
Nociones teóricas de Compatibilidad Electromagnética

FRANCISCO LUIS MESA LEDESMA

Copyright ©2000 by Francisco L. Mesa Ledesma; esta información puede ser copiada, distribuida y/o modificada bajo ciertas condiciones, pero viene SIN NINGUNA GARANTÍA; ver la *Design Science License* para más detalles.

DESIGN SCIENCE LICENSE

TERMS AND CONDITIONS FOR COPYING, DISTRIBUTION AND MODIFICATION

Copyright ©1999-2001 Michael Stutz <stutz@dsl.org> Verbatim copying of this document is permitted, in any medium.

0. PREAMBLE.

Copyright law gives certain exclusive rights to the author of a work, including the rights to copy, modify and distribute the work (the reproductive, adaptative, and "distribution rights").

The idea of "copyleft" is to willfully revoke the exclusivity of those rights under certain terms and conditions, so that anyone can copy and distribute the work or properly attributed derivative works, while all copies remain under the same terms and conditions as the original.

The intent of this license is to be a general "copyleft" that can be applied to any kind of work that has protection under copyright. This license states those certain conditions under which a work published under its terms may be copied, distributed, and modified.

Whereas "design science" is a strategy for the development of artifacts as a way to reform the environment (not people) and subsequently improve the universal standard of living, this Design Science License was written and deployed as a strategy for promoting the progress of science and art through reform of the environment.

1. DEFINITIONS.

"License" shall mean this Design Science License. The License applies to any work which contains a notice placed by the work's copyright holder stating that it is published under the terms of this Design Science License.

"Work" shall mean such an aforementioned work. The License also applies to the output of the Work, only if said output constitutes a "derivative work" of the licensed Work as defined by copyright law.

"Object Form" shall mean an executable or performable form of the Work, being an embodiment of the Work in some tangible medium.

"Source Data" shall mean the origin of the Object Form, being the entire, machine-readable, preferred form of the Work for copying and for human modification (usually the language, encoding or format in which composed or recorded by the Author); plus any accompanying files, scripts or other data necessary for installation, configuration or compilation of the Work.

(Examples of "Source Data" include, but are not limited to, the following: if the Work is an image file composed and edited in PNG format, then the original PNG source file is the Source Data; if the Work is an MPEG 1.0 layer 3 digital audio recording made from a WAV format audio file recording of an analog source, then the original WAV file is the Source Data; if the Work was composed as an unformatted plaintext file, then that file is the Source Data; if the Work was composed in LaTeX, the LaTeX file(s) and any image files and/or custom macros necessary for compilation constitute the Source Data.)

"Author" shall mean the copyright holder(s) of the Work.

The individual licensees are referred to as you.

2. RIGHTS AND COPYRIGHT.

The Work is copyrighted by the Author. All rights to the Work are reserved by the Author, except as specifically described below. This License describes the terms and conditions under which the Author permits you to copy, distribute and modify copies of the Work.

In addition, you may refer to the Work, talk about it, and (as dictated by "fair use") quote from it, just as you would any copyrighted material under copyright law.

Your right to operate, perform, read or otherwise interpret and/or execute the Work is unrestricted; however, you do so at your own risk, because the Work comes WITHOUT ANY WARRANTY – see Section 7 ("NO WARRANTY") below.

3. COPYING AND DISTRIBUTION.

Permission is granted to distribute, publish or otherwise present verbatim copies of the entire Source Data of the Work, in any medium, provided that full copyright notice and disclaimer of warranty, where applicable, is conspicuously published on all copies, and a copy of this License is distributed along with the Work.

Permission is granted to distribute, publish or otherwise present copies of the Object Form of the Work, in any medium, under the terms for distribution of Source Data above and also provided that one of the following additional conditions are met:

(a) The Source Data is included in the same distribution, distributed under the terms of this License; or

(b) A written offer is included with the distribution, valid for at least three years or for as long as the distribution is in print (whichever is longer), with a publicly-accessible address (such as a URL on the Internet) where, for a charge not greater than transportation and media costs, anyone may receive a copy of the Source Data of the Work distributed according to the section above; or

(c) A third party's written offer for obtaining the Source Data at no cost, as described in paragraph (b) above, is included with the distribution. This option is valid only if you are a non-commercial party, and only if you received the Object Form of the Work along with such an offer.

You may copy and distribute the Work either gratis or for a fee, and if desired, you may offer warranty protection for the Work.

The aggregation of the Work with other works that are not based on the Work – such as but not limited to inclusion in a publication, broadcast, compilation, or other media – does not bring the other works in the scope of the License; nor does such aggregation void the terms of the License for the Work.

4. MODIFICATION.

Permission is granted to modify or sample from a copy of the Work, producing a derivative work, and to distribute the derivative work under the terms described in the section for distribution above, provided that the following terms are met:

(a) The new, derivative work is published under the terms of this License.

(b) The derivative work is given a new name, so that its name or title cannot be confused with the Work, or with a version of the Work, in any way.

(c) Appropriate authorship credit is given: for the differences between the Work and the new derivative work, authorship is attributed to you, while the material sampled or used from the Work remains attributed to the original Author; appropriate notice must be included with the new work indicating the nature and the dates of any modifications of the Work made by you.

5. NO RESTRICTIONS.

You may not impose any further restrictions on the Work or any of its derivative works beyond those restrictions described in this License.

6. ACCEPTANCE.

Copying, distributing or modifying the Work (including but not limited to sampling from the Work in a new work) indicates acceptance of these terms. If you do not follow the terms of this License, any rights granted to you by the License are null and void. The copying, distribution or modification of the Work outside of the terms described in this License is expressly prohibited by law.

If for any reason, conditions are imposed on you that forbid you to fulfill the conditions of this License, you may not copy, distribute or modify the Work at all.

If any part of this License is found to be in conflict with the law, that part shall be interpreted in its broadest meaning consistent with the law, and no other parts of the License shall be affected.

7. NO WARRANTY.

THE WORK IS PROVIDED AS IS, AND COMES WITH ABSOLUTELY NO WARRANTY, EXPRESS OR IMPLIED, TO THE EXTENT PERMITTED BY APPLICABLE LAW, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE.

8. DISCLAIMER OF LIABILITY.

IN NO EVENT SHALL THE AUTHOR OR CONTRIBUTORS BE LIABLE FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF SUBSTITUTE GOODS OR SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS INTERRUPTION) HOWEVER CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT, STRICT LIABILITY, OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY WAY OUT OF THE USE OF THIS WORK, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.

END OF TERMS AND CONDITIONS

Índice general

1. Introducción	6
1.1. Conceptos y definiciones	7
1.2. Notas históricas y ejemplos	7
1.3. Esquema de CEM	9
1.4. Tipos de Interferencia	11
1.5. Espectro de frecuencias	11
1.6. Panorámica de la CEM	12
2. Fuentes de Interferencia Electromagnética	13
2.1. Imperfecciones en componentes pasivos	13
2.1.1. Resistencia	14
2.1.2. Condensadores	14
2.1.3. Bobinas	15
2.1.4. Transformadores	16
2.1.5. Conductores	17
2.1.6. Cables	17
2.2. Emisiones electromagnéticas	24
2.3. Transitorios y Conmutaciones en Circuitos	27
3. Acoplamiento de Interferencias	29
3.1. Acoplamientos por conducción (impedancia común). Bucles de masa	30

3.2. Acoplamiento capacitivo o eléctrico	31
3.3. Acoplamiento inductivo o magnético	34
3.4. Acoplamiento electromagnético o por radiación electromagnética . .	35
4. Soluciones a las Interferencias Electromagnéticas	37
4.1. Blindajes o Pantallas	37
4.1.1. Efectividad de los blindajes	40
4.1.2. Efecto de las aperturas en los blindajes	43
4.1.3. Blindaje para cables apantallados	45
4.2. Masas y Tierras	46
4.2.1. Definiciones	46
4.2.2. Masa en señales de alta y baja frecuencia	48
4.2.3. Conexión a masa de los cables blindados	50
4.3. Aislamiento	51
4.3.1. Transformadores de aislamiento	51
4.3.2. Optoacopladores	52
4.4. Filtrado	53
4.4.1. Características de los filtros	53
4.4.2. Tipos de filtro elementales	55
5. Aplicación a un sistema informático	58
5.1. Red de Alimentación	58
5.2. Conexiones Entrada/Salida	60
A. Obtención de la matriz de transferencia para un par de conductores	63
. Bibliografía	65

Prefacio

La presente colección de notas sobre Compatibilidad Electromagnética pretende ser una ayuda al estudiante en la asignatura cuatrimestral *Compatibilidad Electromagnética* de Ingeniería Técnica Industrial (especialidad Electrónica) de la Escuela Universitaria Politécnica de la Universidad de Sevilla. Aunque estas notas han sido inspiradas por diversas fuentes, cualquier defecto o error sólo es atribuible al autor de estos apuntes. Es importante resaltar que estas notas no pueden ni deben sustituir a otros textos más elaborados sobre la materia.

El propósito principal de la materia aquí presentada es dotar al alumno de algunos de los fundamentos físicos elementales en los que se basa el amplio abanico de temas acogidos bajo la denominación genérica de Compatibilidad Electromagnética. Aquellas nociones de Electromagnetismo y Teoría de circuitos que sean necesarias para la comprensión de los anteriores fundamentos físicos serán brevemente descritas en los apartados correspondientes, aunque frecuentemente esta descripción debería complementarse con la consulta de textos específicos.

FRANCISCO L. MESA LEDESMA
Sevilla, septiembre de 2000

Tema 1

Introducción

Es un hecho conocido que actualmente vivimos inmersos en un ambiente electromagnético provocado tanto por la radiación voluntariamente emitida por diversos equipos como emisoras de radio, televisiones, radares, etc, como por la radiación no intencionada de otros equipos (máquinas eléctricas, computadores, líneas de alimentación...). Todas estas radiaciones provocan un acoplamiento de energía con cualquier sistema susceptible de captarlas, pudiendo provocar fallos en el normal funcionamiento de éste. Es, por tanto, primordial estudiar en primer lugar cuales son las fuentes de las posibles interferencias electromagnéticas (IEM) junto con los mecanismos de acoplamiento de éstas para poder posteriormente encontrar las mejores soluciones a los problemas derivados de la transferencia de energía electromagnética indeseada.

Dada la amplitud del estudio anteriormente planteado, su realización requiere un conocimiento mínimo de las leyes del Electromagnetismo (desde la Electrostática y Magnetostática hasta las leyes que rigen la propagación de ondas, tanto en el espacio libre como guiadas) y un conocimiento más amplio de sus aplicaciones simplificadas en los modelos de circuitos. Desde este punto de vista, la presente materia puede verse como una aplicación muy extendida de todos los conceptos involucrados que se han estudiado anteriormente. Es importante también destacar que en esta asignatura se mostrarán los *problemas reales* que presentan los equipos debido a que en su diseño se han usado *modelos* teóricos simplificados. Por consiguiente, llevaremos a cabo una *aproximación realista* a los fenómenos electromagnéticos tal como se usan en la tecnología actual.

1.1. Conceptos y definiciones

Se conoce con el nombre de **perturbación electromagnética** a cualquier fenómeno que pueda degradar el funcionamiento de un dispositivo, equipo o sistema. La naturaleza de esta perturbación electromagnética puede ser la de un ruido electromagnético, una señal indeseada o un cambio en el propio medio de propagación.

Una **interferencia electromagnética** (IEM) es la degradación en el funcionamiento de un dispositivo, equipo o sistema causado por una perturbación electromagnética. Aunque en la literatura sobre el tema se usan a veces indistintamente la denominación de interferencia electromagnética y de ruido electromagnético, aquí se reservará la denominación de ruido al ruido térmico, blanco, etc...

La **compatibilidad electromagnética** (CEM) es la aptitud de un dispositivo, equipo o sistema para funcionar satisfactoriamente en su ambiente electromagnético, sin introducir perturbaciones intolerables en ese ambiente o en otros dispositivos/equipos/sistemas y soportar las producidas por otros dispositivos/equipos/sistemas. Usualmente, la compatibilidad electromagnética está regulada por normas que rigen cuáles son los requisitos que deben cumplir los equipos. También se agrupa bajo el título de **compatibilidad electromagnética** al estudio de la problemática general de la generación, propagación, influencia sobre otros dispositivos/equipos/sistemas y medidas de corrección de interferencias electromagnéticas.

El término **susceptibilidad electromagnética** (SEM) y su opuesto **inmunidad electromagnética** se emplean para indicar la mayor o menor propensión de un dispositivo/equipo/sistema a ser afectado por las interferencias electromagnéticas, en otras palabras, el nivel de susceptibilidad de un equipo es la propiedad que tiene éste para funcionar correctamente en un ambiente de interferencia.

1.2. Notas históricas y ejemplos

Puede afirmarse que las interferencias procedentes del ambiente electromagnético empezaron a tomarse en consideración a partir de la segunda década del siglo XX, con la expansión de las emisiones de radio y su consiguiente interferencia mutua. No obstante, no fue hasta la Segunda Guerra Mundial cuando creció considerablemente el interés por controlar y regular las interferencias de radio, dando lugar a una serie de normativas que fueron la base para posteriores regulaciones civiles, aunque en un primer momento éstas iban más dirigidas a estandarizar los métodos de medidas de las interferencias emitidas por la radio, televisión, líneas

de distribución de potencia eléctrica, electrodomésticos, vehículos de motor e instrumentos médicos, científicos o industriales. Dado el avance espectacular llevado a cabo en los últimos veinticinco años en el campo de los computadores digitales y en las tecnologías de la información, instrumentación, telecomunicaciones y de semiconductores, provocando el uso extendido de la energía electromagnética como base de funcionamiento y transmisión de información, el estudio de la CEM se ha convertido en un asunto de máxima relevancia. Ello es debido en parte a que los recientes equipos electrónicos basados en semiconductores presentan un alta susceptibilidad electromagnética ya que cada vez trabajan con niveles de potencia más bajos y su densidad de integración va creciendo.

Por otra parte, debe considerarse el importante problema técnico y comercial que surge cuando las interferencias electromagnéticas perturban cualquier equipo electrónico, incapacitándolo para su normal funcionamiento y con riesgo para la seguridad de instalaciones y personas en caso de fallos graves. El problema técnico surge porque una vez que se ha completado el diseño del equipo resulta muy difícil protegerlo contra las interferencias (o evitar que las produzca). El problema comercial se plantea porque las protecciones *a posteriori* son muy costosas, incrementado el precio final del producto y creando una mala imagen debido a los fallos y falta de fiabilidad. Como ilustración de esto último, puede considerarse el ejemplo de las alarmas electrónicas que, debido a un no conveniente diseño de partida, sonaban de forma aleatoria a causa de las interferencias electromagnéticas. La proliferación de irregularidades en el funcionamiento de este equipo generó una incredulidad extendida que dañó considerablemente la imagen del producto.

