lambda$'s por el perímetro de la tapa que por las dimensiones de la caja (si es pequeña) (que posiblemente caerá fuera de la reglamentación CEM)

A mejor rectificado y mejor presión, mayor es el contacto

solución: junta elástica Gasket

ej: espuma inerte rodeada de conductor (malla) o elastómeros, etc..

Cuidado con grasas, óxidos, suciedad pintura (que sea conductora!)

ICEM

## Efecto de las juntas

**Gaskets de elastómeros.**

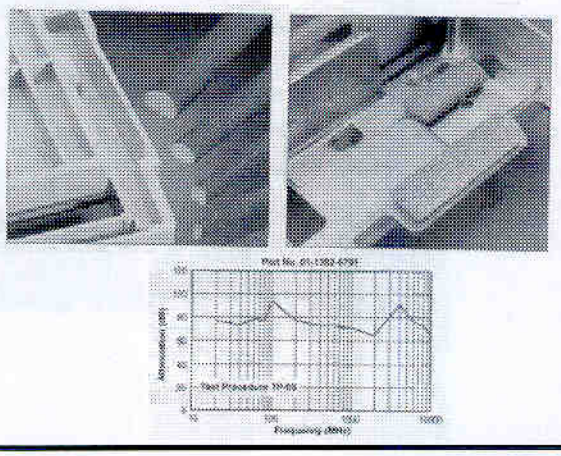
*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

Los gaskets de espuma (tanto elastoméricos como malla con núcleo de espuma) terminan perdiendo la elasticidad (sobre todo en presencia de atmósfera corrosiva)

ICEM

## Efecto de las juntas

**Gaskets de malla con núcleo de espuma.**



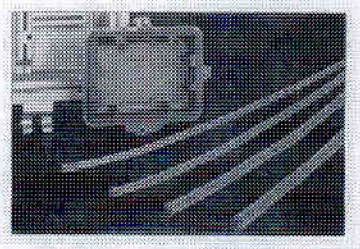
*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

Terminan perdiendo la elasticidad de mucho abrir y cerrar la puerta

ICEM

## Efecto de las juntas

**Gaskets de malla.**



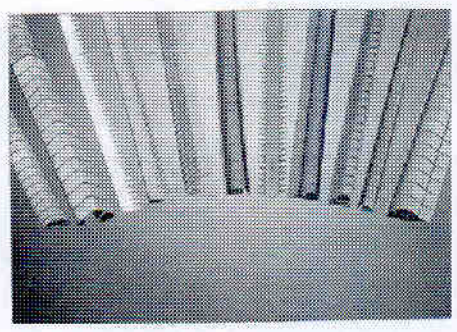
Recomendados en atmósferas corrosivas



ICEM

## Efecto de las juntas

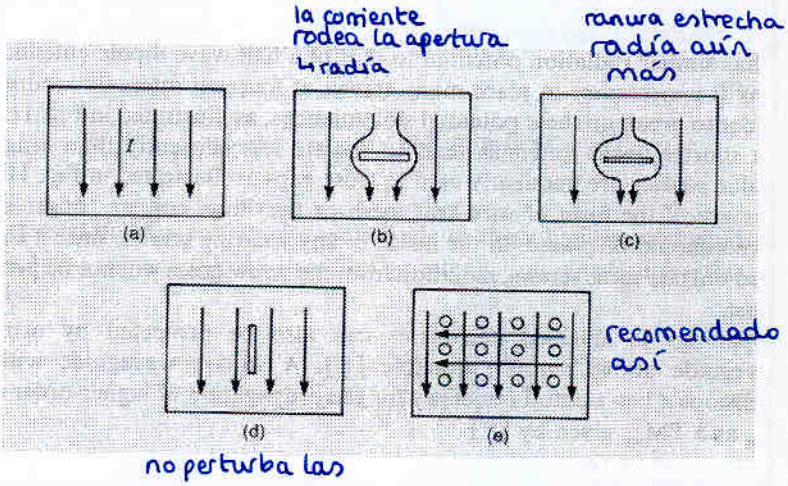
**Fingers.**



muy elásticas (aguantan aplastamiento y recuperación de forma) aptas para cajas que se abren y cierran frecuentemente

ej: puerta de cámara anecoica

## Efecto de los orificios de ventilación




la corriente rodea la apertura y radía

ranura estrecha radía aún más

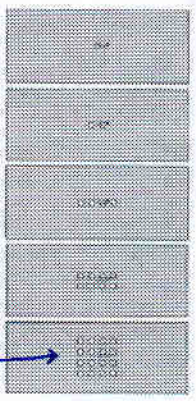
recomendado así

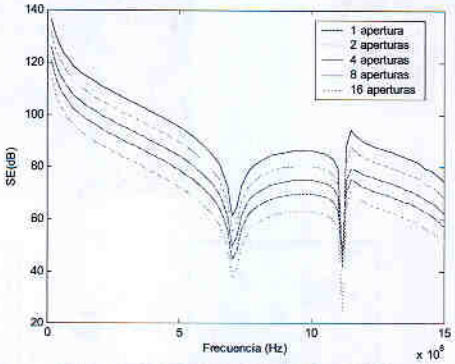
no perturba las líneas de corriente y por tanto no radía



## Efecto de los orificios de ventilación

misma carcasa de antes





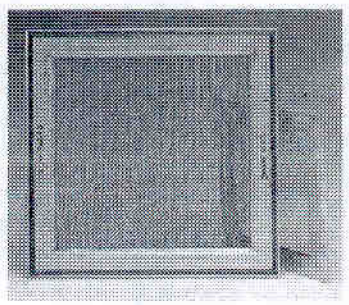

$$SE(dB) = SE_{1apertura} - 20*\log_{10} n$$

el area libre que dejan estos agujeros es mayor de la que tenía la ranura, y sin embargo resultan en un apantallamiento mejor

## Efecto de los orificios de ventilación

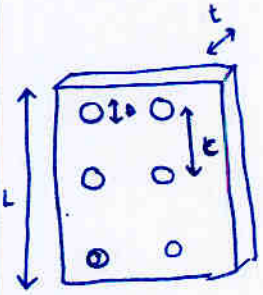
### Otros orificios de ventilación.

**Rejilla.**



La eficiencia de apantallamiento es función del diámetro D de los agujeros, de su separación c, del lado de la rejilla L y de su espesor t:

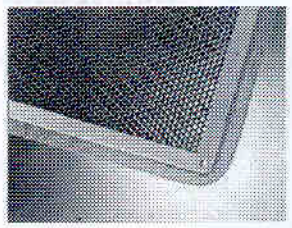
$$SE(dB) = 20\log\left(\frac{c^2 L}{D^3}\right) + 32\frac{t}{D} + 3{,}8$$

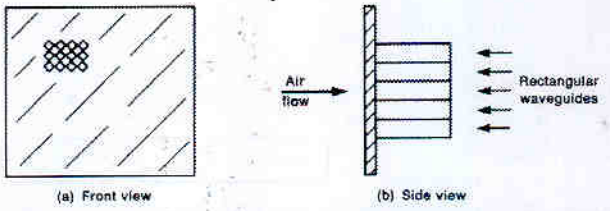





## Efecto de los orificios de ventilación

**Filtros de panal.**






cada agujero del filtro se comporta como una guía de onda al corte

$e^{-\gamma z}$ $\quad \gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2}$

$k_c^2 = \gamma^2 + k^2$ $\quad k = \frac{2\pi f}{c} = 2\pi f \sqrt{\mu\varepsilon}$

guía rectangular

TEmn: $k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 = \frac{2\pi f_c}{c}$

$k^2 < k_c^2 \Rightarrow$ corte $\Rightarrow \gamma = \alpha \Rightarrow e^{-\gamma z}$

ej TE10 guías 2mm x 2mm

$k_c^2 = \left(\frac{\pi}{2mm}\right)^2 = 250000\,\pi^2 = \left(\frac{2\pi f_c}{c}\right)^2$ → obtengo $f_c$

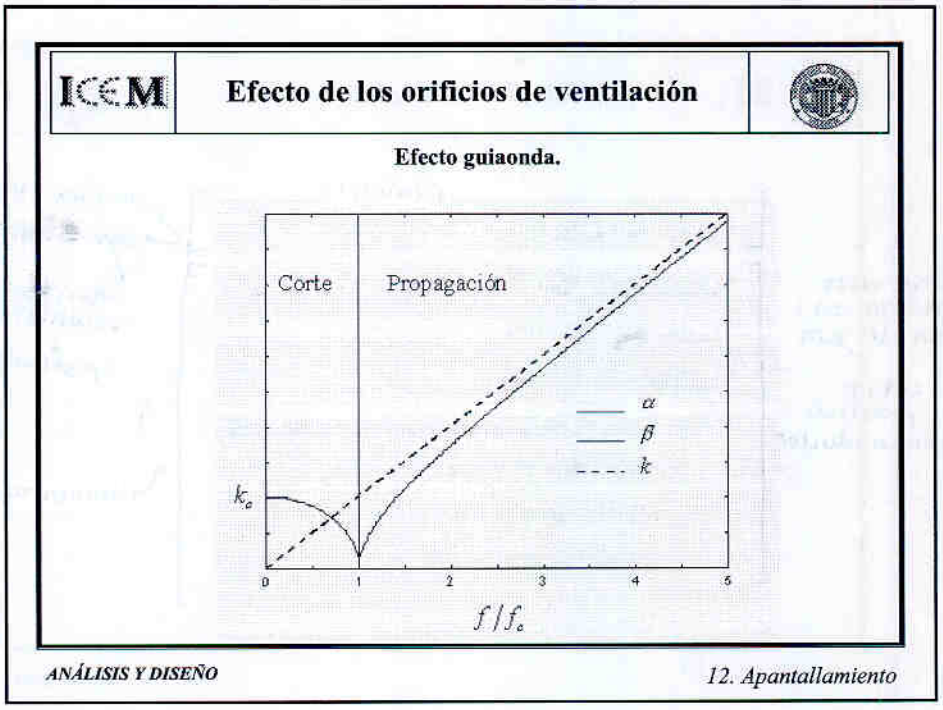
ej: $f = 18\,GHz$

$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} = \sqrt{250000\pi^2 - \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2}$