Otros ejemplos donde se ha puesto de manifiesto la necesidad de la CEM son

- **Líneas de distribución de potencia eléctrica.** Estas líneas pueden captar interferencias de rayos y tormentas así como transportar transitorios debidos a conmutaciones que pueden afectar seriamente la operación de computadores y otros equipos.
- **Conmutaciones y relés.** Las descargas eléctricas asociadas con las aperturas y cierres de relés son una causa importante de IEM.
- **Equipos de telefonía.** Estos equipos son susceptibles a las interferencias producidas por estaciones de radio y televisión, radares, plantas industriales, etc.
- **Radioastronomía.** Dado el nivel tan bajo de la señal que se intenta captar, los equipos usados en Radioastronomía son susceptibles a los pulsos de los relojes digitales de los dispositivos, fuentes de alimentación, radio, televisión...

- **Efectos biológicos.** Especialmente con respecto a la incidencia que puede tener sobre el cuerpo humano la exposición a campos electromagnéticos.
- **Navegación aérea.** En múltiples casos se han detectado errores en los equipos de navegación debido al uso de aparatos electrónicos convencionales (ordenadores portátiles, teléfonos móviles, videoconsolas, etc)
- **Equipos militares.** Especialmente en misiles y sistemas guiados, la CEM ocupa un lugar fundamental. También se han aportado datos sobre fallos en vehículos espaciales debido a problemas de CEM.
- **Seguridad en las comunicaciones.** Las posibles emisiones electromagnéticas no intencionadas en los equipos diseñados a tal fin ponen en evidente peligro la seguridad.

1.3. Esquema de CEM

Para facilitar el estudio de la CEM, el análisis de cualquier problema se divide (ver Fig. 1.1) en las siguientes partes:

- Origen, fuente o generador de las interferencias.
- Medios de propagación o caminos de acoplamiento de las interferencias.
- Receptores afectados por las interferencias.



FIGURA 1.1: Partes principales de todo fenómeno de interferencia electromagnética.

Por tanto, para que las IEM constituyan un problema debe existir al mismo tiempo un generador de perturbaciones, un receptor afectado por ellas y un camino de acoplo. Los medios por las cuales se pueden acoplar las interferencias son

- por conducción y por impedancia común
- por radiación electromagnética, magnética (acoplamiento inductivo) o eléctrica (acoplamiento capacitivo).

Una posible clasificación de los emisores y receptores de EMI se muestra en la Fig. 1.2.

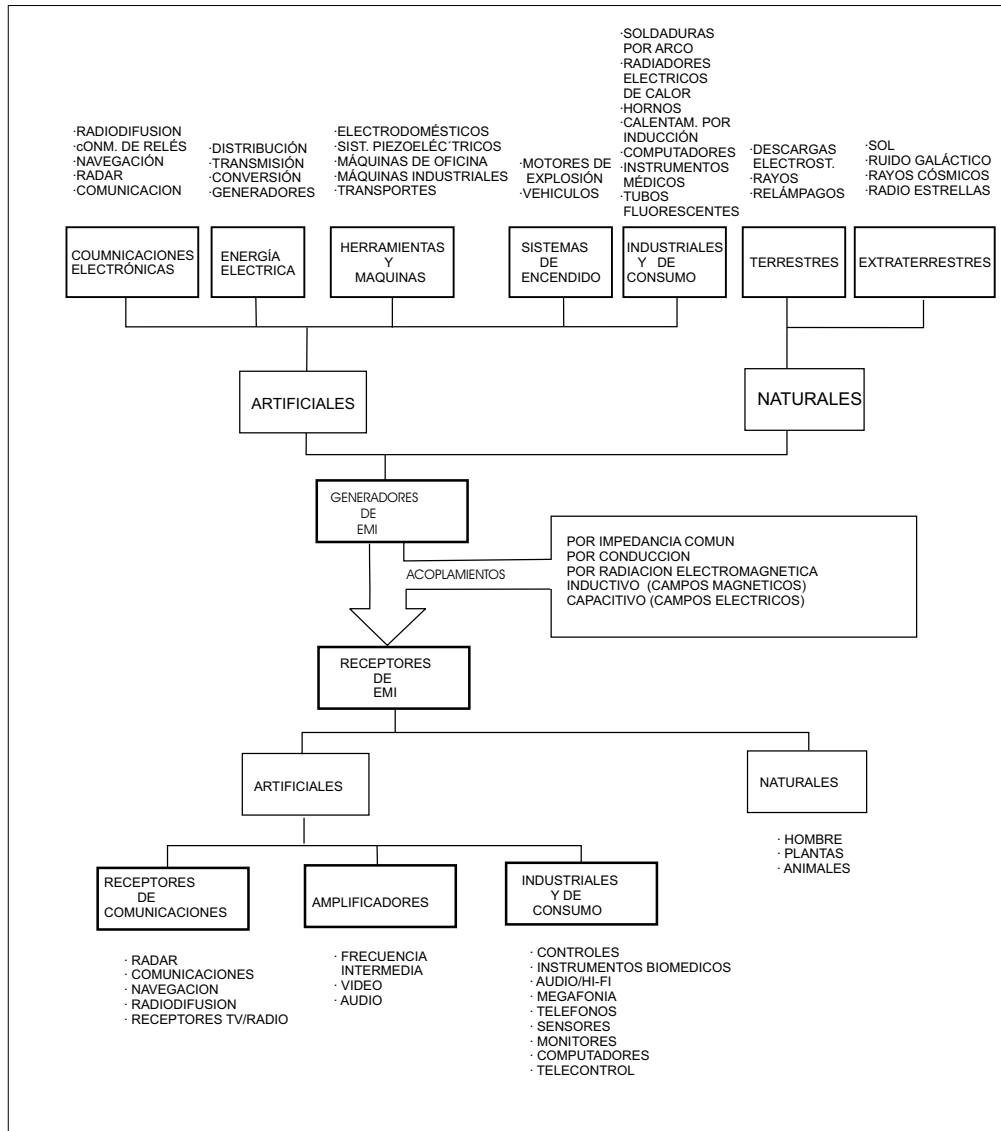


FIGURA 1.2: Diagrama general de generadores y receptores de IEM.

Siguiendo el esquema mostrado en la Fig. 1.1, las posibles soluciones de las IEM son

- eliminarlas en la fuente
- insensibilizar al receptor, o

- disminuir la energía transmitida a través del canal de acoplamiento.

1.4. Tipos de Interferencia

En función de los diferentes caminos de acoplamiento, se puede realizar la siguiente clasificación de las interferencias:

- **Interferencias conducidas:** cuando el medio de propagación es un conductor eléctrico que une la fuente de interferencias con el receptor (cables de alimentación o señal, pantallas o chasis metálicos, etc).
- **Interferencias radiadas:** cuando la propagación se realiza mediante el campo electromagnético de radiación, esto es, cuando:

$$\text{distancia de propagación} > \text{longitud de onda} / 2\pi.$$

- **Interferencias acopladas:** cuando la transferencia de energía se realiza básicamente a través de un campo eléctrico o magnético. Podría considerarse como un caso particular de las interferencias radiadas cuando tengamos que

$$\text{distancia de propagación} < \text{longitud de onda} / 2\pi.$$

Dentro de esta clase de interferencias acopladas se pueden distinguir los dos siguientes tipos:

- *Capacitivas:* acoplamiento a través del campo eléctrico.
- *Inductivas:* acoplamiento a través del campo magnético.

1.5. Espectro de frecuencias

Dado el espectacular incremento de las demandas del espectro de frecuencias y al hecho de que el espectro *práctico* es finito, los problemas de CEM son fundamentales en este punto. Básicamente, el crecimiento de las demandas del espectro electromagnético viene motivado por el desarrollo de las tecnologías de las comunicaciones, especialmente en lo que se refiere a los sistemas de transmisión de datos usados en la interconexión de ordenadores y al creciente uso de sistemas de comunicación personal tales como los teléfonos móviles.

En consecuencia, todas estas demandas de servicios de telecomunicaciones se traducen en una creciente necesidad de aumentar los canales de comunicación con el tiempo. Las tendencias actuales para solucionar este problema son

- **Compresión de la información:** mediante una cuidada selección de los bits de información imprescindible que elimine aquellos redundantes. Esto permitiría reducir los requerimientos de ancho de banda total para transmitir la información.
- **Nuevos esquemas de modulación,** especialmente los esquemas de modulación digital en los que la información optimizada puede ser empaquetada en un predeterminado ancho de banda.
- **Distribución eficaz de los canales** del espectro de frecuencia, que permita un menor espaciado entre distintos usuarios. Para ello, es imprescindible el uso de osciladores muy estables con muy buena relación señal/ruido.
- **Nuevos sistemas de arquitectura de comunicaciones y organización** que permitan por ejemplo la reutilización de canales de frecuencia cuando éstos no estén en uso (aplicables a la telefonía móvil).

1.6. Panorámica de la CEM

A pesar de la importancia fundamental que ha adquirido la CEM en los últimos tiempos, los métodos y soluciones de esta disciplina todavía no han alcanzado una madurez suficiente. Una posible causa de este hecho es el carácter tan multidisciplinar que conlleva esta materia, dado que requiere tanto buenos conocimientos teóricos como tecnológicos y de instrumentación y medida.

Existe por tanto una verdadera necesidad de futuras investigaciones para poder caracterizar eficazmente las interferencias, las técnicas de medida y las posibles soluciones. Es importante considerar la importancia de esta investigación ya que, como ya se ha mencionado anteriormente, la aplicación de remedios *a posteriori* son muy costosos y hasta cierto punto acientíficos. También considerarse que actualmente existe toda una sociedad internacional dentro del IEEE dedicada a estos asuntos.

Tema 2

Fuentes de Interferencia Electromagnética

Según se ha visto en el tema anterior, los orígenes de la IEM parten de la existencia de emisores o fuentes. En el cuadro de la Fig. 1.2 se clasificaron algunas de estas fuentes que a continuación se describirán con más detalle.

2.1. Imperfecciones en componentes pasivos

El origen de las interferencias en los componentes pasivos surge de su carácter no ideal puesto que un componente diseñado con unas supuestas características no sólo presenta un comportamiento distinto al de su modelo teórico sino que a veces incluso opuesto, siendo esto una causa muy importante de problemas. Como es sabido, la caracterización electromagnética de los componentes pasivos se basa en su modelo circuital. Este modelo prevé que en estos componentes existe una relación simple entre las variables circuitales tensión e intensidad, de modo que el proceso electromagnético a frecuencias bajas puede considerarse que sucede en un punto determinado del espacio (modelo de parámetros concentrados) o bien de forma distribuida para altas frecuencias (modelo de parámetros distribuidos). Usualmente, el carácter no ideal del modelo de parámetros concentrados para un componente pasivo se pone de manifiesto a alta frecuencia donde dicho componente puede ser modelado mediante un circuito equivalente de parámetros concentrados. Este circuito presentará un comportamiento similar al que se obtiene al medir la impedancia del componente original.

2.1.1. Resistencia

La resistencia eléctrica de un material o componente se define como la parte real del cociente (complejo) entre los fasores tensión e intensidad. Determina la parte de la energía eléctrica que se convierte en energía térmica en dicho material o componente.

Cuando se incorpora el hecho de que este componente presentará también fenómenos capacitivos e inductivos, el modelo habitual para una resistencia de valor R se muestra en la Fig. 2.1, en la que los valores de la capacidad varían entre $0,1 \sim 0,8$ pF y los de la inductancia desde $15 \sim 700$ nH.

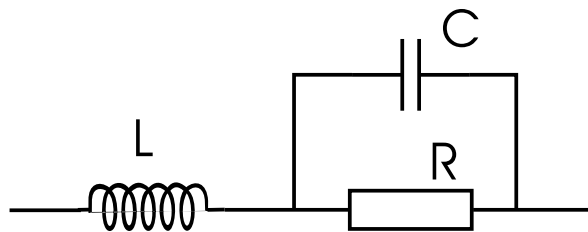


FIGURA 2.1: Modelo equivalente para una resistencia de composición de carbón.

El valor de la impedancia de este elemento viene dado por

$$Z = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + j\omega \frac{L - R^2 C + \omega^2 R^2 C^2 L}{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad (2.1)$$

donde puede observarse que la resistencia del mismo (su parte real) no sólo no coincide con el valor R sino que presenta una dependencia en frecuencia, de tal modo que disminuye su valor a medida que aumenta la frecuencia.

2.1.2. Condensadores

El modelo habitual para representar el comportamiento en alta frecuencia de un condensador de capacidad C se muestra en la Fig. 2.2, donde R_s representa la resistencia de los terminales y los contactos, R_p la resistencia de fugas del dieléctrico y L la inductancia de los terminales y placas del condensador. En el caso habitual en que $R_p \gg R_s$, la impedancia del modelo anterior viene dada por

$$Z \approx R_s - j \frac{1 - \omega^2 LC}{\omega C}$$

donde puede verse la existencia de una frecuencia de resonancia para $\omega = 1/\sqrt{LC}$ que marca además dos zonas distintas de comportamiento: para frecuencias me-

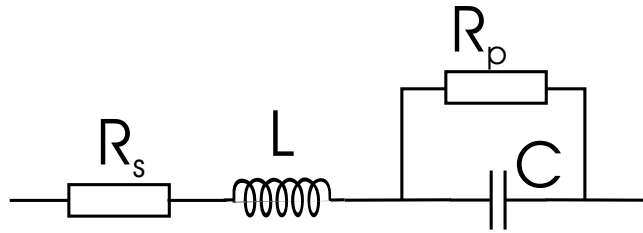


FIGURA 2.2: Modelo equivalente de un condensador.

nores que la de resonancia, el modelo predice un comportamiento *capacitivo* y para frecuencias superiores, un comportamiento *inductivo*.

2.1.3. Bobinas

La inductancia de un circuito es la relación entre la fuerza electromotriz inducida en él por una corriente variable y el ritmo de variación de dicha corriente. Los elementos diseñados para que presenten primordialmente un comportamiento inductivo consisten en un conductor arrollado de tal forma que se incremente el flujo magnético que atraviesa el elemento. Evidentemente, este arrollamiento presentará también una resistencia y un efecto capacitivo debido a la inducción electrostática mutua de los conductores que forman el arrollamiento. Los modelos que representan el comportamiento de una bobina real se muestran en la Fig. 2.3, donde R_h y R_g

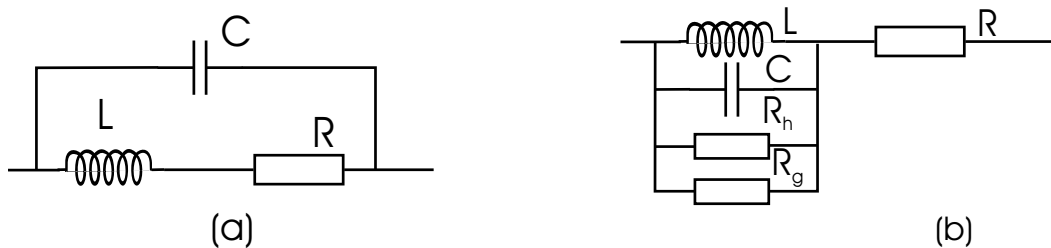


FIGURA 2.3: Modelos equivalentes para una bobina con: (a) núcleo de aire y (b) núcleo magnético.

en la Fig. 2.3(b) dan cuenta de las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corriente de Foucault en el núcleo magnético. Para el modelo de la Fig. 2.3(a), el valor de la impedancia puede escribirse para valores pequeños de R y C como

$$Z \approx \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2} + j\omega \frac{L}{1 - \omega^2 LC}, \quad (2.2)$$

donde puede observarse la presencia de una frecuencia de resonancia y que este elemento presenta un carácter capacitivo para frecuencias mayores que la de reso-

nancia. Análogas conclusiones se obtendrían con el modelo de la Fig. 2.3(b).

2.1.4. Transformadores

Un transformador consiste en dos bobinados acoplados inductivamente. De todos los elementos pasivos, éste es el que presenta mayores repercusiones negativas. Tanto el modelo ideal como el circuito equivalente de un transformador se muestran en la Fig. 2.4. Para el caso ideal representado en la Fig. 2.4(a), la relación entre

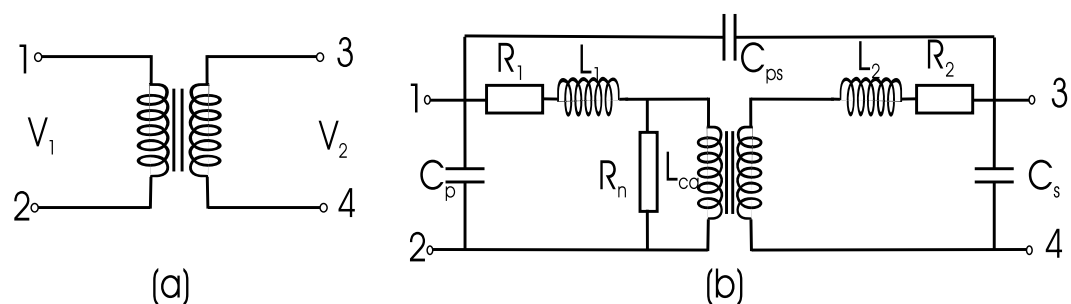


FIGURA 2.4: (a) Símbolo para un transformador ideal; (b) Circuito equivalente para un transformador real.

las tensiones de ambos bobinados viene dada por

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1}.$$

En la Fig. 2.4(b), C_p y C_s representan las capacidades respectivas del primario y del secundario; C_{ps} la capacidad entre primario y secundario; R_1 es la resistencia del primario y R_2 del secundario; L_1 y L_2 son las inductancias de dispersión del primario y del secundario; R_n es la resistencia de pérdidas del núcleo y L_{ca} es la inductancia del primario en circuito abierto.

Los efectos no ideales que genera el transformador son, entre otros,

- Transitorios de conexión y desconexión.
- Calentamiento de los enrollamientos con la consiguiente aparición de gradientes de temperatura que pueden afectar otros componentes.
- Flujo magnético no abarcado por el núcleo (representado por L_1 y L_2) y que es susceptible de interferir con otros circuitos.
- Acoplo entre primario y secundario a través de C_{ps} de tensiones en modo común.

2.1.5. Conductores

Los conductores son los componentes de interconexión metálicos entre los distintos elementos del circuito. Junto con los contactos son los elementos más abundantes en un circuito electrónico. Idealmente, estos conductores presentan una impedancia nula pero en la práctica presentan tanto una resistencia como una reactancia.

Para corriente continua y debido a la presencia de cierta conductividad, σ , en el metal, el conductor presenta una resistencia dada por

$$R_{cc} = \frac{l}{\sigma S}, \quad (2.3)$$

donde l es la longitud del conductor y S su sección. Para corrientes alternas y debido al efecto pelicular, la resistencia aumenta (dado que disminuye la sección efectiva de conducción) y además aparece una inductancia que, aunque suele despreciarse, puede llegar a tener una reactancia inductiva incluso superior al valor de la resistencia a bajas frecuencias (ver expresión 4.12).

2.1.6. Cables

Denomina al conjunto de conductores que interconectan subsistemas o sistemas complejos. Los cables presentan, por tanto, las propiedades de efecto pelicular e inductancia de los conductores que los forman, pero además se deben considerar fenómenos relacionados con el aislamiento entre conductores y los efectos de diafonía, es decir, el comportamiento como línea de transmisión.

Con respecto al aislamiento, éste se usa para evitar cortocircuitos y asegurar un comportamiento correcto cuando se agrupan varios conductores en un haz. Las propiedades del material de aislamiento deben ser por tanto las de un buen aislante.

Línea de transmisión

En cuanto al efecto de **línea de transmisión**, éste surge porque a altas frecuencias, esto es, cuando

$$\frac{c}{f} \sim \text{distancias involucradas en el cable},$$

el sistema de conductores puede verse como un sistema de guía para el campo electromagnético que existe entre ellos. En este caso, el campo viaja por el exterior de

los conductores debido al efecto pelicular y, por consiguiente, entre los conductores se producen efectos capacitivos e inductivos distribuidos a lo largo de todo el cable. El circuito equivalente del cable implica entonces un sistema de resistencias, condensadores y bobinas *por unidad de longitud*. Para el caso simplificado de un cable con dos conductores, su modelo se muestra en la Fig. 2.5. Aplicando las leyes de

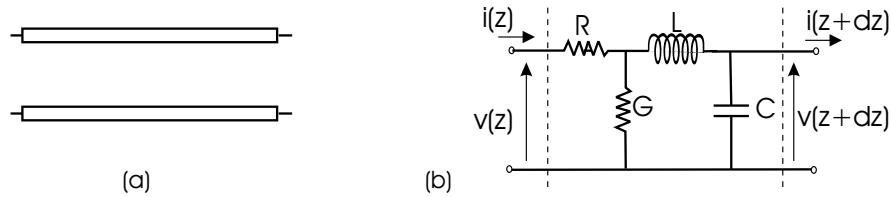


FIGURA 2.5: Circuito equivalente para un sistema de dos conductores.

Kirchhoff para tensiones e intensidades, se obtiene el siguiente par de ecuaciones acopladas para las magnitudes tensión, $v(z, t)$, e intensidad, $i(z, t)$:

$$\begin{aligned} Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} &= - \frac{\partial v}{\partial z} \\ Gv + C \frac{\partial v}{\partial t} &= - \frac{\partial i}{\partial z}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

En el caso particular de que tanto R como G sean despreciables obtendremos la siguiente ecuación de ondas para ambas magnitudes:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \begin{Bmatrix} v(z, t) \\ i(z, t) \end{Bmatrix} = 0. \quad (2.5)$$

Esta ecuación predice que, en régimen armónico a la frecuencia ω , las magnitudes fasoriales $V(z)$ e $I(z)$ pueden escribirse como

$$V(z) = V_+ e^{-j\beta z} + V_- e^{j\beta z} \quad (2.6)$$

$$I(z) = \frac{\beta}{\omega L} (V_+ e^{-j\beta z} - V_- e^{j\beta z}) \quad (2.7)$$

con

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (2.8)$$

y

$$Z_0 = \frac{\omega L}{\beta} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.9)$$

Las ecuaciones anteriores ponen de manifiesto que la solución general en la línea de transmisión es la combinación de una onda viajando hacia la derecha y otra hacia la izquierda fruto de las posibles reflexiones tanto en la carga como en la fuente.

Diafonía

Además del anterior efecto de múltiples reflexiones en la línea de transmisión, cuando ésta tiene más de dos conductores se da también un fenómeno de acoplamiento de energía entre ellos. Este efecto, denominado **diafonía**, provoca que las tensiones o intensidades con las que se excita cualquiera de los conductores del sistema multiconductor afecte al comportamiento de los demás (esto es, existe un acoplamiento de energía electromagnética entre ellos) debido a la existencia de capacidades e inductancias mutuas. Para analizar este efecto, se considerará una línea de $n + 1$ conductores sin pérdidas (uno es considerado el conductor de retorno o masa común) en un medio homogéneo cuyo modelo se muestra en la Fig. 2.6. En

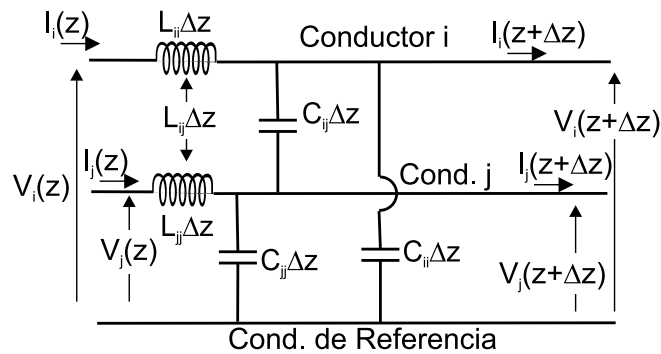


FIGURA 2.6: Representación del circuito equivalente de un sistema multiconductor sin pérdidas inmerso en un medio homogéneo.

este caso, las ecuaciones de la línea de transmisión en forma fasorial para los vectores

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1(z) \\ V_2(z) \\ \vdots \\ V_n(z) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1(z) \\ I_2(z) \\ \vdots \\ I_n(z) \end{bmatrix}$$

pueden expresarse como

$$\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial z} = -j\omega[\mathbf{L}]\mathbf{I} \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial \mathbf{I}}{\partial z} = -j\omega[\mathbf{C}]\mathbf{V} \quad (2.11)$$

donde $[\mathbf{C}]$ y $[\mathbf{L}]$ representan respectivamente las matrices capacidad e inductancia por unidad de longitud del sistema multiconductor.

Para encontrar el acoplamiento entre conductores cuando alguno de ellos es

excitado, se partirá de la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(l) \\ \mathbf{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l)[\mathbf{1}] & -j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{L}] \\ -j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{C}] & \cos(\beta l)[\mathbf{1}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

(siendo $[\mathbf{1}]$ la matriz unidad (2×2)), que se forma combinando las soluciones de las ecuaciones (2.10) y (2.11), esto es, a partir de expresiones similares a (2.6) y (2.7) pero expresadas ahora en forma vectorial —en el Apéndice se muestra la obtención de esta ecuación para un par de conductores. Al invertir la expresión (2.12) obtenemos

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l)[\mathbf{1}] & j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{L}] \\ j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{C}] & \cos(\beta l)[\mathbf{1}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(l) \\ \mathbf{I}(l) \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Si se considera ahora que una fuente de voltaje V_{i0} e impedancia interna R_{i0} se conecta a una línea genérica i en $z = 0$ y además esta misma línea es terminada con una impedancia R_{il} en $z = l$, se obtendrán las siguientes relaciones:

$$V_i(0) = V_{i0} - R_{i0}I_i(0) \quad (2.14)$$

$$V_i(l) = R_{il}I_i(l) \quad (2.15)$$

$$i = 1, \dots, N,$$

que expresadas en forma matricial pueden escribirse como

$$\mathbf{V}(0) = \mathbf{V}_0 - [\mathbf{R}_0]\mathbf{I}(0) \quad (2.16)$$

$$\mathbf{V}(l) = [\mathbf{R}_l]\mathbf{I}(l), \quad (2.17)$$

donde $[\mathbf{R}_a]$ representa una matriz diagonal cuyos elementos son las respectivas R_{ai} . Sustituyendo en (2.16) los valores de $\mathbf{V}(0)$ e $\mathbf{I}(0)$ de (2.13) obtenemos

$$\cos \beta l \mathbf{V}(l) + j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{L}]\mathbf{I}(l) = \mathbf{V}_0 - j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{R}_0][\mathbf{C}]\mathbf{V}(l) - \cos \beta l [\mathbf{R}_0]\mathbf{I}(l). \quad (2.18)$$

Al introducir ahora el valor de $\mathbf{V}(l)$ dado por la expresión (2.17) llegamos a que

$$\cos \beta l [\mathbf{R}_l]\mathbf{I}(l) + j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{L}]\mathbf{I}(l) = \mathbf{V}_0 - j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta} [\mathbf{R}_0][\mathbf{C}][\mathbf{R}_l]\mathbf{I}(l) - \cos \beta l [\mathbf{R}_0]\mathbf{I}(l) \quad (2.19)$$

y reagrupando términos

$$\left\{ \cos \beta l ([\mathbf{R}_l] + [\mathbf{R}_0]) + j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta l} ([\mathbf{R}_0][\mathbf{C}][\mathbf{R}_l]l + [\mathbf{L}]l) \right\} \mathbf{I}(l) = \mathbf{V}_0, \quad (2.20)$$

que puede reescribirse como

$$\left\{ \cos \beta l [\mathbf{U}] + j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta l} [\boldsymbol{\tau}] \right\} \mathbf{I}(l) = ([\mathbf{R}_l] + [\mathbf{R}_0])^{-1} \mathbf{V}_0, \quad (2.21)$$

siendo la matriz

$$[\boldsymbol{\tau}] = ([\mathbf{R}_l] + [\mathbf{R}_0])^{-1} ([\mathbf{R}_0][\mathbf{C}][\mathbf{R}_l] + [\mathbf{L}]) l \quad (2.22)$$

la denominada *matriz de constantes de tiempo de la línea* dado que sus dimensiones son segundos. Finalmente se llega a que

$$\mathbf{I}(l) = \left(\cos \beta l + j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta l} [\boldsymbol{\tau}] \right)^{-1} ([\mathbf{R}_l] + [\mathbf{R}_0])^{-1} \mathbf{V}_0, \quad (2.23)$$

expresión que permite calcular el acoplamiento entre conductores en función de las excitaciones de cada uno de ellos.

Como aplicación de la teoría anteriormente expuesta, se considerará una línea de tres conductores como la mostrada en la Fig. 2.7.