$= 1524\ Np/m$ $\quad 1\,Np = 20\log e\ dB$

$= 13245\ dB/m$

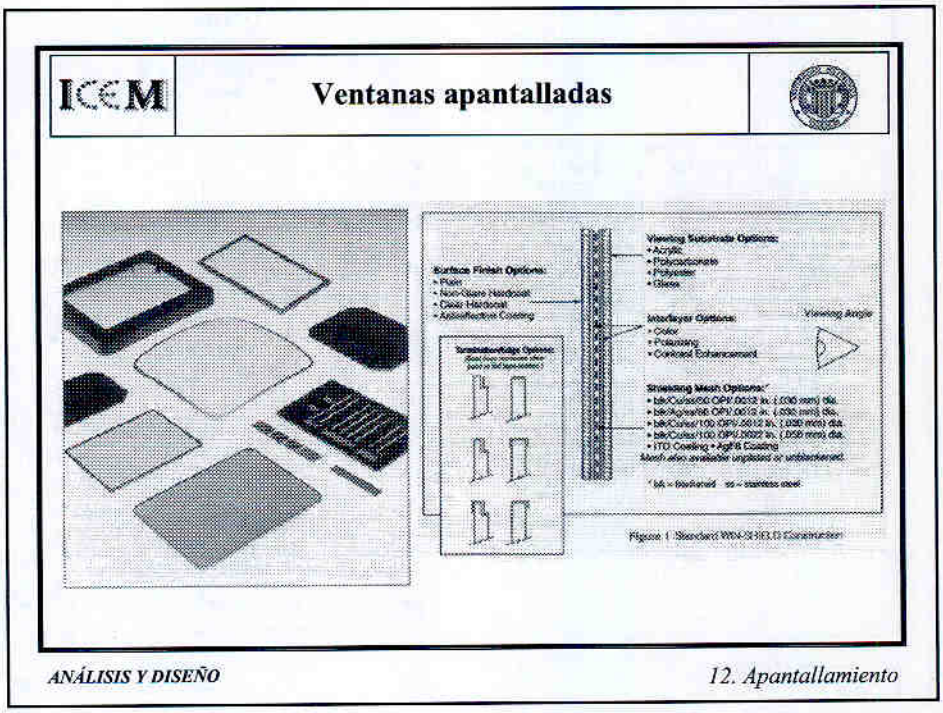
$= 13'245\ dB/mm$




Algunos aparatos necesitamos ver el interior

ej: calculadora, horno microondas, TV

## Ventanas Apantalladas

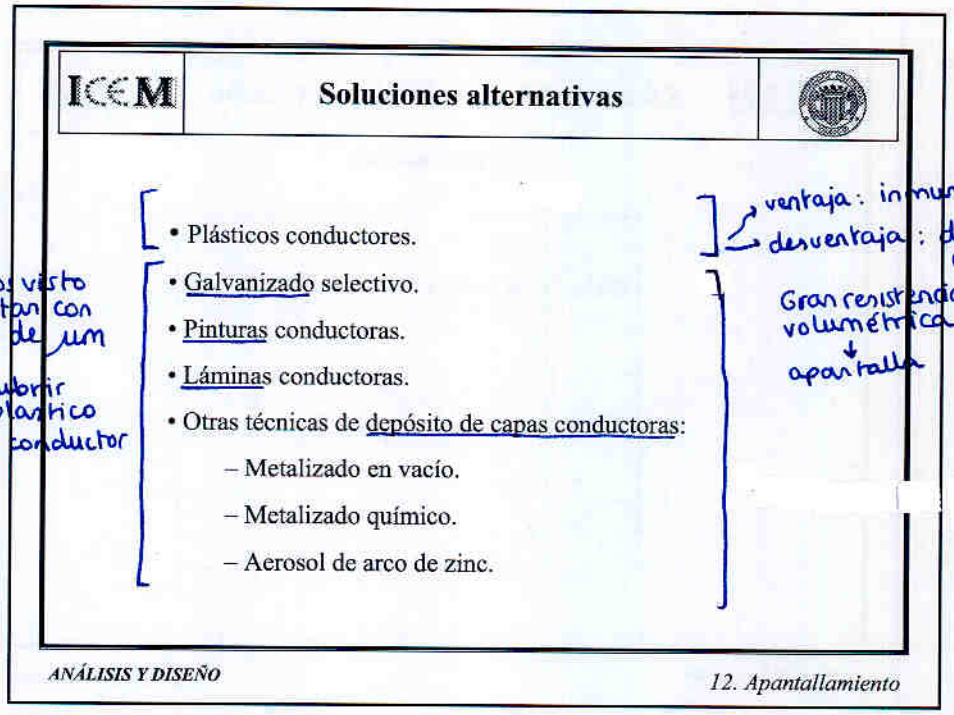



ej: depositar cristal/conductor/cristal tan fino que se pueda ver

Pantallas

Ventaja: apantallar un montón

Desventaja: - muy caros
- difíciles de fabricar / moldear
- pesan
- se oxidan

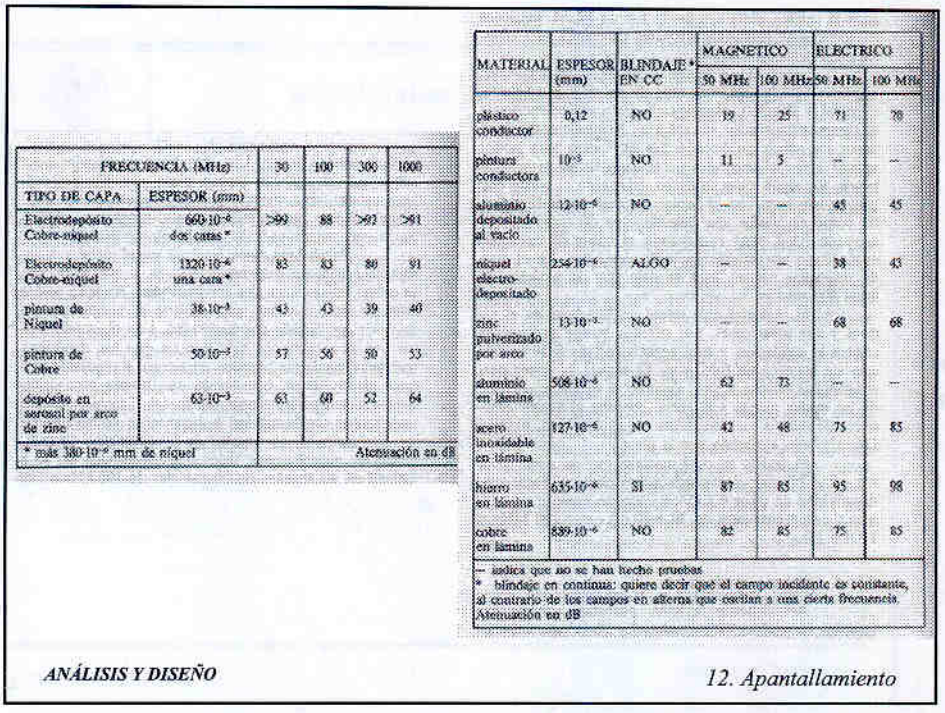



Hemos visto que bastan con láminas de un cubrir plástico con conductor

ventaja: inmune a raspaduras
desventaja: descarga electrostática

Gran resistencia volumétrica ⇒ apantalla

Gran resistencia superficial ⇒ corrientes de descarga van por el camino de mínima impedancia entrando en la caja



| FRECUENCIA (MHz) | | 30 | 100 | 300 | 1000 |
|---|---|---|---|---|---|
| TIPO DE CAPA | ESPESOR (mm) | | | | |
| Electrodepósito Cobre-níquel | $660 \cdot 10^{-6}$ dos caras * | >99 | 88 | >92 | >91 |
| Electrodepósito Cobre-níquel | $1320 \cdot 10^{-6}$ una cara * | 83 | 83 | 80 | 91 |
| pintura de Níquel | $38 \cdot 10^{-3}$ | 43 | 43 | 39 | 40 |
| pintura de Cobre | $50 \cdot 10^{-3}$ | 57 | 56 | 50 | 53 |
| depósito en aerosol por arco de zinc | $63 \cdot 10^{-3}$ | 63 | 60 | 52 | 64 |
| * más $380 \cdot 10^{-6}$ mm de níquel | | Atenuación en dB | | | |

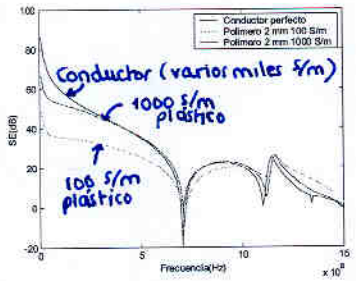
| MATERIAL | ESPESOR (mm) | BLINDAJE * EN CC | MAGNETICO | | ELECTRICO | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | 50 MHz | 100 MHz | 50 MHz | 100 MHz |
| plástico conductor | 0,12 | NO | 19 | 25 | 71 | 70 |
| pintura conductora | $10^{-3}$ | NO | 11 | 5 | – | – |
| aluminio depositado al vacío | $12 \cdot 10^{-6}$ | NO | – | – | 45 | 45 |
| níquel electro-depositado | $254 \cdot 10^{-6}$ | ALGO | – | – | 38 | 43 |
| zinc pulverizado por arco | $13 \cdot 10^{-3}$ | NO | – | – | 68 | 68 |
| aluminio en lámina | $508 \cdot 10^{-6}$ | NO | 62 | 73 | – | – |
| acero inoxidable en lámina | $127 \cdot 10^{-6}$ | NO | 42 | 48 | 75 | 85 |
| hierro en lámina | $635 \cdot 10^{-6}$ | SI | 87 | 85 | 95 | 98 |
| cobre en lámina | $889 \cdot 10^{-6}$ | NO | 82 | 85 | 75 | 85 |

– indica que no se han hecho pruebas
* blindaje en continua: quiere decir que el campo incidente es constante, al contrario de los campos en alterna que cortan a una cierta frecuencia.
Atenuación en dB

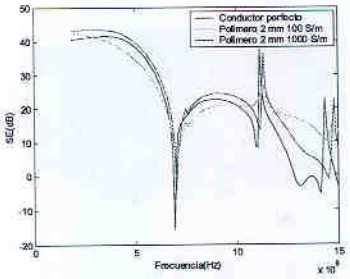
## Efecto de las pérdidas en el apantallamiento

Plásticos con conductividad volumétrica [S/m]

**Inmunidad**




**Emisión**




*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

solución híbrida: plástico conductor con una capa metálica por fuera, (es como recubrir paredes internas con dieléctrico con pérdidas)

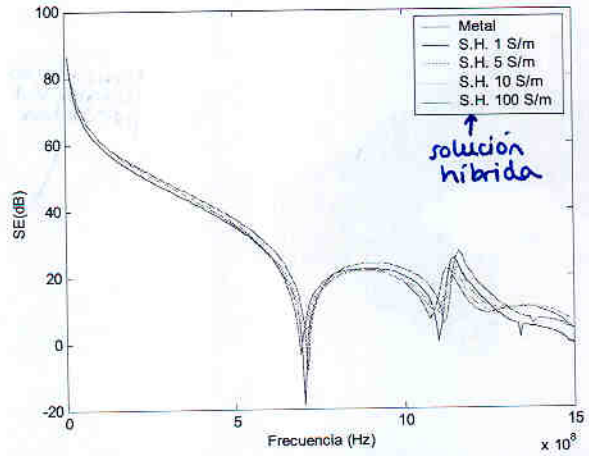
ej: pintura

baja el factor de calidad de la cavidad → menor resonancia

además:

- la capa conductora protege frente a descargas
- no pasa nada si se raspa por fuera

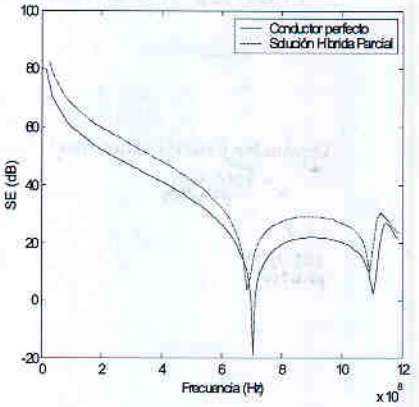
## Efecto de las pérdidas en el apantallamiento