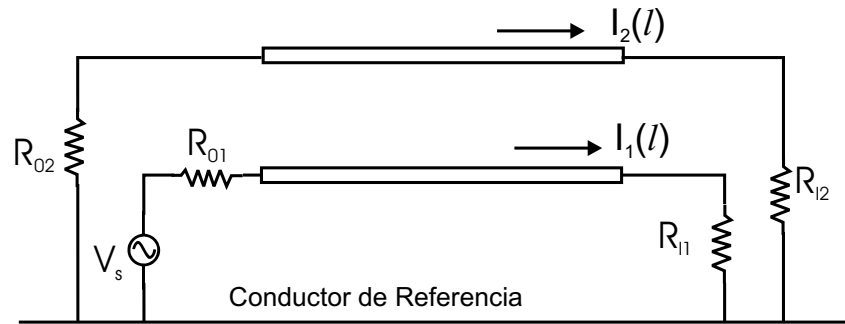


FIGURA 2.7: Línea de tres conductores con uno de ellos excitado.

Para este caso (2.23) puede escribirse como

$$\begin{bmatrix} I_1(l) \\ I_2(l) \end{bmatrix} = \left\{ \cos \beta l \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta l} \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \times \begin{bmatrix} R_{01} + R_{11} & 0 \\ 0 & R_{02} + R_{12} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{01} \\ V_{02} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

siendo

$$\begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix} = l \begin{bmatrix} R_{01} + R_{11} & 0 \\ 0 & R_{02} + R_{12} \end{bmatrix}^{-1} \times \left\{ \begin{bmatrix} R_{01} & 0 \\ 0 & R_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.25)$$

Si tal como se muestra en la Fig. 2.7, $V_{02} = 0$ y $V_{01} = V_s$, teniendo en cuenta que

$$\begin{bmatrix} R_{01} + R_{l1} & 0 \\ 0 & R_{02} + R_{l2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{01} \\ V_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{V_s}{R_{01} + R_{l1}}, \quad (2.26)$$

obtendremos finalmente que la señal acoplada en el segundo conductor (sin que éste sea directamente excitado por ningún generador) viene dada por

$$I_2(l) = \frac{-j\omega \frac{\sin \beta l}{\beta l} \tau_{21}}{\cos^2 \beta l + j\omega \frac{\sin \beta l \cos \beta l}{\beta l} (\tau_{11} + \tau_{12}) - \omega^2 \frac{\sin^2 \beta l}{(\beta l)^2} (\tau_{11} \tau_{22} - \tau_{12} \tau_{21})} \times \frac{V_s}{R_{01} + R_{l1}}. \quad (2.27)$$

Para cables cortos, esto es $\beta l \ll 1$ (o lo que es lo mismo: $l \ll \lambda/2\pi$), la expresión anterior puede simplificarse como

$$I_2(l) = \frac{-j\omega \tau_{21}}{1 + j\omega (\tau_{11} + \tau_{12}) - \omega^2 (\tau_{11} \tau_{22} - \tau_{12} \tau_{21})} \times \frac{V_s}{R_{01} + R_{l1}}. \quad (2.28)$$

Puede comprobarse que el acoplo no sólo depende de la frecuencia y de la longitud de la línea sino que también está relacionado con la geometría del sistema de conductores y las impedancias de la carga y la fuente.

Como ejemplo de aplicación analizaremos la línea mostrada en la Fig. 2.8, esto es, dos microtiras conductoras próximas como las que aparecen en los *buses* de da-

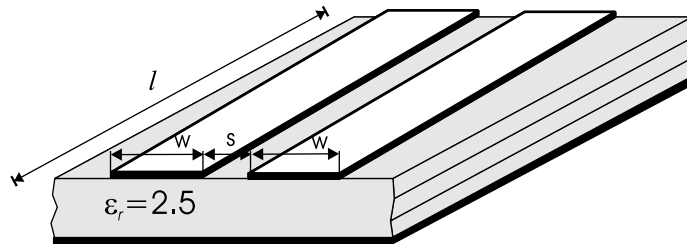


FIGURA 2.8: Doble microtira acoplada cuyas dimensiones son: $h=1$ mm.; $w=2$ mm.; $s=1$ mm.; $\epsilon_r = 2.5$.

tos de los computadores cuando la primera microtira es excitada por un potencial $V_s = 1$ mV. y las resistencias de carga y las asociadas a la fuente se han tomado de 50Ω . Un cálculo aparte de las las matrices capacidad e inducción por unidad de longitud de esta línea nos dice que

$$[\mathbf{C}] = \begin{bmatrix} 1,1185 \times 10^{-10} & -4,7313 \times 10^{-10} \\ -4,7312 \times 10^{-10} & 1,1185 \times 10^{-10} \end{bmatrix} \text{ F/m}$$

$$] [\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} 2,3556 \times 10^{-7} & 1,2841 \times 10^{-7} \\ 1,2841 \times 10^{-7} & 2,3556 \times 10^{-7} \end{bmatrix} \text{H/m},$$

La dependencia del módulo de la corriente inducida en la segunda microtira al variar la frecuencia de operación y longitud de las tiras se muestra en la Fig. 2.9.

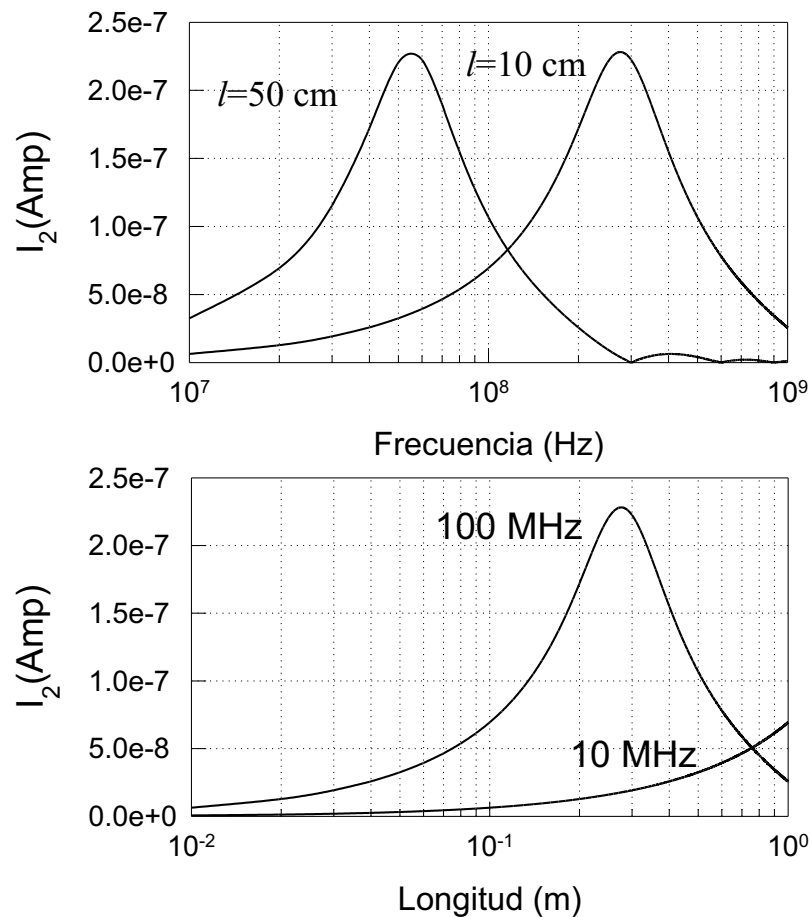


FIGURA 2.9: Dependencia del módulo de la corriente inducida en la segunda microtira respecto a la frecuencia y a la longitud de las tiras.

En estas figuras puede verse que la dependencia no es una función sencilla de la frecuencia y/o la longitud, mostrando las curvas correspondientes máximos y mínimos. La existencia de máximos para determinadas circunstancias pone de manifiesto cómo el efecto de diafonía entre conductores puede constituir una importante fuente de interferencia electromagnética.

2.2. Emisiones electromagnéticas

Debemos recordar en primer lugar que las fuentes de la radiación electromagnética son las corrientes variables en el tiempo. Para estimar los campos radiados, sus fuentes suelen modelarse mediante dipolos eléctricos y/o magnéticos en los que se supone que circula una corriente armónica $I(t) = I_0 \cos \omega t$ (ver Fig. 2.10).

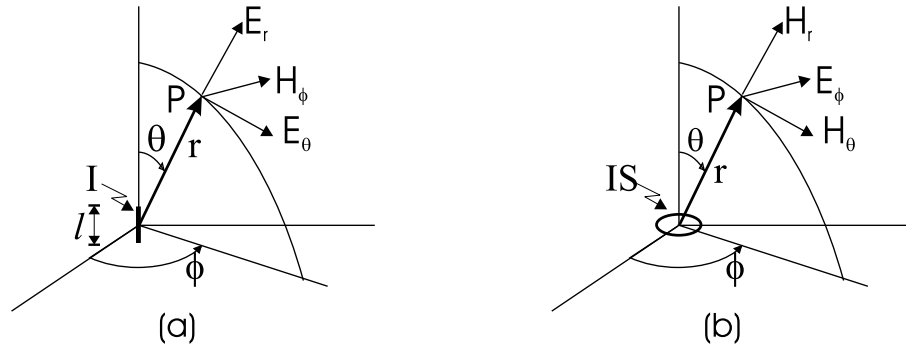


FIGURA 2.10: (a) Dipolo eléctrico; (b) Dipolo magnético.

Los campos producidos por el dipolo eléctrico constan de tres componentes E_θ , E_r y H_ϕ cuyas expresiones vienen dadas por

$$E_\theta = \frac{Il\beta^3}{4\pi\omega\epsilon_0} \left(\frac{-1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right) \sin \theta \quad (2.29)$$

$$E_r = \frac{Il\beta^3}{2\pi\omega\epsilon_0} \left(\frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right) \cos \theta \quad (2.30)$$

$$H_\phi = \frac{Il\beta^2}{4\pi} \left(\frac{-1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right) \sin \theta, \quad (2.31)$$

si se verifica que $l \ll r, l \ll \lambda$ y que l sea lo suficientemente pequeña como para que la corriente no varíe a lo largo de l . Sólo los términos que presentan una dependencia del tipo $1/r$ en las expresiones anteriores son llamados campos de radiación; los términos restantes representan el campo cercano y el inductivo.

Análogamente los campos de un pequeño lazo de área infinitesimal S y que transporta una corriente $I(t)$ (ver Fig. 2.10b) tiene tres componentes H_θ , H_r y E_ϕ

dadas por

$$H_{\theta} = \frac{IS\beta^3}{4\pi} \left(\frac{-1}{(\beta r)} + \frac{-1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) \sin \theta \quad (2.32)$$

$$H_r = \frac{IS\beta^3}{2\pi} \left(\frac{-1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) \cos \theta \quad (2.33)$$

$$E_{\phi} = \frac{IS\beta^4}{4\pi\omega\epsilon_0} \left(\frac{-1}{(\beta r)} + \frac{-1}{j(\beta r)^2} \right) \sin \theta, \quad (2.34)$$

supuesto que el diámetro del lazo sea pequeño en comparación con r y λ , y que I no varíe a lo largo del lazo.

Las expresiones anteriores servirán también para calcular los efectos de fuentes extensas admitiendo que éstas puedan simularse como una superposición de pequeños dipolos. Por otra parte, estas expresiones también podrán usarse para calcular los campos producidos por corrientes no senoidales, en cuyo caso deberán aplicarse las conocidas técnicas del análisis de Fourier.

Los aparatos eléctricos, electromecánicos o electrónicos emiten usualmente energía electromagnética en el curso de sus operaciones normales. Las emisiones emitidas por estos equipos pueden dividirse en las dos siguientes categorías:

1. Señales emitidas intencionadamente

Estas señales son las emitidas por equipos tales como radar, equipos de comunicación, emisoras de radio y TV, equipos de navegación, etc. Estas emisiones pueden interferir con otros equipos, especialmente cuando no se ha llevado a cabo una buena planificación del espectro de frecuencias.

2. Señales emitidas inintencionadamente

Dentro de este tipo de señales se pueden distinguir varias fuentes

- **Emisiones indeseadas** que se dan en el curso de la operación *normal* de los equipos emisores señalados anteriormente. Un ejemplo de esto puede ser cuando estos equipos emiten con un ancho de banda mayor que el previsto.
- Los **procesos de modulación/demodulación** son inherentemente generadores de ruido dado que requieren el uso de dispositivos activos no lineales que dan lugar a la emisión de subarmónicos de la frecuencia de la señal tratada.
- **Generación de arcos o corrientes transitorias** producidos en muchos dispositivos durante su conexión o desconexión, por ejemplo en

- puesta en marcha de motores de automóvil,
 - dispositivos controlados por termostatos,
 - electrodomésticos.
- **Descargas atmosféricas.** Se calcula que estas descargas producen del 50 al 70 % de los fallos de suministro en instalaciones de media y alta tensión. Para estimar su efecto se modela el rayo como una columna vertical de corriente, de modo que su efecto será el de una sucesión de dipolos eléctricos cuyos campos vienen dados por las expresiones (2.29)–(2.31). La emisión producida por los rayos es captada por los cables en forma de un pulso de tensión y éste es transmitido a todos los equipos conectados a esta línea.
- **Descargas electrostáticas.** Cuando se produce una acumulación de carga en algún cuerpo, la carga depositada en éste busca el camino de menor resistencia para descargarse a tierra. Este proceso de descarga da lugar a unas corrientes rápidamente cambiantes que provocan desde pequeñas perturbaciones hasta serios *shocks* a equipos y personas. Las causas de la acumulación de carga pueden ser muy diversas aunque algunas de las más usuales son:
- cuando dos materiales de diferente constante dieléctrica se frotran,
 - al calentar un material por efecto termoelectrónico,
 - por contacto con un cuerpo cargado.

Uno de los ejemplos más elocuentes de la descarga electrostática se da cuando una persona con calzado aislante camina por una alfombra sintética. Al caminar, por frotamiento, se va recogiendo carga de la alfombra, pudiendo llegar a existir una diferencia de tensión entre la persona que camina y tierra de ~ 15 kV. La carga acumulada puede descargarse, por ejemplo, cuando esta persona se aproxima a algún objeto metálico tal como la cerradura de una puerta o bien la carcasa de un equipo electrónico. Una descarga de varios microculombios realizada en tiempos del orden de los microsegundos puede originar corrientes que afecten seriamente a las personas o los equipos. El modelado de los efectos de esta descarga se realiza a través de los campos de un dipolo eléctrico situado en las cercanías de un plano conductor infinito (para su cálculo se usaría la técnica de imágenes).

- **Pulso electromagnético.** Este pulso se origina en una explosión nuclear debido al choque de los rayos X y/o γ emitidos con los materiales de los equipos. Este choque provoca una emisión incontrolada de electrones, creando el movimiento repentino de todos estos electrones un pulso

electromagnético de considerable magnitud (se estima que es equivalente al producido por el efecto combinado de cientos de rayos). También puede originarse este pulso por la interacción de la radiación generada en la explosión con las moléculas del aire, supuesto que en éste se den inhomogeneidades.

2.3. Transitorios y Conmutaciones en Circuitos

Una de las principales fuentes de interferencia en los equipos electrónicos son los fenómenos transitorios y conmutaciones que tienen lugar en circuitos próximos. El origen de estos fenómenos proviene de

- transitorios en contactos de relés, contactores e interruptores electromecánicos en general,
- transitorios en conmutadores estáticos (aquellos construidos usando semiconductores o válvulas de gas, se denominan estáticos al no presentar partes móviles).

Para el estudio de dichos transitorios se puede usar el modelo general mostrado en la Fig. 2.11, donde V_g es la tensión equivalente Thévenin de la fuente, R_1, L_1 representan la impedancia de la fuente, R_2, R_3, L_2 el circuito equivalente de la carga, R_s la resistencia de contacto y C_1, C_2 las capacidades parásitas o de carga.

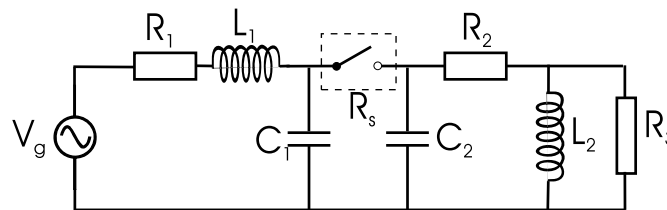


FIGURA 2.11: Circuito básico para el estudio de transitorios de apertura y cierre.

El análisis del anterior circuito predice las formas mostradas en la Fig. 2.12 para transitorios de cierre, donde pueden observarse la presencia de oscilaciones de alta frecuencia y de picos de corriente.

Otros fenómenos de transitorios en circuitos se deben a

- **Rebotes mecánicos:** consecuencia del choque elástico entre contactos, produciendo múltiples cierres y aperturas consecutivas.

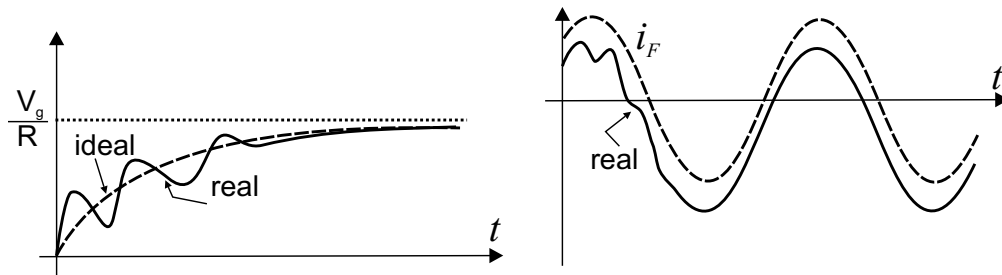


FIGURA 2.12: Corrientes de cierre en (a): circuitos de corriente continua y (b) circuitos de corriente alterna.

- **Arcos de apertura:** descargas en el aire como consecuencia del intento de interrupción brusca de la corriente en circuitos inductivos.
- **No linealidades en circuitos:** fruto de no linealidades tanto en los componentes activos como en las uniones de contacto, contactos metálicos disimilares o uniones con corrosión.

Tema 3

Acoplamiento de Interferencias

Se producirá un acoplamiento entre dos circuitos siempre que exista algún camino por el que uno de ellos pueda ceder energía al otro. Los mecanismos básicos por los que se producen los acoplos se reproducen en la Fig. 3.1, donde la fuente de ruido A radia y conduce interferencias. Un dispositivo sensible B capta la radiación

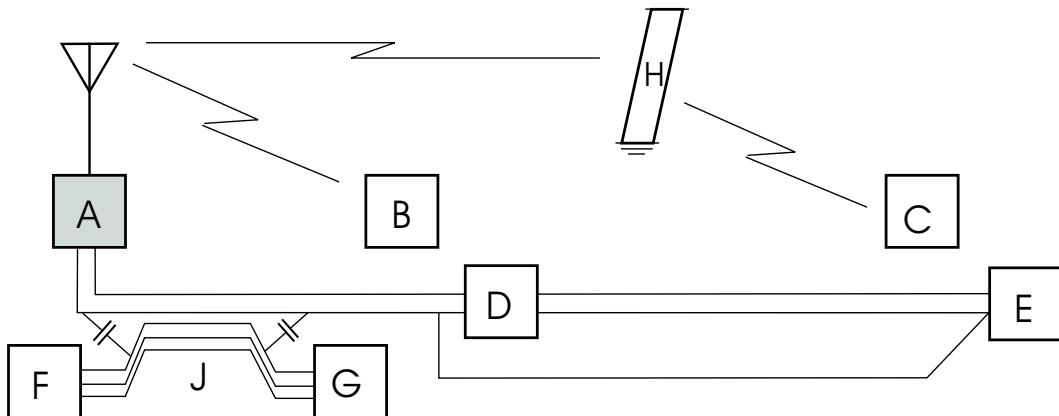


FIGURA 3.1: Caminos de Acoplamiento.

directa y el dispositivo C acopla la radiación por medio de un equipo intermedio H. Los dispositivos D y E reciben las interferencias via los cables de alimentación mientras que F y G muestran un acoplamiento inductivo a través de los cables adyacentes en J. Finalmente los dispositivos D, F y G son interferidos via acoplamiento capacitivo entre los cables.

Los caminos de acoplamiento más usuales implican situaciones en las cuales

- ambos circuitos comparten una impedancia, o bien

- un circuito está sometido a la acción de una campo eléctrico/magnético/electromagnético creado por otro.

3.1. Acoplamientos por conducción (impedancia común). Bucles de masa

Este tipo de acoplamiento suele producirse por la presencia de impedancias comunes resistivas (resistencia de los conductores) o por una combinación de éstas con las impedancias reactivas parásitas inducidas por efectos eléctricos/magnéticos. En general se produce porque la corriente que circula por una malla del circuito produce una tensión en una segunda malla. Algunos ejemplos donde se pone de manifiesto este efecto a través de los retornos de masa se presentan a continuación

- Dos circuitos supuestamente independientes, tal como muestra la Fig. 3.2(a), pueden acoplarse a través de una puesta a masa no ideal. El hecho de que

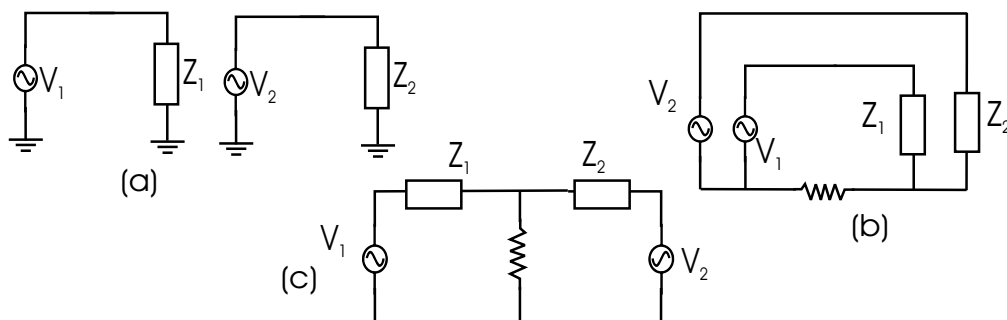


FIGURA 3.2: (a) Circuitos originales “independientes”; (b) Identificación del bucle de masa; (c) Circuito resultante con dos mallas.

el cable común de masa y retorno presente una resistencia –ver Fig. 3.2(b)— hace que exista una transferencia de energía entre los circuitos tal como se hace más evidente en la Fig. 3.2(c).

- Cuando se usa la misma fuente de alimentación para distintas cargas, tal como se muestra en la Fig. 3.3(a), puede producirse un acoplamiento entre las tres mallas representadas en la Fig. 3.3(b) a través de las resistencias de los cables dado que la tensión que afecta a cada una de las cargas depende de las intensidades del resto del sistema. Una posible y sencilla solución para evitar el acoplo en este caso, sería la disposición mostrada en la Fig. 3.3(c), donde se observa que la tensión que afecta a cada carga es la misma.

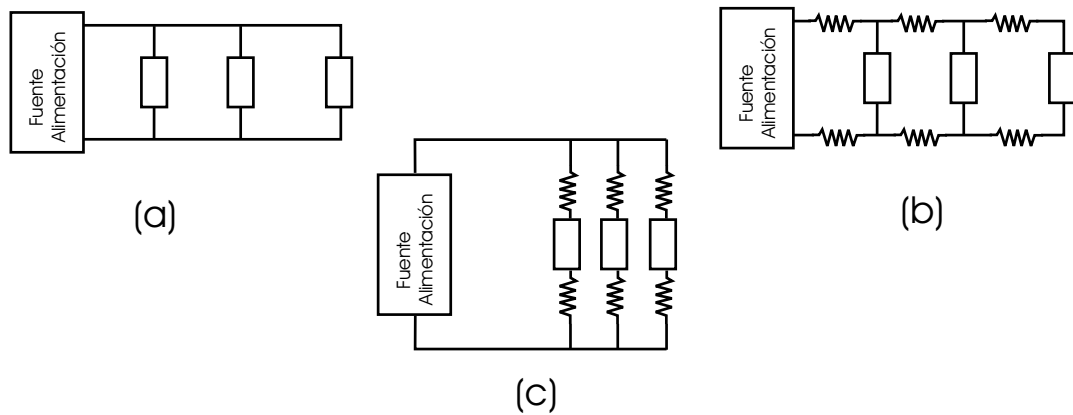


FIGURA 3.3: (a) Circuito “original”; (b) Identificación de los bucles de masa; (c) Posible solución para evitar los acoplos.

- En la Fig. 3.4 se muestra cómo un procedimiento incorrecto de puesta a tierra

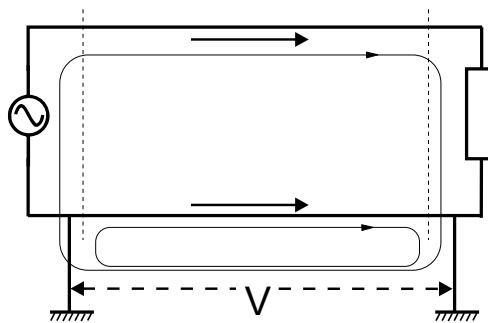


FIGURA 3.4: Perturbaciones creadas por la existencia de bucles de tierra.

de los equipos, cuando entre distintos puntos de toma de tierra se desarrollen diferencias de potencial, da lugar a la formación de bucles de tierra que inducen la aparición de corrientes en modo común.

3.2. Acoplamiento capacitivo o eléctrico

Cualquier sistema de conductores eléctricos *cargados*, tal como los que se muestran en la Fig. 3.5(a), presenta un fenómeno de inducción electrostática mutua. Las variaciones de carga de un conductor cualquiera modifican la distribución de campo eléctrico del sistema, lo cual, a su vez origina una modificación en las distribuciones de carga de los demás conductores. Este hecho se modela mediante **capacidades parásitas** —ver Fig. 3.5(b). Por ejemplo, dos conductores de diámetro 0.5

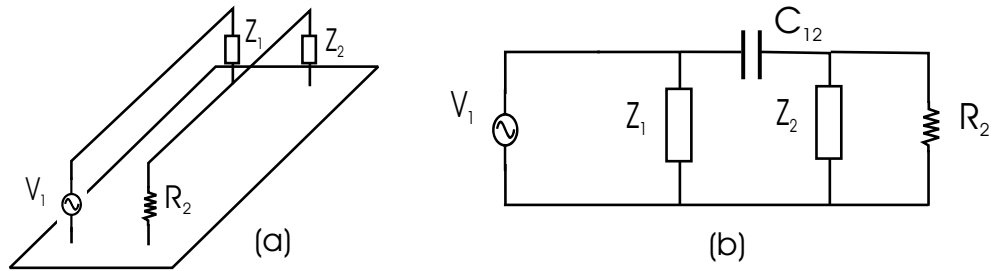


FIGURA 3.5: (a) Par de conductores próximos. (b) Modelo circuital equivalente donde aparece la capacidad parásita C_{12} .

mm, separados 5 cm en el aire presentan una capacidad parásita de aproximadamente 9.3 pF/m.

Para mostrar el efecto del acoplo capacitivo, considérese la situación mostrada en la Fig. 3.6, donde una perturbación U que se produce en el circuito $L2$ afecta a la

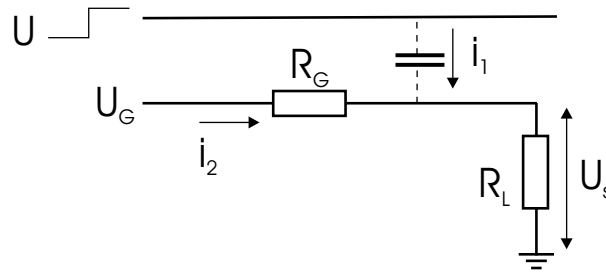


FIGURA 3.6: Acoplamiento capacitivo en el circuito $L1$ de una perturbación U que se produce en el circuito $L2$ próximo.

tensión U_s del circuito $L1$. Teniendo en cuenta que

$$U = -U_{C0} + \frac{1}{C} \int i_1 dt + U_s \quad (3.1)$$

$$U_G = R_G i_2 + U_s \quad (3.2)$$

$$U_s = R_L (i_1 + i_2) \quad (3.3)$$

y que en el instante inicial

$$U_{C0} = \frac{R_L}{R_L + R_G} U_G ,$$

la situación de la Fig. 3.6 puede modelarse para $t > 0$ (sin considerar la tensión U_{C0}) mediante el circuito que se muestra en la Fig. 3.7, y por tanto

$$U = R_p i + \frac{q}{C} = R_p \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} . \quad (3.4)$$

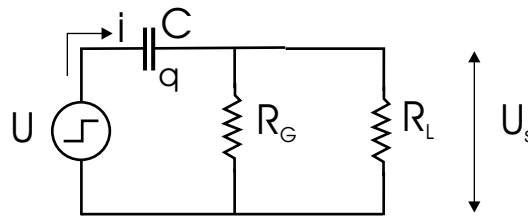


FIGURA 3.7: Circuito equivalente de la situación mostrada en la Fig.3.6.

Al resolver la siguiente ecuación diferencial para $q(t)$:

$$\frac{dq}{dt} + \frac{1}{R_p C} q = \frac{U}{R}, \quad (3.5)$$

imponiendo como condiciones que $q(0) = 0$ se llega a que

$$U_s(t) = U_G \frac{R_L}{R_L + R_G} + U e^{-t/(R_p C)} \quad (3.6)$$

con $R_p = R_L R_G / (R_L + R_G)$, tal como se pone de manifiesto gráficamente en la Fig. 3.8.