*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

## Efecto de las pérdidas en el apantallamiento

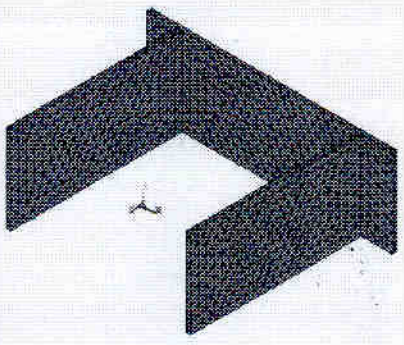
$$\varepsilon_r = 20 - 35j$$

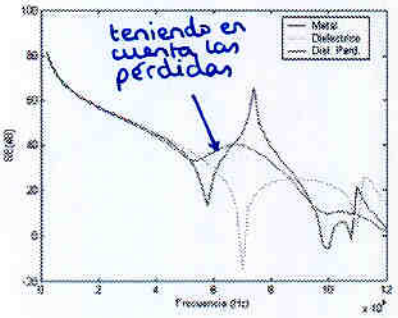



*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

La solución híbrida MEJORA el apantallamiento

## Efecto de los PCBs





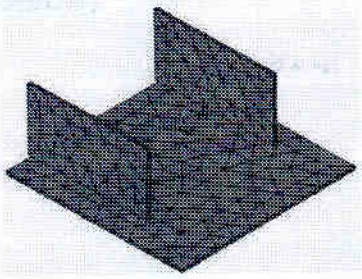

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

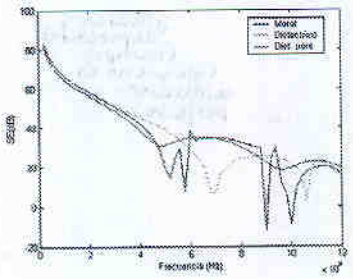
convierto la caja en N cavidades interconectadas

Además los circuitos de semiconductor introducen "dieléctrico con pérdidas"

ICEM

## Efecto de los PCBs





*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

En general la disposición de componentes dentro de una caja es complicada.
Se recomienda usar alguna herramienta de simulación electromagnética.

Protección frente a la descarga electrostática

ICEM

## Protección frente a la descarga electrostática

(a) Protección Hardware.

- Protección de circuitos apantallados
- Protección de circuitos no apantallados
- Otras técnicas de protección hardware

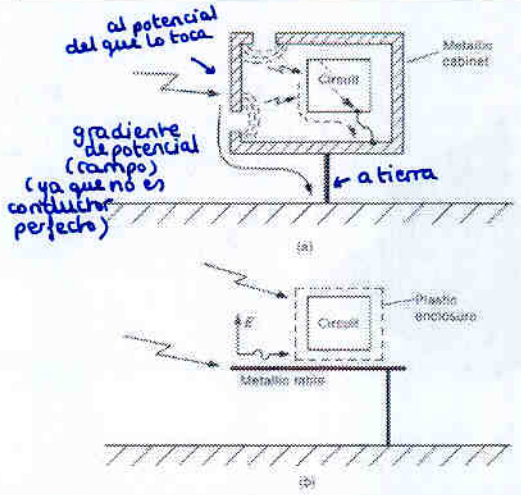
(b) Protección Software.

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *12. Apantallamiento*

Dos efectos debido a la descarga electrostática:

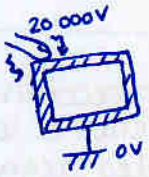
- campo estático previo (varios kV)
- gran corriente de descarga

## Protección frente a la descarga electrostática




circuitos apantallados: la pantalla proporciona un camino para la corriente (cuidado con las discont.)






## Protección frente a la descarga electrostática

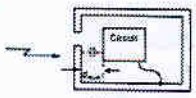
### Protección de circuitos apantallados .

- Descargas secundarias. → el gradiente de potencial en la caja (potenciales muy distintos) puede hacer una nueva descarga dentro de la propia pantalla
- Discontinuidades en la pantalla.
- Cables.

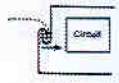
## Protección frente a la descarga electrostática

***Protección frente a descargas secundarias.***

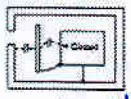
La idea fundamental es evitar que se produzcan diferencias de potencial elevadas entre el chasis y la electrónica encerrada en éste.



(a) separar la placa de la carcasa
$\downarrow E = V/d$



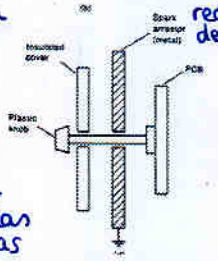
(c) Dificultar el paso de la corriente al circuito (caminos de gran impedancia)



(b)

front end parte del aparato que manipulo

utilizar pantallas internas



reductor de chispas

es prácticamente obligatorio cuando el front-end del equipo se puede quitar

(a) Dejar como mínimo 1cm entre el equipo y las partes de la carcasa accesibles al usuario

- se toca más
- más propenso a una descarga

divisor de tensión capacitivo → menor diferencia de potencial



## Protección frente a la descarga electrostática

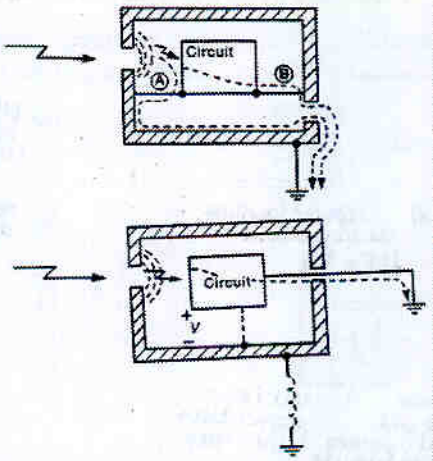
***Protección frente a discontinuidades en la pantalla.***

Es fundamental guardar todas las precauciones ya conocidas en juntas (sellar con gaskets o fingers), reducción del tamaño de las aperturas (ranuras o aperturas).

***Protección frente a corrientes que atraviesen el circuito.***

Una vez que la corriente ha entrado en la pantalla, es necesario evitar que circule a través del circuito. Para ello hay que desviar la corriente de descarga a tierra sin que perjudique al circuito.

## Protección frente a la descarga electrostática




evitar que la corriente pase por el circuito

¿Dónde conecta a tierra la carcasa?

Yo tengo que pensar de forma intuitiva en cómo ofrecerle a la corriente un camino de baja impedancia que no atraviese el circuito

es importante que la tierra del circuito sea la misma tierra que la carcasa?

i.e. conectarla a la carcasa por dentro

(de lo contrario podría ocurrir que la tierra del circuito sea de mucha menor tensión y la corriente prefiera ir por ella)



## Protección frente a la descarga electrostática

### Protección de circuitos no apantallados .

En el caso de circuitos no apantallados es necesario situar tras ellos un plano conductor grande, para poder derivar al mismo la corriente de descarga.

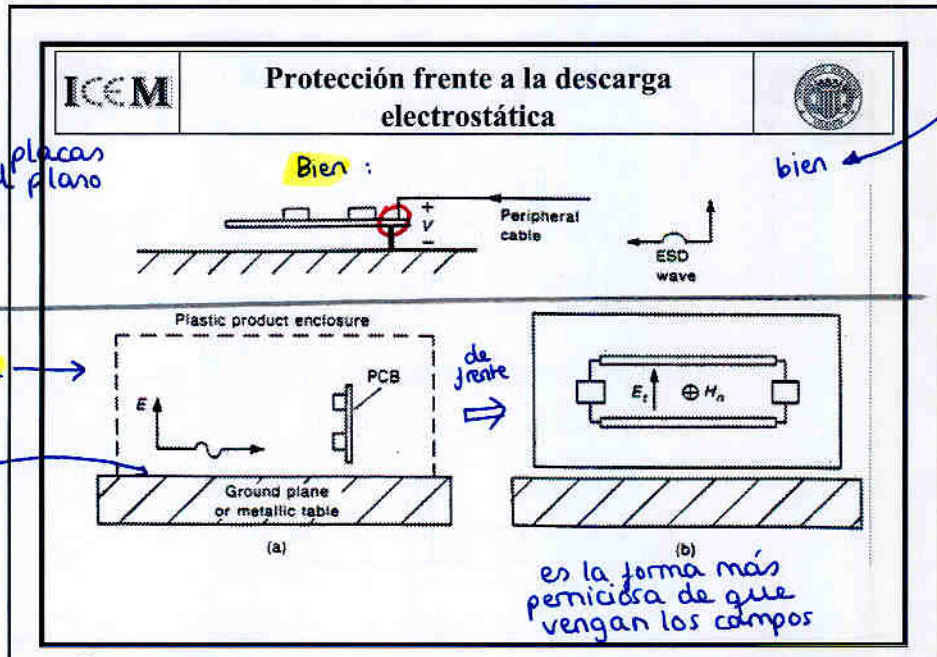
La tierra de los cables que lleguen al circuito se deben conectar al plano en el punto donde se conecten al circuito.

El circuito se ha de situar cerca del plano y paralelo al mismo.

importante que la tierra de los cables se conecten al plano de masa en el punto donde se conecten al circuito

importante placas paralelas al plano de masa

## Protección frente a la descarga electrostática





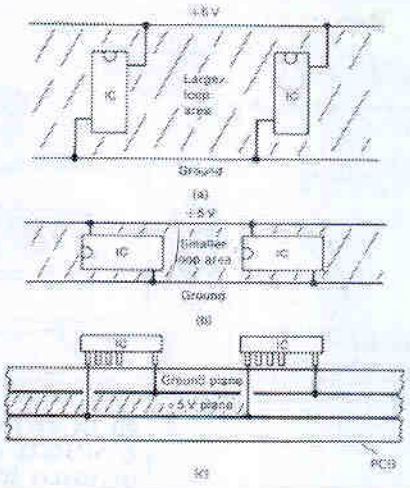

## Protección frente a la descarga electrostática

### Otras técnicas de protección hardware.

Cualquier estrategia de diseño que minimice el acoplamiento entre el campo perturbador y el circuito es útil para reducir los problemas producidos por la DES:

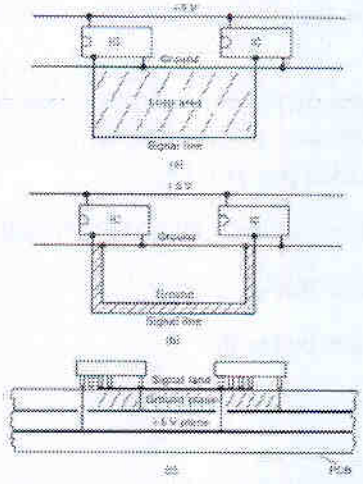
- Reducir el área de los bucles de corriente.
- Utilizar multicapas.
- Utilizar masas de rejilla.

## Protección frente a la descarga electrostática





## Protección frente a la descarga electrostática



una descarga electrostática puede alterar señales digitales (ej: contador programa, memoria de programa, datos...)

| ICEM | **Protección frente a la descarga electrostática** | |
|---|---|---|

**Protección software.**

Rutinas tipo watchdog que compruebe que el flujo del programa es correcto. ↳ timers, contadores, ... evitar bucles infinitos

Prever rutinas de recuperación de interrupciones no utilizadas.

Introducir bits de paridad.

incluir rutinas de atención para todas las interrupciones posibles (aunque no se utilicen)

5b

ICEM

# CURSO DE CEM

## CABLES Y CONECTORES

Juan Vicente Balbastre Tejedor
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia

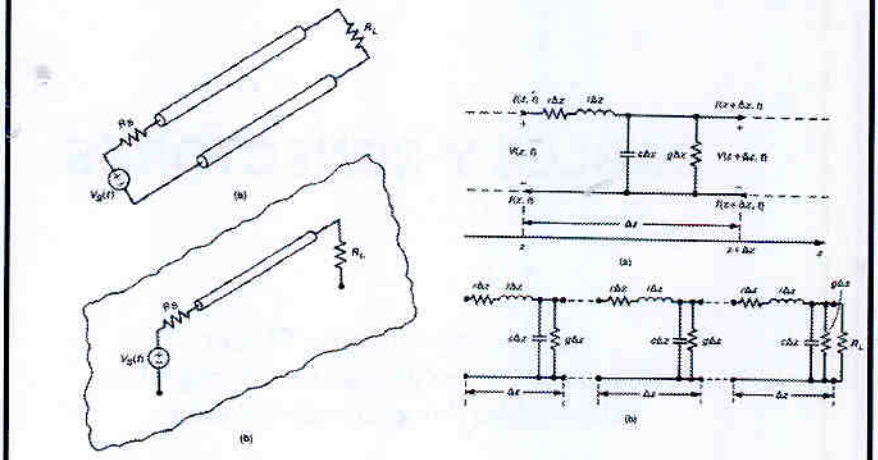


ICEM

### Contenidos

- Introducción.
- Problemas de CEM en cables.
- Cables apantallados en BF.
- Cables trenzados.
- Apantallamiento en AF
- Conexión de cables apantallados a masa.
- Resumen.

## Introducción





Alta frecuencia
cables = antenas
(tx, rx)

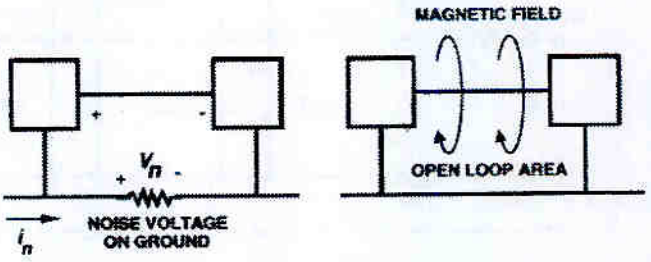
Baja frecuencia
interferencias
(crosstalk)
acoplos capacitivos
e inductivos

## Problemas de CEM en cables

- En alta frecuencia los cables se comportan como antenas, siendo tanto fuente como víctima de interferencias.
- En baja frecuencia se producen acoplos capacitivos e inductivos que pueden introducir interferencias entre cables próximos. Este problema, denominado, diafonía, es un fenómeno de campo próximo.
- Los modelos de apantallamiento de cables en alta y baja frecuencia son distintos (afecta la longitud eléctrica).
- El acoplo se puede producir tanto en modo común como en modo diferencial, y el circuito puede transformar un modo en otro

## Problemas de CEM en cables

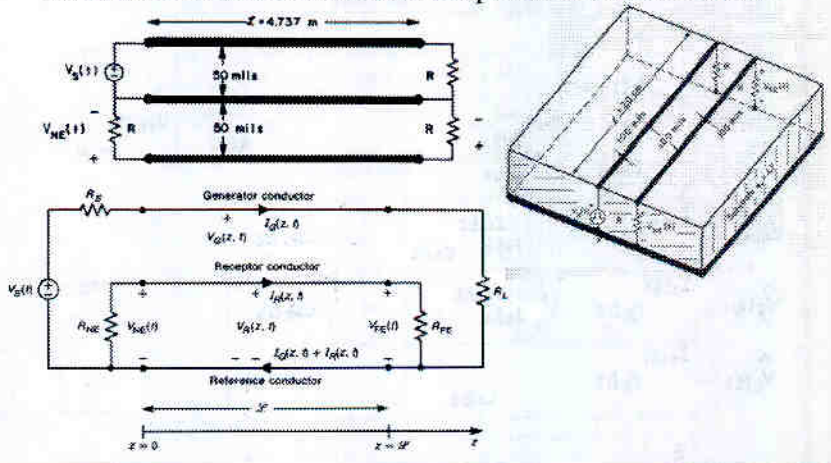
Conversión de corrientes en modo común en corrientes en modo diferencial.



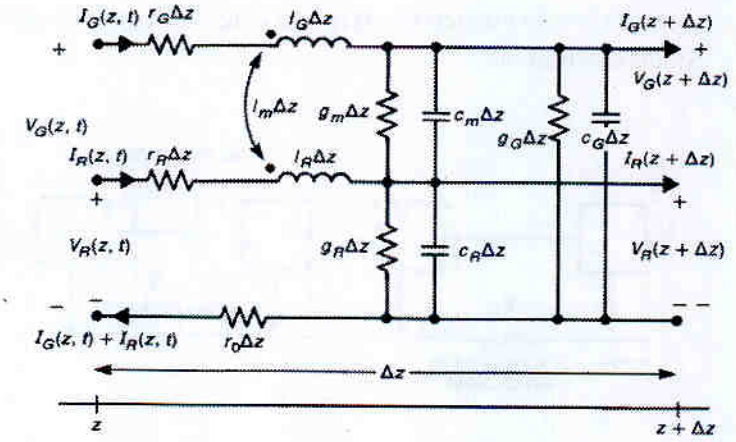



## Problemas de CEM en cables

El fenómeno de diafonía es un acoplo en modo diferencial.

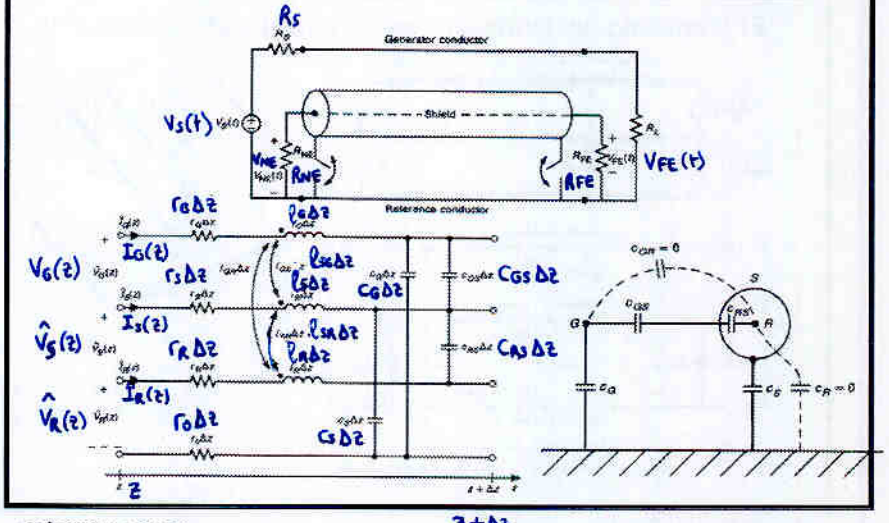


## Problemas de CEM en cables





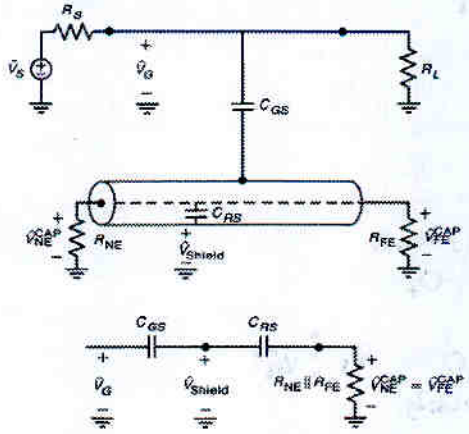

## Cables apantallados en BF



ICEM

## Cables apantallados en BF

Baja frecuencia y alta impedancia de entrada.



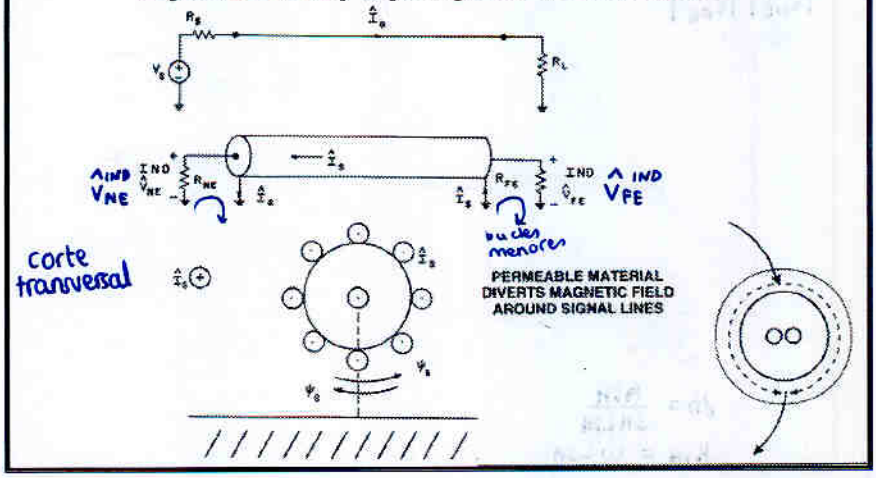

Si conectamos la pantalla a masa aislamos el generador del receptor. Al estar en baja frecuencia, el potencial es constante a lo largo de la línea y basta con conectar a masa en un único punto (es preferible para evitar bucles de corriente).



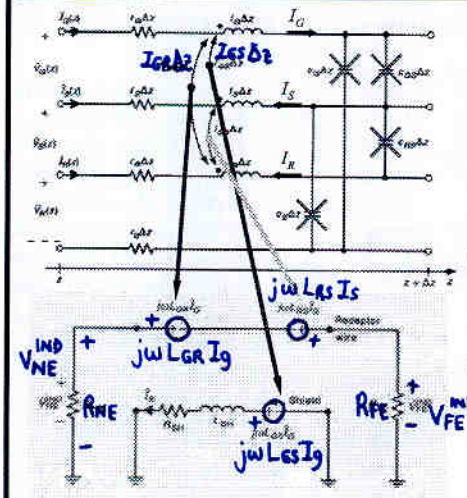
ICEM

## Cables apantallados en BF

Baja frecuencia y baja impedancia de entrada.