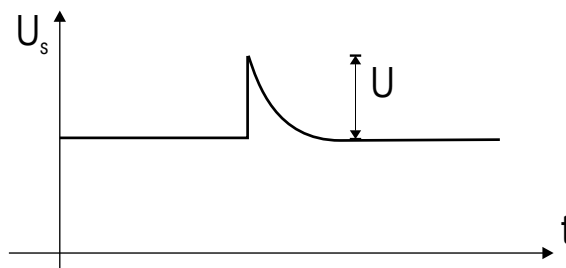


FIGURA 3.8: Tensión a la salida donde aparece superpuesto un impulso de altura U.

Otro ejemplo del efecto de las capacidades parásitas se da en el caso de un circuito de amplificación aislado encerrado en una caja metálica, tal como el dibujado en la Fig. 3.9(a). Si el esquema de esta figura se dibuja en la forma de la Fig. 3.9(b), se observa que se ha formado un bucle de realimentación que puede afectar significativamente al comportamiento del circuito. Este bucle de realimentación se cortaría si se uniese el conductor de potencial cero con la carcasa. Por consiguiente, como norma genérica, la carcasa metálica debería estar conectada al conductor de referencia de potencial cero de los circuitos contenidos en el interior de dicha carcasa.

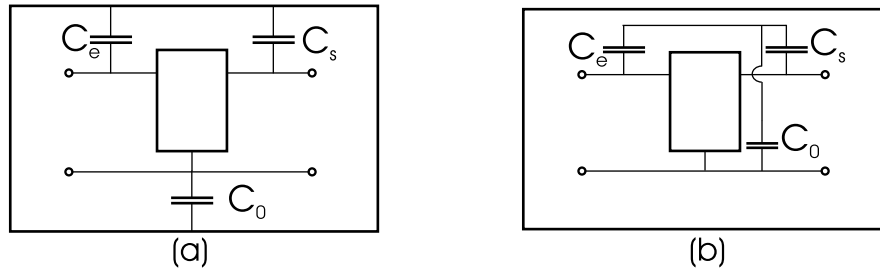


FIGURA 3.9: (a) Capacidades parásitas que aparecen en un circuito amplificador encerrado dentro de un chasis metálico. (b) Las capacidades parásitas formando un esquema de realimentación.

3.3. Acoplamiento inductivo o magnético

Las variaciones de corriente en un conductor modifican las distribuciones de campo magnético y, a su vez, éstas originan fuerzas electromotrices inducidas en todos los demás circuitos. Este fenómeno se hace explícito en la situación mostrada en la Fig. 3.10, donde

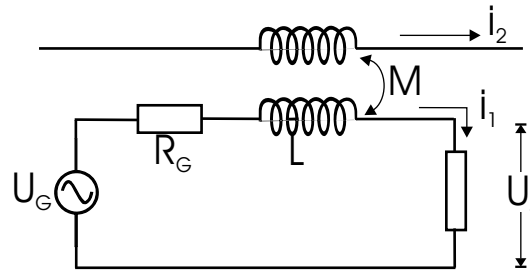


FIGURA 3.10: Esquema del acoplamiento inductivo.

$$U_G = (R_G + R_L)i_1 + L \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (3.7)$$

$$U_s = R_L i_1 . \quad (3.8)$$

La ecuación que rige la evolución de \$U_s\$ es, por tanto,

$$\frac{dU_s}{dt} + \frac{R_G + R_L}{L} U_s = -\frac{MR_L}{L} \frac{di_2}{dt} + U_G \frac{R}{L} , \quad (3.9)$$

cuya solución, tal como se representa en la Fig. 3.11, viene dada por

$$U_s(t) = U_G \frac{R_L}{R_L + R_G} - \frac{M}{L} R_L I_2 e^{-\frac{R_G + R_L}{L} t} . \quad (3.10)$$

Las posibles soluciones para minimizar los efectos inductivos requerirían la reducción de

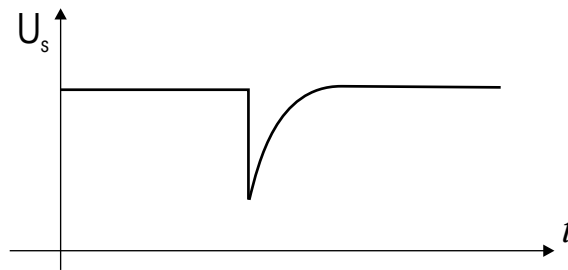


FIGURA 3.11: A la salida aparece superpuesto un impulso de tensión.

- el flujo magnético que atraviesa el circuito, por ejemplo mediante el apantallamiento magnético que proporcionaría una protección ferromagnética,
- área del circuito. Debe tomarse como norma general que los circuitos presenten el menor área posible a los campos magnéticos, para ello
 - conductor y su retorno deben estar muy próximos entre sí (trenzado de cables, cables coaxiales, ...),
 - debe tenerse en cuenta los elementos de capacidad distribuida junto con su bucle de circulación de corriente, especialmente si éstos están en las proximidades de transformadores, bobinas, motores, etc.

3.4. Acoplamiento electromagnético o por radiación electromagnética

En las proximidades de las fuentes que los generan, los campos están determinados por las características de dichas fuentes emisoras y dan lugar a los anteriormente estudiados acoplamientos capacitivo e inductivo. Lejos de las fuentes que los producen, las características de los campos ya no están influidas por la forma de las fuentes sino que dependen básicamente del medio donde se propagan y se habla entonces de radiación de energía electromagnética. En esta situación (esto es, para distancias suficientemente lejanas), las fuentes se comportan, en primera aproximación, como dipolos eléctricos/magnéticos y sus campos responden a las expresiones de (2.29)–(2.34) que implican potencias del tipo $1/r$.

Tal como se ha dicho anteriormente, la zona que marca los campos lejanos y cercanos viene determinada por la longitud de onda asociada a la frecuencia y tamaño de la fuente emisora. En la tabla siguiente se proporcionan algunos valores de las distancias aproximadas de transición entre las zonas de campo cercano y

lejano para distintas frecuencias:

FRECUENCIA	1/6 LONGITUD DE ONDA
100 kHz	500 m
1 MHz	50 m
10 MHz	5 m
100 MHz	50 cm
1 GHz	5 cm

Dada la multitud de posibles fuentes de radiación (ver Sección 2.2) y que cualquier elemento que puede radiar también se comporta como un receptor, este tipo de acoplamiento es muy común a menos que los equipos se blinden adecuadamente. Debe tenerse en cuenta que la radiación electromagnética también puede ser guiada por elementos que no se diseñaron para este fin. Esto ocurre, por ejemplo, en las canaletas metálicas de soporte de los cables, que pueden comportarse como guías de ondas y en su caso introducir interferencias por radiación en otros equipos.

Tema 4

Soluciones a las Interferencias Electromagnéticas

En este tema se presentarán una serie de soluciones a los problemas que se han ido describiendo anteriormente. Debe tenerse en cuenta que las posibles soluciones siempre serán muy dependientes de la situación concreta que se afronte. Por tanto, las soluciones genéricas que se describirán en este tema deberán tomarse sólo a título orientativo.

4.1. Blindajes o Pantallas

Dado que una gran parte de las interferencias se producen por acoplamiento de campos eléctricos, magnéticos o electromagnéticos, un método para evitar los posibles acoplos sería la utilización de blindajes o pantallas metálicas. Se denomina **blindaje** a la superficie metálica situada entre dos regiones del espacio con el fin de atenuar la propagación del campo electromagnético, evitando tanto su entrada como su salida.

El estudio de la propagación del campo electromagnético a través de diferentes medios manifiesta que una de las magnitudes más relevantes en esta propagación es lo que se conoce como **impedancia de onda**, Z . En general, supuesto que un campo se propaga, por ejemplo, según la dirección z , y que se forma el siguiente triedro ortonormal $\{\hat{u}, \hat{v}, \hat{z}\}$, se puede definir esta impedancia como

$$Z = \pm \frac{E_u}{H_v} = \mp \frac{E_v}{H_u} , \quad (4.1)$$

esto es, como el cociente de una componente, E_u , del campo eléctrico transversal

a la dirección de propagación y la correspondiente componente, H_v , del campo magnético transversal que sea perpendicular a la anterior (el signo en (4.1) se escoge de modo que $\text{Re}(Z) > 0$). Puede entenderse el papel tan destacado que juega la impedancia de onda si se tiene en cuenta que la continuidad requerida para el campo electromagnético en las discontinuidades entre dos medios sólo afecta a sus componentes transversales.

Tal como se mencionó en el apartado 3.4, dado que el campo electromagnético cercano está determinado por las características de la fuente, igualmente el valor de la impedancia de onda en esta región dependerá de dichas fuentes. No obstante, para el campo lejano y supuesta una propagación en el espacio libre, el valor de la impedancia viene dado por

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \Omega . \quad (4.2)$$

Estos hechos se representan gráficamente en la Fig. 4.1, donde se muestra que la fuente básica de campo eléctrico es una antena vertical, lo que corresponde a una alta impedancia y una corriente baja, y la fuente básica de campo magnético un bucle de corriente, que corresponde a baja impedancia y corriente alta.

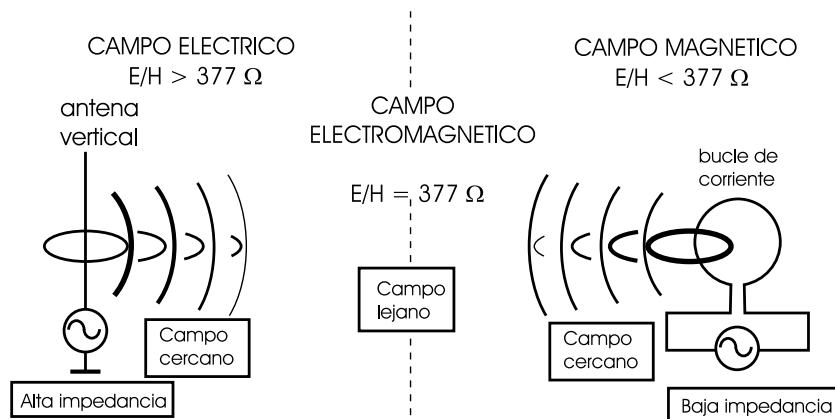


FIGURA 4.1: Concepto gráfico de las intensidades de campo en función del tipo de fuente de campo radiado y de la distancia.

Dado que el blindaje se consigue interponiendo una lámina metálica, se considerará el caso de una onda plana polarizada en la dirección x , de frecuencia ω y propagándose en la dirección z con una constante de propagación k , cuyo fasor asociado viene dado por

$$\mathbf{E} = E_0 e^{-jkz} \hat{\mathbf{x}}, \quad (4.3)$$

y que incide normalmente sobre una lámina de un material conductor, tal como se muestra en la Fig. 4.2.

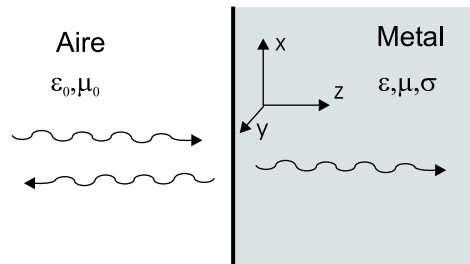


FIGURA 4.2: Incidencia normal de una onda plana sobre un medio conductor.

Para encontrar el valor de la constante de propagación en el metal, se considerará que dado que en éste usualmente

$$\sigma \gg \omega \epsilon ,$$

las ecuaciones de Maxwell que rigen los campos fasoriales pueden aproximarse por

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (4.4)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma\mathbf{E} . \quad (4.5)$$

Al combinar ambas ecuaciones se obtiene que

$$(\nabla^2 + k^2) \begin{Bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{Bmatrix} = 0 \quad (4.6)$$

con $k^2 = -j\omega\mu\sigma$ y por tanto

$$k = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}(1 - j) . \quad (4.7)$$

El campo en el metal puede entonces expresarse como

$$E_x = E_0 e^{-jkz} = E_0 e^{-z/\delta} e^{-jz/\delta} , \quad (4.8)$$

lo que nos da un campo que se propaga en la dirección z con una constante de fase,

$$\beta = \frac{1}{\delta} , \quad (4.9)$$

y que se atenúa en esta misma dirección con una constante de atenuación

$$\alpha = \frac{1}{\delta} = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (4.10)$$

(δ puede tomarse como una medida de la distancia hasta la cual penetra el campo).

Teniendo ahora en cuenta la forma del campo eléctrico dada por (4.3), (4.4) puede escribirse como $-jk\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}$, o lo que es igual

$$\frac{k}{\omega\mu}E_x = H_y, \quad (4.11)$$

y, por consiguiente, la impedancia de onda en el metal viene dada por

$$Z = \frac{E_x}{H_y} = \frac{\omega\mu}{k} = \frac{\omega\mu}{\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}(1-j)}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}(1+j) \quad (4.12)$$

4.1.1. Efectividad de los blindajes

Para estudiar la transmisión y reflexión de la onda plana que incide en el metal (ver Fig. 4.2), teniendo en cuenta que los subíndices I, R, T hacen referencia respectivamente a incidente, reflejado y transmitido, se tiene que

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_I &= \mathbf{E}_0 e^{-jk_0 z} & \mathbf{H}_I &= \frac{\mathbf{E}_0}{Z} e^{-jk_0 z} \\ \mathbf{E}_R &= R\mathbf{E}_0 e^{jk_0 z} & \mathbf{H}_R &= -R \frac{\mathbf{E}_0}{Z} e^{jk_0 z} \\ \mathbf{E}_T &= T\mathbf{E}_0 e^{-jkz} & \mathbf{H}_T &= T \frac{\mathbf{E}_0}{Z} e^{-jkz} \end{aligned} \quad (4.13)$$

donde $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ es la constante de propagación en el espacio libre, k la constante de propagación compleja en el metal dada por la expresión (4.7), y Z_0 y Z las impedancias de onda en el espacio libre y en el metal respectivamente. Al aplicar las condiciones de continuidad en la interfase $z = 0$ se encuentra que

$$1 + R = T \quad (4.14)$$

$$\frac{1}{Z_0} - \frac{R}{Z_0} = \frac{T}{Z} \quad (4.15)$$

y consiguientemente

$$R = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (4.16)$$

$$T = \frac{2Z}{Z + Z_0}. \quad (4.17)$$

Del análisis anterior se deduce que existen los dos siguientes mecanismos básicos para el apantallamiento:

- **Absorción:** debido a la atenuación de los campos en el metal.
- **Reflexión:** debido al cambio de impedancia en la interfase aire–metal.

La efectividad del apantallamiento, SE(dB), de una barrera conductora de espesor t se define como

$$SE(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{\text{Potencia antes de la barrera}}{\text{Potencia después de la barrera}} \quad (4.18)$$

y puede expresarse como la suma de las pérdidas por reflexión, α_R (dB), más las pérdidas por absorción, α_A (dB), más las pérdidas debidas a las reflexiones internas, α_{IR} (dB):

$$SE(\text{dB}) = \alpha_R + \alpha_A + \alpha_{IR}$$

Las pérdidas debidas a reflexiones internas son usualmente más pequeñas que las restantes y por ese motivo no se tratarán. Los otros términos se analizan a continuación:

- **Pérdidas por absorción**

Supuesto que P_0 es el valor de la potencia electromagnética justo en la interfase, $z = 0$, el valor de la potencia a una distancia $z = t$ vendrá dado por

$$P(t) = P_0 e^{-2\alpha t}$$

y por tanto

$$\begin{aligned} \alpha_A(\text{dB}) &= 20 \log e^{2\alpha t} = 0,0868\alpha t \text{ (dB)} \\ &= 1,314 \sqrt{\mu_r \sigma_r f} t \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (4.19)$$

donde μ_r es la permeabilidad relativa del material, σ_r es la conductividad del material relativa a la del cobre, f es la frecuencia expresada en MHz y t el espesor de la barrera expresado en centímetros. Obsérvese que las pérdidas aumentan al crecer el espesor de la barrera y también con la frecuencia de operación.

- **Pérdidas por reflexión**

Si se tiene en cuenta que el parámetro de transmisión, T_t , de la barrera conductora de espesor t debe tener en cuenta las dos transmisiones que ocurren en cada una de sus interfases, esto es,

$$T_{A \rightarrow M} = \frac{2Z}{Z + Z_0} \quad T_{M \rightarrow A} = \frac{2Z_0}{Z + Z_0}$$

según la expresión (4.17), siendo $T_{A \rightarrow M}$ el coeficiente de transmisión aire \rightarrow metal y $T_{M \rightarrow A}$ el coeficiente de transmisión metal \rightarrow aire, se tendrá que

$$T_t = T_{A \rightarrow M} T_{M \rightarrow A} = \frac{4\xi}{(1 + \xi)^2},$$

siendo $\xi = Z/Z_0$.

El coeficiente de pérdidas por reflexión se define como

$$\alpha_R(\text{dB}) = 20 \log \frac{1}{|T_t|} = 20 \log \frac{4|\xi|}{|1 + \xi|^2}$$

que al sustituir los valores de la impedancia dados por (4.2) y (4.12) puede reescribirse como

$$\alpha_R(\text{dB}) = 168,2 - 10 \log \left(\frac{\mu_r f}{\sigma_r} \right)$$

(μ_r , σ_r y f significan lo mismo que en la expresión (4.19)). La expresión anterior muestra que las pérdidas por reflexión disminuyen con la frecuencia y aumentan cuando la conductividad del material crece.

Dado que a menudo, la fuente de interferencias está situada en las proximidades de los equipos que se desean apantallar, se estudiará a continuación el caso de campos cercanos en el espacio libre. Para éstos, se pueden definir igualmente unas impedancias de onda, distinguiendo entre

- Campo predominantemente eléctrico

$$Z_E = \frac{Z_0 \lambda_0}{2\pi r} \gg Z_0 \quad (4.20)$$

(λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre) y por tanto las pérdidas por reflexión se pueden expresar como

$$\alpha_E(\text{dB}) \approx 20 \log \frac{Z_E}{4Z} = 322 - 10 \log \left(\frac{\mu_r r^2 f^3}{\sigma_r} \right). \quad (4.21)$$

- Campo predominantemente magnético

$$Z_H = \frac{Z_0 2\pi r}{\lambda_0} \ll Z_0, \quad (4.22)$$

siendo las correspondientes pérdidas por reflexión

$$\alpha_H(\text{dB}) \approx 20 \log \frac{Z_H}{4Z} = 15 - 10 \log \left(\frac{\mu_r}{r^2 \sigma_r f} \right). \quad (4.23)$$

FIGURA 4.3: Pérdidas por reflexión para una pantalla de cobre ($\mu_r = 1, \sigma_r = 1$).

Los valores de las pérdidas por reflexión para distintos casos se representan en la Fig. 4.3, donde puede verse la dependencia de estas pérdidas con respecto a la frecuencia y para distintas distancias de la fuente a la pantalla. Se observa que a frecuencias no muy altas, la efectividad del cobre para reflejar campos magnéticos no es tan buena como la que presenta para campos eléctricos.

Del análisis anterior con respecto a la efectividad del apantallamiento se puede concluir que una pantalla de cobre sería efectiva para ondas planas y campos eléctricos pero que para blindar campos magnéticos a baja frecuencia, sería más conveniente usar materiales con una permeabilidad muy alta (por ejemplo, hierro) de manera que aumenten considerablemente las pérdidas por absorción. Por tanto, dependiendo de la situación concreta que se esté tratando, debe adoptarse el tipo de blindaje que más convenga. De cualquier manera, los blindajes siempre deben tener una buena conexión a masa.

4.1.2. Efecto de las aperturas en los blindajes

En general, los blindajes no pueden ser totalmente herméticos sino que en éstos aparecen frecuentemente aperturas para satisfacer las necesidades de ventilación, requisitos mecánicos, pantallas, etc. Obviamente, todas estas aperturas disminuirán la efectividad del blindaje dado que el campo penetra por ellas por efecto de difracción.

En general se puede señalar que

- La pérdida de efectividad del blindaje debido a las aperturas depende básicamente de la forma, tamaño y localización de éstas y no tanto de las características del material.
- Si el tamaño de las aperturas se aproxima a la longitud de onda del campo incidente, la efectividad se reduce considerablemente puesto que los efectos de difracción aumentan significativamente.
- Un número elevado de pequeñas aperturas es más efectivo que una sola ranura con la misma superficie total. Esto puede entenderse cualitativamente observando las corrientes inducidas en el metal en las situaciones mostradas en la Fig. 4.4.

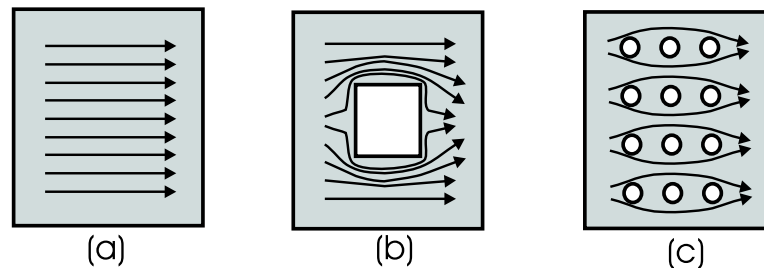


FIGURA 4.4: (a) Posible forma de las corrientes inducidas en la pantalla completa. (b) Deformación de las corrientes por efecto de una gran apertura. (c) Deformación de las corrientes debido a un gran número de pequeñas aperturas.

- Si los posibles agujeros en el blindaje se disponen en forma de guía de ondas (ver Fig. 4.5), se puede hacer uso de la existencia de frecuencias de corte en

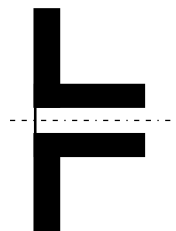


FIGURA 4.5: Sección de un agujero en forma de guía de ondas.

estas guías y por tanto ofrecerá muy buena efectividad incluso para campos de alta frecuencia.

4.1.3. Blindaje para cables apantallados

El blindaje en un cable se lleva a cabo principalmente para

- prevenir la emisión de ondas electromagnéticas desde el cable,
- proteger a los conductores de la señal de IEM externa.

La elección del blindaje para el cable depende de la situación concreta que se presente, aunque hay que tener en cuenta que los cables para transmisión de datos, debido al gran ancho de banda de la señal de transportan, deben ser, por norma general, blindados. De este modo se evitarán los acoplos por radiación aunque el blindaje debe hacerse de manera que la propia impedancia del cable se mantenga en unos niveles aceptables.

En general, la medida de la efectividad del blindaje en los cables no puede realizarse a partir de la relación dada en la expresión (4.18) (puesto que medir la potencia en el interior de un cable no es tarea fácil). Por este motivo, la efectividad del blindaje de los cables se cuantifica mediante el valor de la **impedancia de transferencia**, Z_t , que relaciona la corriente, I_s , que fluye por la superficie del blindaje con el voltaje longitudinal inducido por unidad de longitud. Este impedancia puede expresarse como

$$Z_t = Z_r + j\omega L_t + (1 + j)\omega L_s ,$$

cuyas contribuciones son

- Z_r : componente de difusión debida a la conductividad finita del cable.
- L_t : inductancia de acoplo que da cuenta tanto del acoplo magnético a través de las aperturas del blindaje como de la inductancia del sistema de conductores.
- $(1 + j)\omega L_s$: Impedancia pelicular —ver expresión (4.12)— resultante de la penetración del campo magnético en el blindaje.

Los tipos más usuales de blindaje se presentan en la Fig. 4.6. Con respecto a este blindaje, se pueden hacer las siguientes consideraciones:

- Es conveniente usar un conductor externo para blindar a los dos conductores que llevan la señal.
- En los cables usados para transmisión de señales, es muy efectivo el trenzado para reducir los voltajes inducidos por el campo magnético.

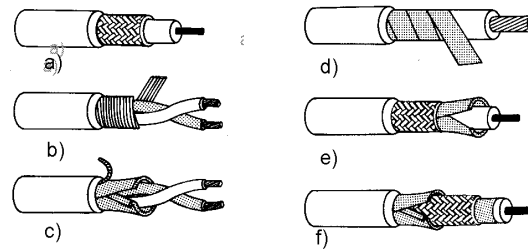


FIGURA 4.6: (a) Cable apantallado con blindaje trenzado. (b) Cable apantallado con blindaje espiral. (c) Cable apantallado con blindaje laminado recto en forma de tubo. (d) Cable apantallado con blindaje laminado en forma de espiral. (e) Cable apantallado con blindaje combinado laminado y trenzado. (f) Cable apantallado con blindaje combinado lámina/trenza/lámina.

- El par trenzado presenta muchas pérdidas por encima de 1 MHz y los efectos capacitivos son importantes.
- A alta frecuencia, el coaxial es una buena solución ya que se comporta como un triaxial debido a que, por efecto pelicular, la señal de retorno sólo viaja por la superficie interna del conductor exterior. La posible corriente de interferencia viajará por la superficie externa, siendo el efecto de ésta muy reducido. Además, la impedancia del coaxial es muy uniforme y presenta pocas pérdidas.
- Cuando se necesitan apantallamientos más efectivos, se puede usar un coaxial con un tercer (o cuarto) conductor de blindaje, con lo cual, además, se puede conseguir conectar la masa y la tierra a los distintos blindajes.

4.2. Masas y Tierras

Tal como se ha mencionado en la sección (3.1), una gran cantidad de los problemas de interferencia electromagnética en los equipos electrónicos proviene de los sistemas de conexión a masa y/o tierra. No obstante, estos términos a veces se confunden aunque significan cosas distintas.

4.2.1. Definiciones

Masa o terminal común de un circuito es el conductor de referencia de potencial cero con respecto al cual se refieren el resto de potenciales del circuito, y que coincide con el nivel cero de potencial de la alimentación. Físicamente, además,

es el conductor por donde suelen realizarse los retornos de las señales activas del circuito.

El término **tierra** hace referencia al potencial de la *tierra física*. La puesta a tierra trata de establecer un camino hacia un sumidero de baja (idealmente cero) impedancia para las corrientes indeseadas. Puede ocurrir que un sistema aislado por (ver Fig. 4.7)

- contacto accidental con otro conductor ajeno al sistema,
- resistencia de fuga en algún componente teóricamente aislado,
- descarga electrostática,

se sitúe a potenciales elevados y potencialmente peligrosos con respecto a la tierra física.

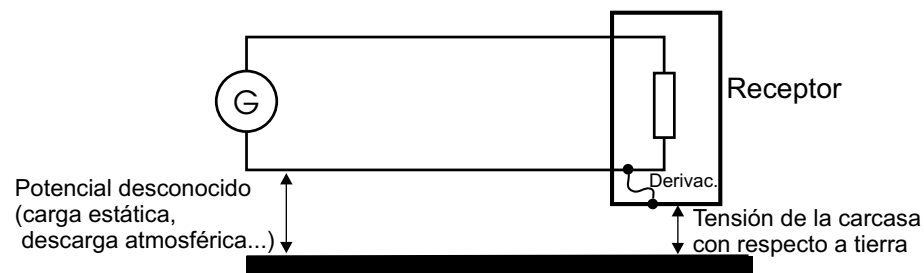


FIGURA 4.7: Una instalación eléctrica aislada de tierra puede producir potenciales peligrosos.

Por consiguiente, la *puesta a tierra* trata de conseguir:

- que no existan diferencias de potencial peligrosas en el conjunto de instalaciones, edificios y superficie próxima al terreno;
- el paso a tierra de las corrientes de defecto o de las procedentes de las descargas estáticas o atmosféricas.

Al conectar a tierra los circuitos se establece una relación óhmica directa entre los conductores y la tierra, dando esto lugar a la aparición de posibles caminos de transferencia de energía entre distintos componentes. Las tomas de tierra de los equipos se realizan a través de masas metálicas con un buen contacto permanente con el terreno, sin fusibles, y con la mínima resistencia de contactos posible. Para este fin suelen emplearse los pilares metálicos de los edificios, una red de conductores metálicos subterráneos, y si esto no existe, se deben implantar electrodos expresamente con este fin. Usualmente, se conectan a tierra las carcasas metálicas de

los equipos y la red de distribución de la energía aunque también se conecta cualquier componente que se quiera proteger de descargas electrostáticas o de picos de tensión.

4.2.2. Masa en señales de alta y baja frecuencia

La necesidad de establecer un potencial de referencia en los sistemas impone la existencia de *líneas de masa* cuya impedancia no nula provoca un gran número de perturbaciones en los circuitos electrónicos. Es de fundamental importancia, por tanto, minimizar tanto la resistencia como la inductancia de los conductores de masa.