## Cables apantallados en BF




$$I_S = \frac{j\omega L_{GS}}{R_{SH} + j\omega L_{SH}} I_G$$

$$L_{GR} = L_{GS}$$
$$L_{RS} = L_{SH}$$

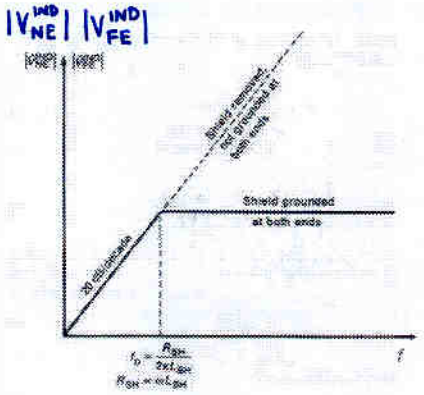
$$V_{NE}^{IND} = \underbrace{\frac{R_{NE}}{R_{FE} + R_{NE}} j\omega L_{GR} I_G}_{\text{TENSIÓN PERTURBADORA SIN APANTALLAR}} \underbrace{\frac{R_{SH}}{R_{SH} + j\omega L_{SH}}}_{\text{EFECTO DE LA PANTALLA}}$$

$$V_{NE}^{IND} = \underbrace{-\frac{R_{FE}}{R_{FE} + R_{NE}} j\omega L_{GR} I_G}_{\text{TENSIÓN PERTURBADORA SIN APANTALLAR}} \underbrace{\frac{R_{SH}}{R_{SH} + j\omega L_{SH}}}_{\text{EFECTO DE LA PANTALLA}}$$

R: receptor
S: shield
G: generator



## Cables apantallados en BF




$$SF = \frac{R_{SH}}{R_{SH} + j\omega L_{SH}}$$

$$SF \approx \begin{cases} 1 & \omega < R_{SH}/L_{SH} \\ \dfrac{R_{SH}}{j\omega L_{SH}} & \omega < R_{SH}/L_{SH} \end{cases}$$

$f_0 = \frac{R_{SH}}{2\pi L_{SH}}$

$R_{SH} = \omega L_{SH}$

ICEM

## Cables trenzados

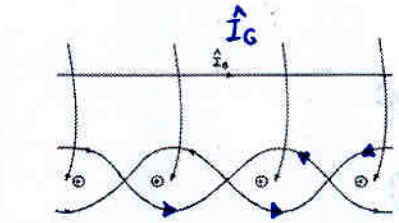
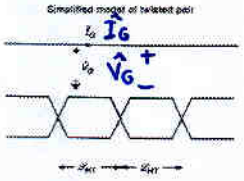


FIGURE 10.61 Illustration of the effect of a twisted pair of receptor circuit wires on magnetic field (inductive) coupling.



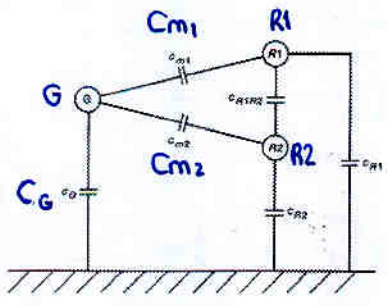

El cable trenzado es una alternativa al apantallamiento

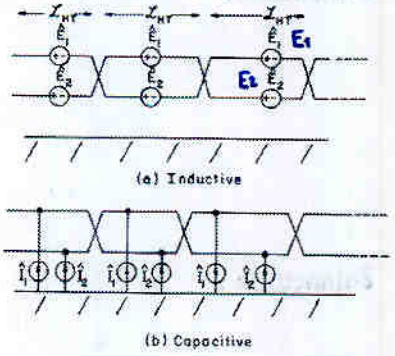
se cancelan las corrientes creadas por efecto inductivo del generador

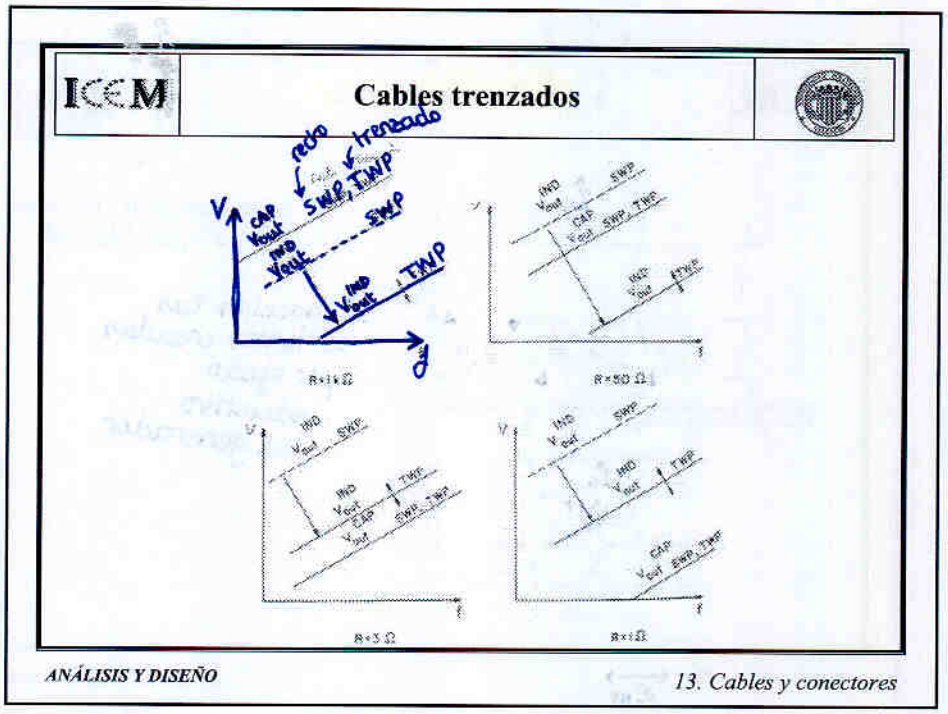


ICEM

## Cables trenzados

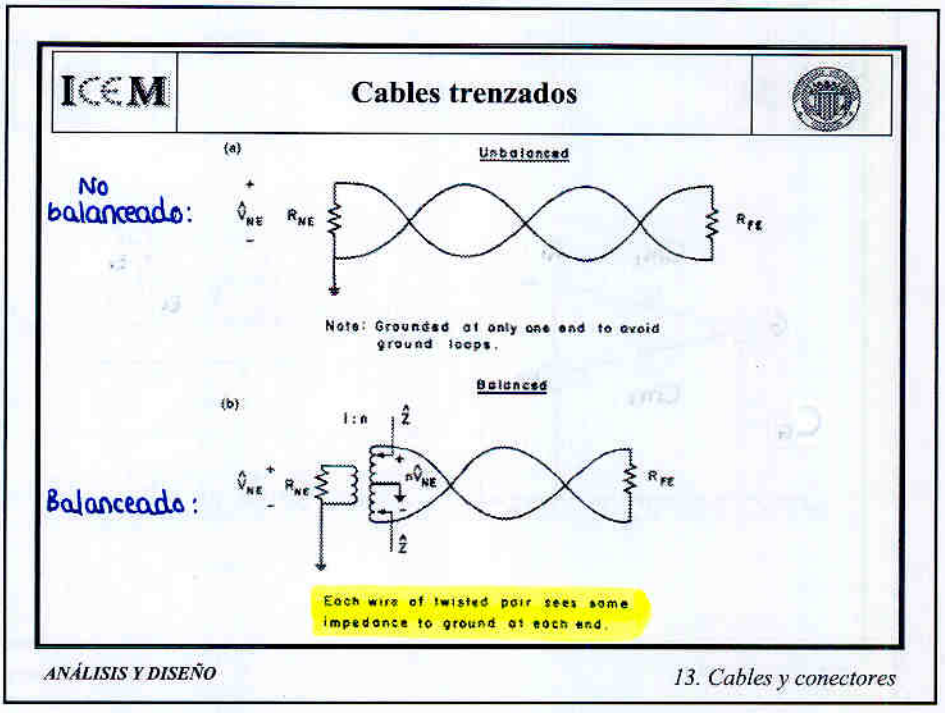




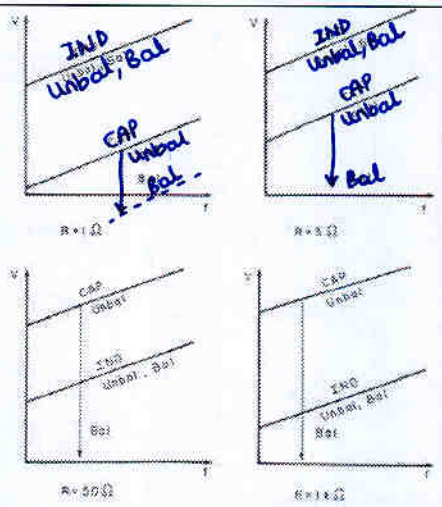

$V_{out}^{IND}$ se reduce para el caso trenzado

($V_{out}^{CAP}$ se queda igual)




En modo balanceado ofrece apantallamiento frente a perturbaciones eléctricas ya que las corrientes que se generan se cancelan

## Cables trenzados



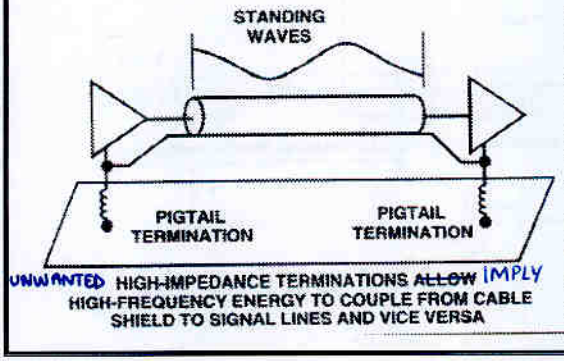

$V_{CAP}$ se reduce al usar cable trenzado BALANCEADO

$V_{IND}$ se queda igual con ambos tipos de cable trenzado



## Apantallamiento en AF

En AF, el comportamiento de la pantalla es independiente de la impedancia. El problema, tanto en emisión como en recepción, aparece cuando fluye corriente en el exterior de la pantalla.




Hay que conectar a masa en los dos extremos con contactos de baja impedancia: Conexiones que garanticen 360º de contacto eléctrico y conectores metálicos.

También hay que tener en cuenta las fugas a través de la pantalla y el efecto pelicular.

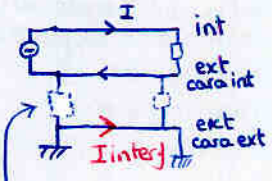


Apantallamiento del conductor externo: gracias al efecto pelicular

emisiones: corrientes sólo internas

inmunidad: onda interferente crea corriente únicamente en la sup. externa

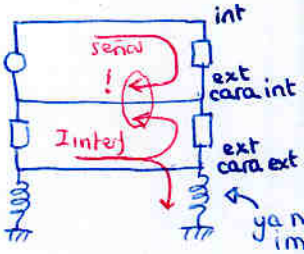
es equiv a:




imped. entre caras interna y externa del cond. exterior

¿Y si en lugar de utilizar conector, conecto la cubierta a masa directamente?

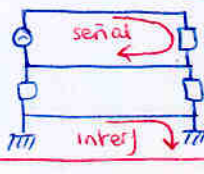
↓ se forma pigtail




ya no hay impedancia nula!!! → Desearíamos que sí hubiera impedancia nula para que chupe la interferencia

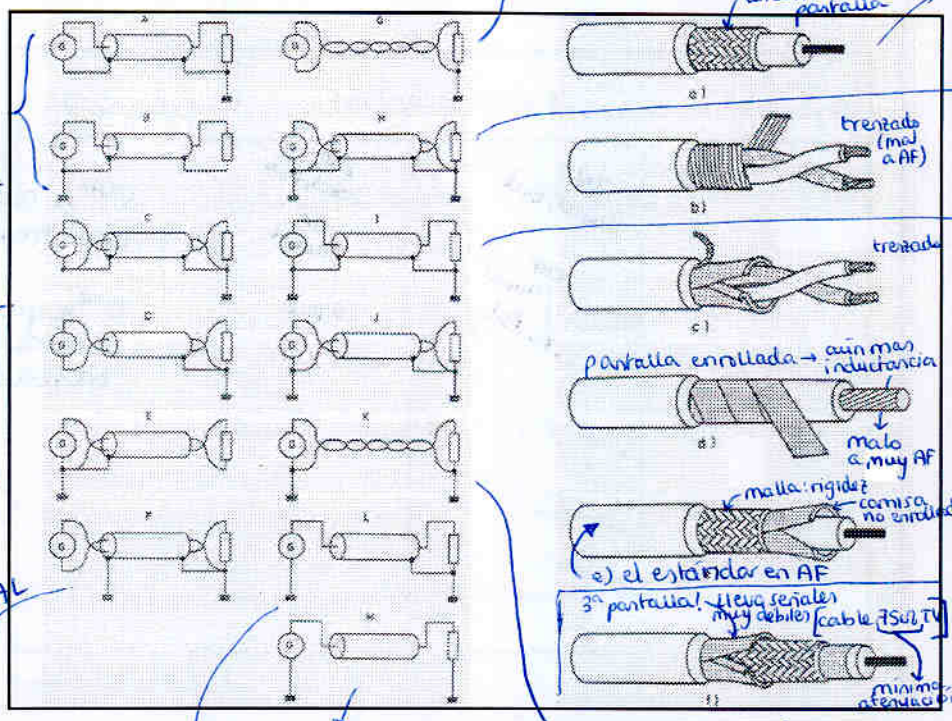
Solución: usar un conector si es posible.
- si no cabe o no es posible, entonces soldar VARIOS cables en paralelo para reducir imped. del camino a masa

interesa:



conexión correcta de un par trenzado:
No aparece bucle de corriente que rompa la protección frente a H del trenzado.
Pero al ser no balanceado, no protege frente a E → debería apantallarlo! (D, E, F)

análogas a D y E pero sin trenzar
↓
más apropiadas para alta frec.
Ad+, la corriente que retorna lo hace por el interior de la pantalla y no por el exterior




añade par trenzado para que la corriente no retorne por la pantalla, pero no serviría en AF por estar trenzado (*)

Doble conexión a masa DE LA PANTALLA
↓
buena protección frente a H
y buena frente a E por estar apantallado
} BF

Problema: pantalla como conductor de retorno
(en AF es perfecto, pero en BF habría un poco de perturb. acoplada)
Es buena en AF y podría funcionar en baja

trenzados y sin doble conexión a masa que genere lazo (protege a H) y ADEMAS tienen pantalla a masa en un único extremo (protege frente a E y no produce H)

D y E idóneas para BF
(trenzar el cable no disparaba la imped)

MAL

Tiene par trenzado ¿ME protege frente a campo magnético? Los lazos trenzados sí que cancelan las corrientes entre sí, pero hay un lazo aún mayor al haber conectado a masa en dos puntos!
(no cancela frente a E ni H)

Apantallamiento normal para BF y frente a perturb. eléctricas (no protege frente a magnéticas)

equivale a NO APANTALLAR (ni a baja ni alta frec)

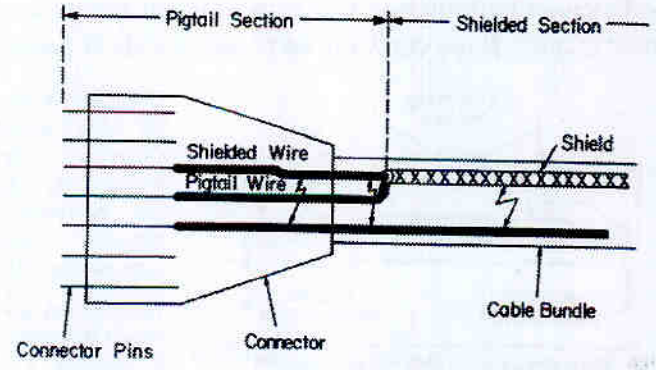
la doble conexión a masa introduce lazo que destroza las ventajas del trenzado

cables trenzados tienen mayor imped INDUCTIVA, y por tanto a AF funcionan muy mal (*)

Cables multiconductor:
que los conductores no cubiertos por pantalla sean lo más pequeños posible

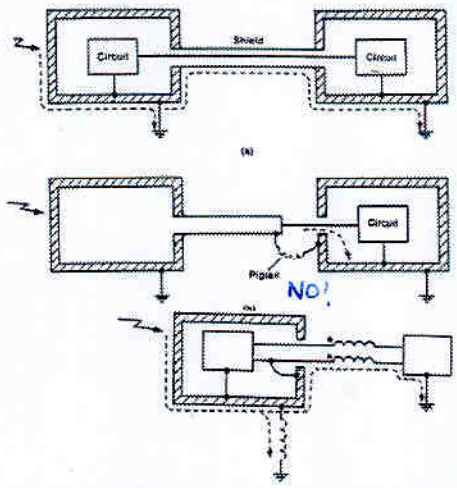
La pantalla del cable (si se conecta a circuito apantallado) debe ser conexión totalmente continua a la pantalla del circuito
(ver transp. sig)

**ICEM** — **Conexión de cables apantallados a masa**

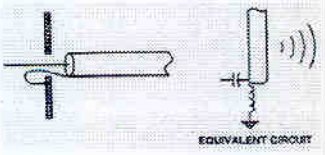



*ANÁLISIS Y DISEÑO* — *13. Cables y conectores*

## Conexión de cables apantallados a masa




Pantalla del cable conectada de forma continua a pantalla del circuito






## Resumen

- Determinar: rango de frecuencia, longitud del cable e impedancia de los cirtuitos.
- Baja frecuencia: cable trenzado, apantallado (si se prevén problemas con el campo eléctrico). Cuanto más prieto sea el trenzado mayor es la protección que ofrece frente al campo magnético (los hay desde una vuelta por pie hasta 10 o más vueltas por pulgada). Para campos magnéticos intensos hay que utilizar pantallas de material magnético.
- Alta frecuencia: doble conexión a masa; prestar atención al comportamiento de la pantalla. (espesor suficiente para separar corrientes internas y externas)
- Se pueden utilizar cables con doble pantalla para mejorar las prestanciones, tanto en baja como en alta frecuencia.

→ en el caso de nº de vueltas impar, que la última vuelta no compensada sea lo menor posible

→ introduce una frec de corte de apantallam. a partir de la cual ($f > f_c$) no se pueden considerar las sup. internas y externas como conductores individuales

5c

# CURSO DE CEM

## FILTROS

Juan Vicente Balbastre Tejedor
Ingeniería de Compatibilidad Electromagnética
Universidad Politécnica de Valencia



## Contenidos

- Introducción.
- Perdidas de inserción (atenuación).
- Impedancias de fuente y carga.
- Filtros de red.
- Filtros de salida en redes de DC.
- Filtros de Entrada/Salida.
- Filtrado Software.
- Supresores de transitorios.
- Filtros de alimentación para circuitos de reloj. → para que no escape el ruido del reloj por su alimentación.

se requieren filtros pequeños y compactos
ej: conector entrada
hay que filtrar CADA línea

ANÁLISIS Y DISEÑO 14. Filtros

## Introducción

- Atenuación del ruido conducido
  - Atenuar las perturbaciones en su origen
  - Reducir el nivel hacia las salidas (emisión)
  - Reducir el nivel en las entradas (inmunidad)
- Filtrado por disipación. Elementos con pérdidas
- Filtrado por reflexión. Elementos reactivos
- Tipos de filtros:
  - Filtros de red
  - Filtros para FA (fuentes de alim.)
  - Filtros para líneas de I/O
  - Limitadores de transitorios

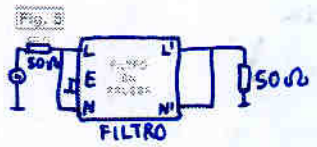


## Introducción

- Rechazo en modo común y modo diferencial (en ocasiones soluciones contrapuestas)
- Respuesta en función de las condiciones de aplicación (Impedancias)
- Filtrado a frecuencias deseadas (señal parásita/señal útil)
- Alinealidades de los componentes (comportamiento real/teórico)

filtro red → señal útil 50 Hz

## Pérdidas de inserción




Definición en modo común y modo diferencial.

diferencia de potencial entre (fase y neutro) y tierra iguales

diferencia de potencial entre fase y neutro

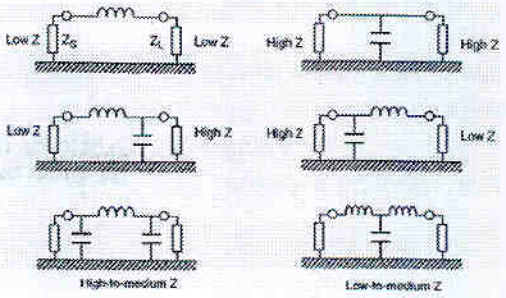
Condiciones de fuente y carga:
- Filtros de red: 50 Ω
- Filtros I/O: 60, 75, 600 Ω

Impedancia en las aplicaciones reales:
distinta ( Propuesta CISPR: 50 Ω/50 µH)



## Impedancias de fuente y carga

- Máxima adaptación en la banda de paso: impedancias conjugadas (en BF)
- Máxima desadaptación en la banda de rechazo (en AF)
- Configuraciones simples para impedancias de fuente y carga altas y bajas.



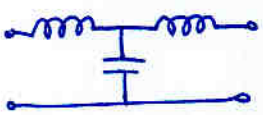

Filtros paso bajo

eliminan interf. de altas frec.

ej: que pasaría si diseñamos mal y hacemos?

A AF la bobina sería una High Z, y ello no evitaría que pasase señal de AF (ya que la carga es high Z!) lo que necesitamos es un camino de baja impedancia a masa para las AF (cond. paralelo)

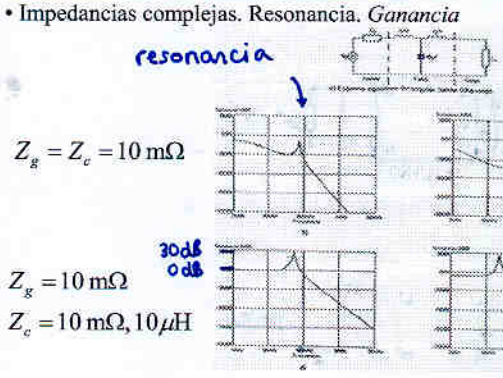
Para un filtro



## Impedancia de fuente y carga

- Impedancias complejas. Resonancia. *Ganancia*

resonancia




$Z_g = Z_c = 10\ \text{m}\Omega$

$Z_g = 10\ \text{m}\Omega, 10\ \mu\text{H}$
$Z_c = 10\ \text{m}\Omega$

$Z_g = 10\ \text{m}\Omega$
$Z_c = 10\ \text{m}\Omega, 10\ \mu\text{H}$

$Z_g = 10\ \text{m}\Omega, 10\ \mu\text{H}$
$Z_c = 10\ \text{m}\Omega, 10\ \mu\text{H}$

- Impedancia en modo diferencial: la de los componentes en RF
- Impedancia en modo común: impredecible (150 Ω)

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *14. Filtros*

cuando la imped. de la carga es imag: zona plana

La función de transferencia es muy distinta según las impedancias de fuente y carga

## Filtros de red

- *Componentes* separados ya desarrollados:
  - Normas de emisión conducida
  - Normas de seguridad eléctrica
  - Diseños RF
- No existe el filtro ideal para todas las redes y cargas
- Amplia gama para aplicaciones específicas

Catálogo

Catálogos inmensos de filtros

- Ensayo en condiciones reales

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *14. Filtros*

ICEM

## Filtros de red

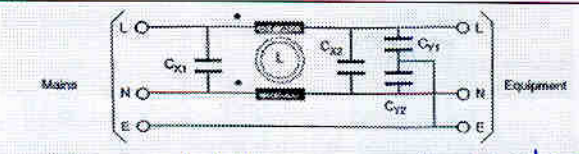
### *Filtro de red típico*

- Impedancia de red a altas frecuencias:
  - Alta en modo diferencial (inductancia de los cables)
  - Baja en modo común (capacidad de los cables respecto a masa)
- Impedancia de carga: alta en ambos modos (alimentación a través de un transformador)



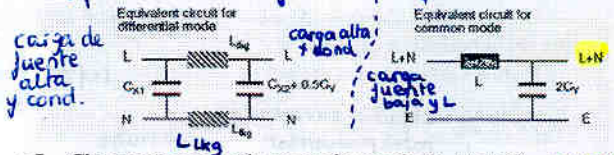
ICEM

## Filtros de red




· choque compensado en modo común (L entre 1 y 10 mH)

equiv. en modo dif: | equiv. en modo común




carga de fuente alta y cond. — carga alta y cond. — carga fuente baja y L — carga alta imped + condensador

- L - Choque compensado en modo común (1-10 mH) uniendo fase y neutro
- Atenuación en modo diferencial. Inductacia de fugas uniendo a tierra
- $C_{Y1}$ y $C_{Y2}$ - Condensadores de modo común uniendo entre sí fase y neutro
- $C_{X1}$ y $C_{X2}$ - Condensadores de modo diferencial
- Ejemplo de filtro para usos generales (FA)
- Resistencia de descarga (1 MΩ)

Permite un filtrado adecuado para cualquier valor de carga de fuente

↳ · condensador en paralelo cuando la impedancia resulta ser alta
· bobina en serie cuando la impedancia resulta ser baja



En corrientes diferenciales el choque actúa como bobina (inductancia parásita, $L_{lkg}$ controlable mediante el número de vueltas) por eso se introducen condensadores $C_Y$

ICEM

## Filtros de red

### *Consideraciones de seguridad en filtros de red*

- Valor de $C_{Y1}$ y $C_{Y2}$ limitado (corrientes de fuga)
- Valores típicos: 0,25-5 mA según país, clase y tipo de aparato. 0,1 mA para equipos médicos
- Valor típico: 5 nF (no existen en equipos médicos)

obliga a condensadores grandes en equipos médicos no se añaden (salvo la propia capacidad entre conductores)

- condensadores
  Sometidos constantemente a tensión.
- Clase X: Un cortocircuito no provocará una descarga
- Clase Y: Diseñados para prevenir cortocircuitos



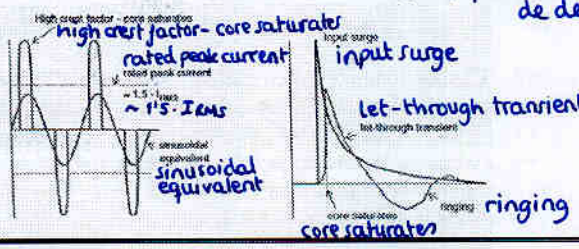
ICEM

## Filtros de red

### *Consideraciones de funcionamiento en filtros de red*

- Tensión nominal: condensador Cx (la meta limita el)
- Corriente nominal (40º C): choque de modo común.
  Disminuye si la temperatura aumenta en un factor
- Diseño del choque para saturar a la tensión de pico
- Saturación del núcleo del choque:
  - Corriente de cresta: debida a la forma de onda no sinusoidal de la tensión del condensador de entrada
  - Perturbación en modo común de alta energía (ej: debido a acoplamientos de descargas)

Hay que escoger un choque capaz de aguantar esa corriente




a) high crest factor effect b) incoming transient effect

Figure 7.23 Core saturation effects

ICEM

## Filtros de red

***Altas cualidades de atenuación con filtros de red***

- Choques en modo diferencial adicionales (FC)
- Choque en la línea de tierra (modo común)
- Supresores de transitorios

- Filtro de varias etapas en cascada (FFH)



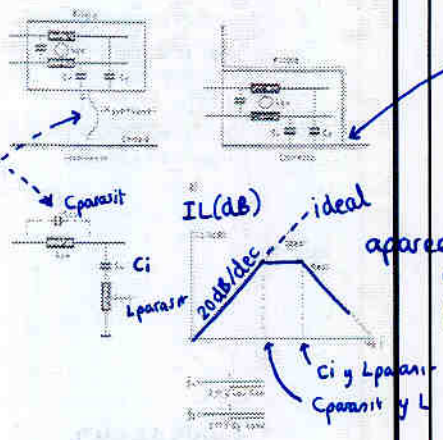
ICEM

## Filtros de red

***Emplazamiento y motaje de filtros de red***

Un mal montaje puede alterar su funcionamiento

- Elementos parásitos:
  - Capacidad de la bobina de choque
  - Inductancia del conductor de masa
- Apantallados. Masa a chasis




da lugar a resonancias que hacen aparecer dos polos (como se muestra)

interesa que esté el filtro directamente 'incorporado' en masa

aparecen 2 polos debidos a las 2 resonancias parásitas

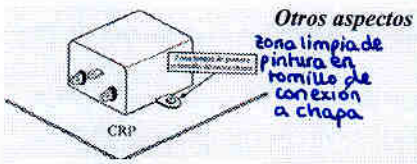
$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

El filtro de red es gordo.

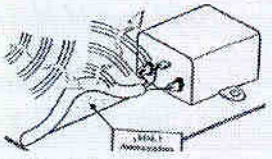
Si no se prevee su ubicación en la placa, da muchos problemas

## Filtros de red

*Otros aspectos*



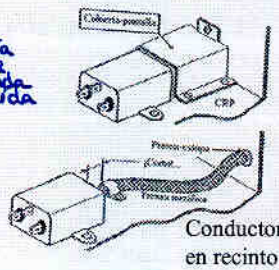

Contacto carcasa-chasis



Radiación de los cables respecto al chasis

Cables de entrada-salida 180º

Disposición relativa respecto a cables de I/O



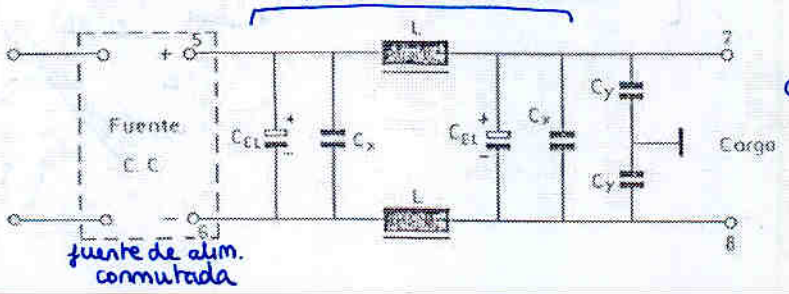
Conductores de entrada en recinto apantallado

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *14. Filtros*

## Filtros de salida en fuentes de DC

- Los conductores de alimentación pueden ser una de las principales vías de propagación de interferencias
- Recomendables sobre todo si deben conectarse al exterior con cables de 2 m o más
- Muy recomendable en FAC y balastos electrónicos
- Circuito típico:

filtrado en modo diferencial




carga se puede conectar en modo diferencial o en modo común, por eso coloco condensadores $C_Y$

*ANÁLISIS Y DISEÑO* *14. Filtros*

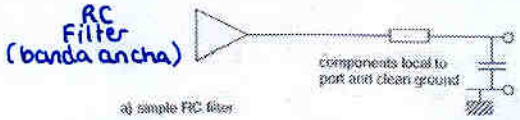
Es muy peligroso cuando los cables que conectan el equipo ruidoso a los periféricos son largos → hay que filtrar

## Filtros de entrada-salida

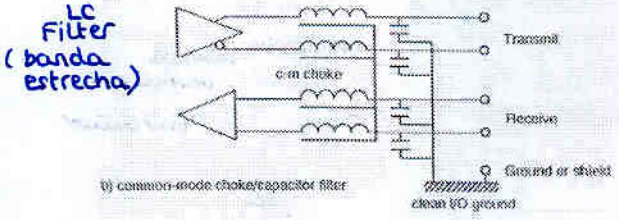
Para señales I/O de poca corriente
- Filtros RC para señales digitales de banda ancha
- Filtros LC para señales digitales de banda estrecha

Banda ancha requiere usar elementos resistivos i.e. filtros RC

RC Filter (banda ancha)

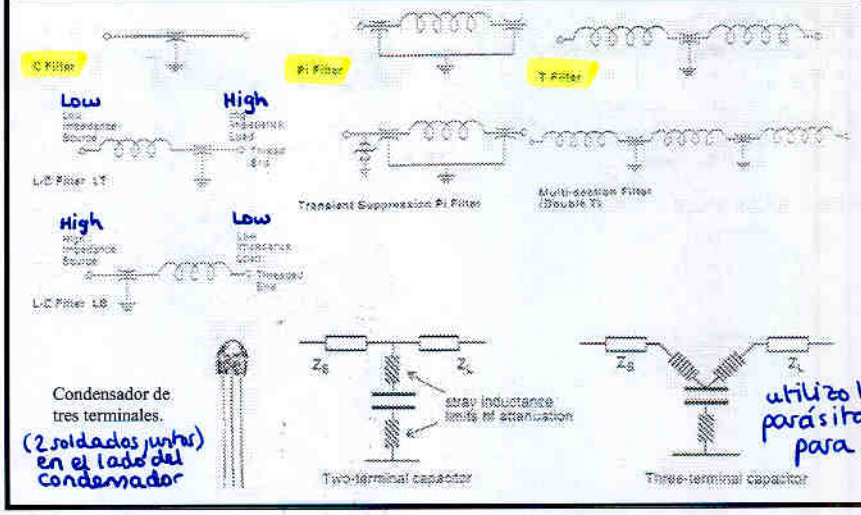



LC Filter (banda estrecha)






## Filtros de entrada-salida



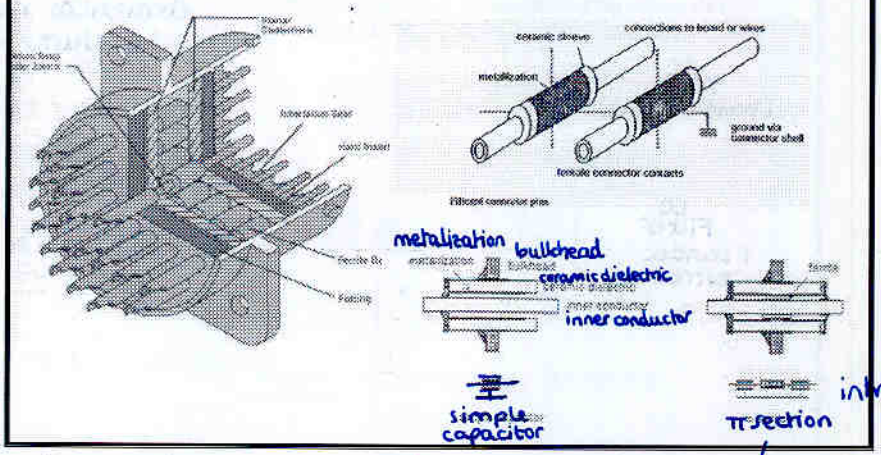

combinaciones para impedancias de carga altas o bajas

utilizo las inductancias parásitas de las patillas para hacer un filtro en T

ICEM

## Filtros de entrada-salida

Conectores filtrados y condensadores pasamuros



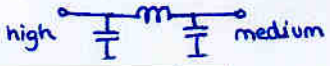



introduzco cerámica entre el macho y hembra (i.e. condensador cilíndrico)

introduzco una perla de ferrita (elemento inductivo)

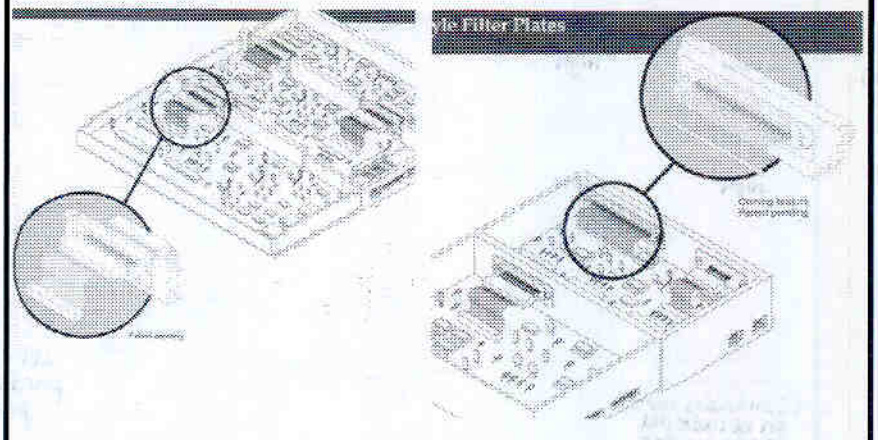
el propio conector está filtrando

al ser π : adecuado para high 2 medium

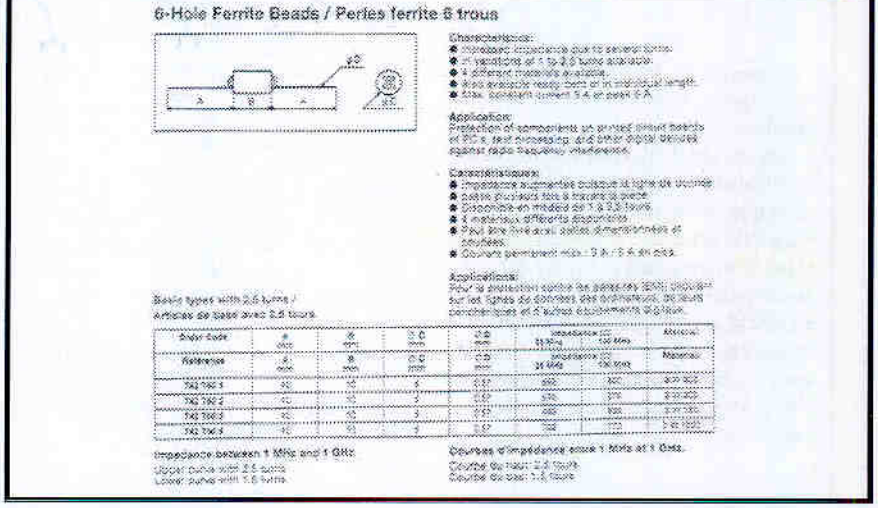



ICEM

## Filtros de entrada-salida



## Filtros de entrada-salida





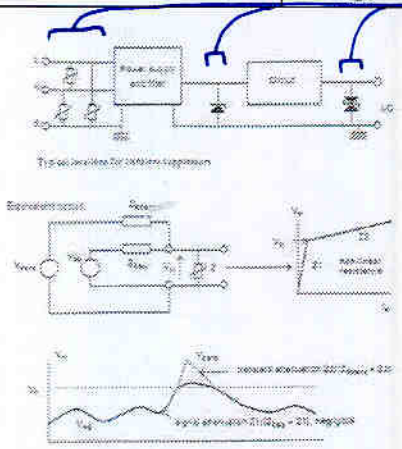

Los cables (coaxial) que unen antena con receptor (ej: en medidas de CEM) deben estar filtrados para evitar corrientes de modo común en el conductor exterior.

## Filtrado software

- Perturbaciones transitorias. Inmunidad del sistema
- Combinación de métodos de control hard/soft
- Clasificación:
  1. Errores de flujo del programa (watch dog)
  2. Errores en la I/O
  3. Errores en la memoria

## Supresores de transitorios

- Alimentación AC-DC y líneas de señal
- Dispositivos no lineales instalados en paralelo
- Para las señal útil representan una alta impedancia determinada por su auto-capacidad y fugas
- Cuando la tensión supera su tensión de ruptura su impedancia es baja derivando la corriente del transitorio
- Debe dimensionarse para soportar la tensión nominal (x 1,6-1,8) del circuito y para absorber la energía del transitorio
- Muy importante es su tiempo de respuesta





Unen en paralelo los cables de entrada con tierra.

Presentan alta impedancia en condiciones normales (c.a.)

Cuando hay altas tensiones (> $V_{ruptura}$) (transitorios) la impedancia baja drásticamente, cortocircuitando así los transitorios

· Debe ser capaz de absorver la energía del transitorio
· Es importante el tiempo de respuesta

## Supresores de transitorios

***Supresores de transitorios más usuales***

- Descargador abierto (explosor) → funciona como un rayo en miniatura (tensión grande supera el campo de ruptura del aire, el cual se convierte en plasma y es conductor)
- Descargador de contorneo deslizante (dieléctrico fijo) ← Dos chapas de conductor separadas por pastillas de dieléctrico que se volatiliza ante tensiones grandes, uniendo así las chapas. Misma características que los otros descargadores, pero hay que cambiarlo tras cada uso
- Descargador de gas → utiliza gas noble en lugar de aire (por tanto tensión de ruptura controlables)
- Varistor de ZnO
- Diodo supresor de silicio

semicond.

- Diodos zener (regulador, no supresor) (jamás serán suficientemente rápidos para actuar como supresores)



ventajas
· soporta altas corrientes

problemas
· es lento
· tensión de descarga poco controlable (depende de presión, temp, humedad)

muy recomendable para descarga electrostática (ya que su tiempo de respuesta está en concordancia con el tiempo de subida de la descarga)

No soporta grandes corrientes como rayos (como es propio de un semiconductor)

Los descargadores están indicados ante descargas atmosféricas

- La inductancia del cable de conexión de los supresores de transitorios limita la velocidad de respuesta (interesan conexiones cortas)
- Evitar caminos indirectos

ICEM

## Supresores de transitorios

***Disposición de los supresores de transitorios***

- Conexión corta (SMD) y directa (incluyendo el camino de retorno a tierra).
- Alta velocidad de respuesta/Inductancia.
- Evitar los caminos indirectos
- Conexión directa al circuito afectado (HF)
- Impedancia de fuente baja. Perla de ferrita.

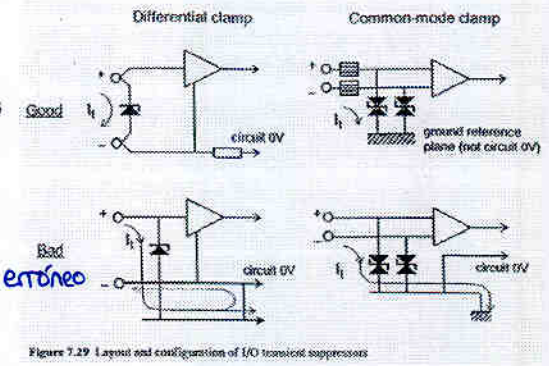



Figure 7.29 Layout and configuration of I/O transient suppressors

BIEN

MAL

erróneo



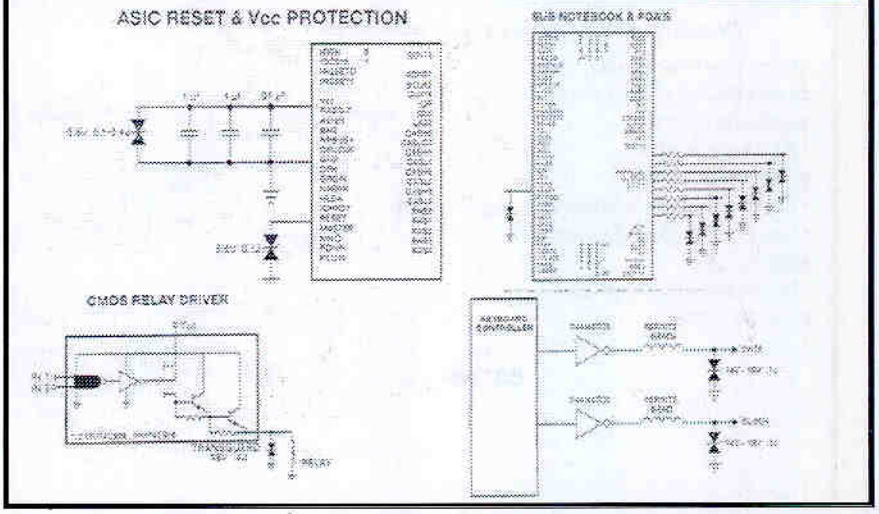
ICEM

## Supresores de transitorios

***Datos de catálogo (Transguard)***

- Curva V/I (DC)
- Degradación con la repetición de los pulsos
- Curva V/I (AC)
- Aplicaciones:
  - Reset y Vcc
  - Relés
  - Puertos I/O
  - Teclado
- Tiempo de respuesta < 1ns

## Supresores de transitorios





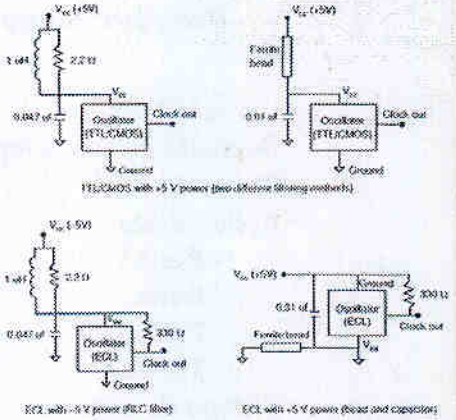

## Filtro de alimentación para circuitos de reloj

- Reduce el ruido de fuente de alimentación
- Hasta 20 dB por encima de 20 MHz

$$f_{20dB} = \frac{3{,}2}{\sqrt{LC}}$$

- Situarlo lo más cerca posible del pin de alimentación del circuito de reloj para minimizar el bucle de corriente
- SMD mejor que componentes discretos
- La resistencia evita la resonancia

$$R = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \Omega$$



montaje superficial →



Circuitos osciladores: con filtros adicionales de la tensión de alimentación para evitar que el ruido de fuente afecte al oscilador (los cuales son muy sensibles)