Existen diversas maneras de establecer la masa de un sistema:

- **Masa centralizada con conexión en serie.**

El sistema mostrado en la Fig. 4.8 es el más sencillo y barato, sin embargo, pre-

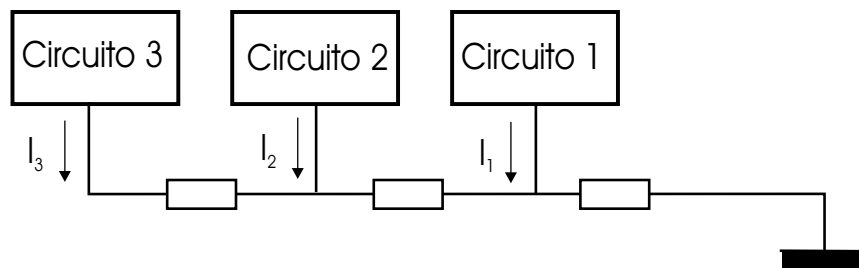


FIGURA 4.8: Método de conexión de las masas en serie.

senta problemas de acoplamiento por la existencia de impedancias comunes en todas las líneas de masa. Este sistema es recomendable en aquellos equipos que trabajen a baja frecuencia y cuando los circuitos combinados trabajen con similares niveles de energía.

- **Masa centralizada con conexión en paralelo.**

La Fig. 4.9 muestra cómo este sistema elimina la existencia de impedancias comunes en las líneas de masa. En esta situación, cada circuito está sometido únicamente a las perturbaciones que él mismo genera aunque para ello requiere un sistema más costoso y complejo de cableado. Se comporta muy bien a baja frecuencia y no es muy recomendable a alta frecuencia debido a que la mayor longitud de los cables es más susceptible a los acoplos inductivos (e incluso capacitivos).

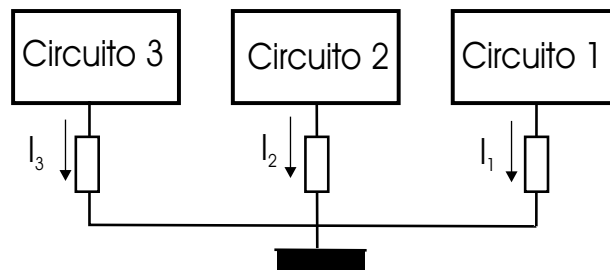


FIGURA 4.9: Método de conexión de las masas en paralelo.

- **Masa distribuida.**

Este sistema consiste en un plano de masa grande con varios circuitos conectados a él mediante pistas muy cortas, tal como se representa en la Fig. 4.10.

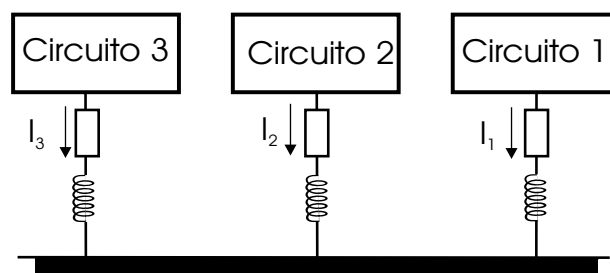


FIGURA 4.10: Masa distribuida.

Este sistema es especialmente recomendable a alta frecuencia cuando las dimensiones del sistema de masa son grandes comparadas con la longitud de onda de operación. En este caso existirían diferentes potenciales en distintos puntos del sistema de interconexión que necesitarían ser puestos a masa en múltiples puntos.

- **Masas híbridas:**

Este sistema se utiliza cuando se necesita un comportamiento diferente a distintas frecuencias. En la Fig. 4.11 se necesita que un computador y sus periféricos sean conectados a masa con respecto al sistema de alimentación para protegerlos frente a variaciones aleatorias de la tensión. Dado que los cables de masa generalmente transportan muchas interferencias, se colocan unos inductores en los cables de masa (ver Fig. 4.11) para aislar las altas frecuencias y al mismo tiempo permitir una masa segura para las corrientes de alimentación.

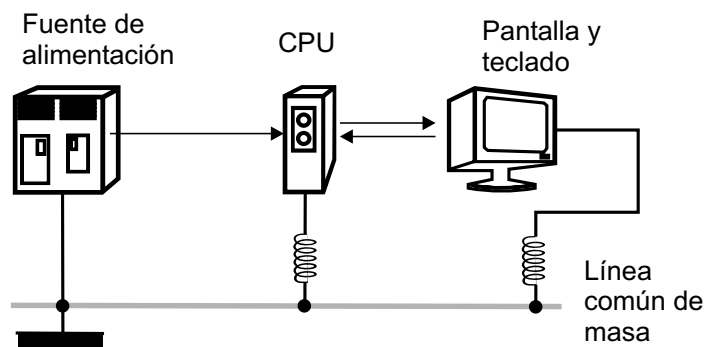


FIGURA 4.11: Sistema de masa híbrido.

4.2.3. Conexión a masa de los cables blindados

Desde el punto de vista del acoplamiento magnético o inductivo, así como de la radiación electromagnética, es conveniente reducir el área de los bucles de corriente dado que estos bucles generan campos electromagnéticos —ver expresiones (2.32)–(2.34)— y son susceptibles a la inducción electromagnética. En una disposición como la que se presenta en la Fig. 4.12, dado que el camino de retorno a través del

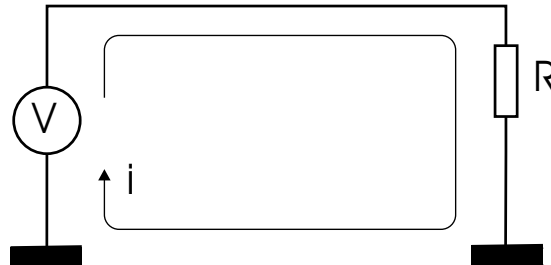


FIGURA 4.12: El bucle de circulación de corriente no está definido.

sistema de masas no está definido al depender de factores tales como la frecuencia, la existencia de otras corrientes en las masas, etc, el área del bucle puede ser grande y sus efectos imprevisibles. El uso de un coaxial reduciría considerablemente el área del bucle. No obstante, debido a la existencia de dos puntos de masa, tal como se muestra en la Fig. 4.12, se forma un nuevo bucle no definido que depende de la relación de impedancias entre el cable blindado y el circuito exterior. Esto es, la corriente retornaría por el camino de menor impedancia, de modo que a alta frecuencia seguiría el blindaje del coaxial (que presente menor inductancia) y a baja frecuencia (cuando la inductancia no es importante), el bucle de retorno se realiza a través de los conductores de masa. A baja frecuencia, por tanto, el coaxial no proporcionaría un buen blindaje magnético aunque sí un blindaje eléctrico efectivo.

La situación anterior podría solucionarse si se desconecta la masa de uno de los puntos del blindaje (ver Fig. 4.13), puesto que en este caso el bucle de corriente

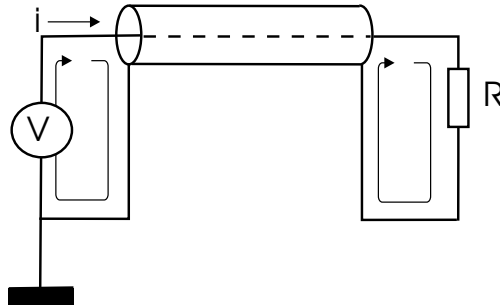


FIGURA 4.13: Sistema con un único punto de masa.

siempre retornaría por el blindaje.

4.3. Aislamiento

Consiste en la interrupción de la continuidad óhmica en algún punto del sistema. Las razones básicas para ello son:

- Impedir que exista un camino de retorno para las corrientes de interferencia interrumpiendo los posibles bucles de masa. Recuérdese que posibles fuentes de interferencia pueden crear considerables diferencias de potencial entre distintas tomas de tierra.
- Evitar los problemas derivados del hecho de que muchos dispositivos electrónicos no soportan tensiones en modo común mayores que 10 o 15 voltios. Para ello, habría que separar eléctricamente los puntos de referencia de entrada/salida del sistema, de modo que las tensiones en modo común generadas en algún punto no se transmitan a los dispositivos sensibles a ellas.

4.3.1. Transformadores de aislamiento

Una solución para mantener la protección respecto a descargas eléctricas de los equipos y evitar al mismo tiempo las interferencias a través de los bucles de masa entre distintos componentes consiste en la colocación de un transformador (por inducción magnética) entre la entrada y la salida del sistema. Si las señales son de lenta variación, el acoplamiento se realiza mediante la modulación de una portadora de mayor frecuencia que posteriormente se debe demodular. Para contrarrestar

el efecto debido a la presencia de una capacidad parásita entre el bobinado primario y secundario (ver sección 2.1.4), se suele colocar un blindaje electrostático entre ambas bobinas. La mayor limitación de este transformador como aislador consiste en su ancho de banda efectivo de sólo 20 kHz debido a que los materiales magnéticos sólo presentan un comportamiento lineal adecuado en esta banda.

4.3.2. Optoacopladores

Los métodos ópticos para aislar señales se han mostrado muy efectivos para reducir los niveles de interferencia electromagnética. El principio de funcionamiento del optoacoplador mostrado en la Fig. 4.14 consiste en la modulación de la intensidad

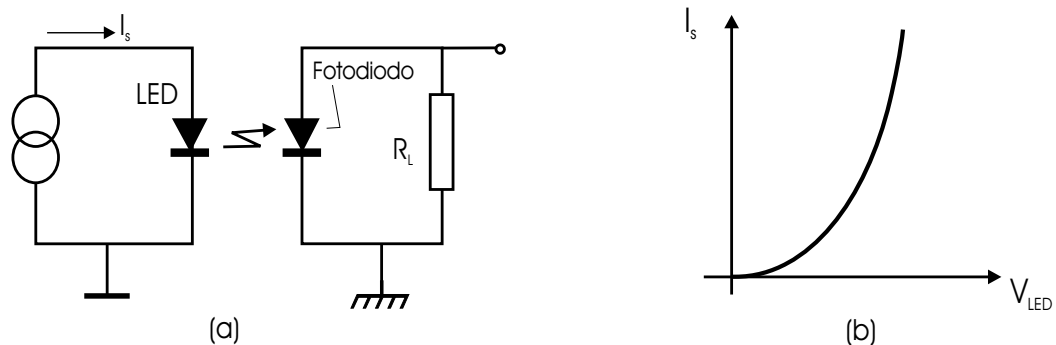


FIGURA 4.14: Aislamiento óptico LED/fotodiodo.

de la luz emitida por un diodo electroluminiscente (LED) a partir de la señal que se desee acoplar. La demodulación se efectúa mediante un fotodiodo o fototransistor. Los posibles problemas provienen de

- no son aplicables a señales de bajas frecuencias,
- la no linealidad intrínseca del emisor, aunque puede ser en parte corregida mediante circuitos de compensación, es menor que en el caso de un transformador,
- cuando se usan para señales digitales, presentan resistencias en los estados ON y OFF que distan mucho de ser ideales.

Debido a que el guiado de señales ópticas por las fibras ópticas no implica radiación y al mismo tiempo es muy insensible a las interferencias electromagnéticas externas, los optoacopladores son muy recomendables para conectar computadores y dispositivos de control que deban usarse en ambientes donde se requiera una gran

compatibilidad electromagnética o haya mucho nivel de ruido (fábricas, hospitales, aviones, etc). Por otra parte, los optoacopladores presentan un menor tamaño y peso que sus equivalentes en transformadores de aislamiento.

4.4. Filtrado

El objetivo de los filtros es la eliminación, o por lo menos la atenuación hasta niveles admisibles, de las perturbaciones conducidas y evitar al mismo tiempo la propagación de las componentes de alta frecuencia por radiación de los cables o pistas. Esta solución debería aplicarse lo más próxima posible a su origen y sólo en última instancia en los sistemas afectados.

4.4.1. Características de los filtros

El uso de los filtros en los sistemas de comunicación está muy extendido, pero en el diseño de aquellos dirigidos al rechazo de interferencias debe tenerse en cuenta que

- Deben ser efectivos para rechazar interferencias tanto en modo común como diferencial.
- Si se diseña un filtro de características generales, es muy posible que éste no funcione adecuadamente en muchas situaciones específicas. Ello se debe a que usualmente, las características de la fuente y de la carga no son muy conocidas a altas frecuencias e incluso pueden variar con el tiempo.
- En el filtro se debe distinguir entre las señales parásitas y las útiles.
- Las alinealidades de sus componentes hacen que este tipo de filtros se muestre muy sensible.

La descripción de las características de los filtros se hace relacionando las magnitudes de entrada y salida mediante funciones de transferencia (ver Fig. 4.15):

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

No obstante, la mayor parte de las veces, los filtros se describen mediante lo que

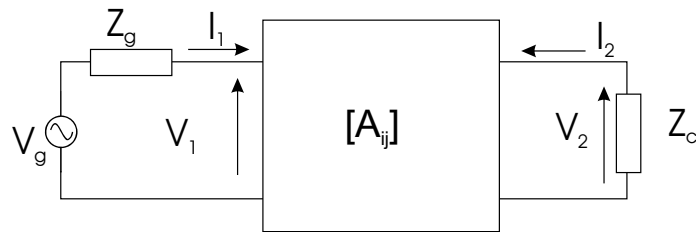


FIGURA 4.15: Cuadripolo equivalente para el estudio de la función de transferencia de un filtro.

se conoce como **pérdidas por inserción**, IL , definidas como

$$IL(\text{dB}) = 10 \log \frac{P(\omega) \text{ sin filtro}}{P(\omega) \text{ con filtro}} . \quad (4.25)$$

Generalmente, ambas potencias se miden en las mismas condiciones de fuente y carga, por lo que las pérdidas por inserción también se pueden definir como

$$IL(\text{dB}) = 20 \log \frac{V(\omega) \text{ sin filtro}}{V(\omega) \text{ con filtro}} = \log \frac{I(\omega) \text{ sin filtro}}{I(\omega) \text{ con filtro}} , \quad (4.26)$$

o bien en función de los parámetros de la función de transferencia,

$$IL(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{a_{12} + a_{11}Z_c + a_{22}Z_g + a_{21}Z_gZ_c}{Z_g + Z_c} \right| . \quad (4.27)$$

En la expresión anterior se pone de manifiesto que las pérdidas por inserción no sólo dependen de las características propias del filtro sino también de las de la carga y fuente. Por tanto, las pérdidas por inserción de los filtros se suelen dar referidas a unas determinadas condiciones de carga y fuente que deben explicitarse.

Dependiendo del rango en frecuencia que será suprimido, los filtros para EMC pueden clasificarse en

- *Filtros Paso Bajo para líneas de potencia*: pasa 50–60 Hz y no radiofrecuencias.
- *Filtros Paso Bajo para líneas de teléfono*: pasa 0–4 KHz y no altas frecuencias.
- *Filtros pasa Alto para líneas de datos*: pasan altas frecuencias y se atenúan las bajas.
- *Filtros de Comunicación Paso Banda*: pasa únicamente cierta banda de radiofrecuencia.
- *Filtros Rechazo de Banda*: se atenúa una cierta banda de radiofrecuencia.

4.4.2. Tipos de filtro elementales

- **Condensador en paralelo:**

Este filtro paso bajo, mostrado en la Fig. 4.16, puede presentar un comporta-

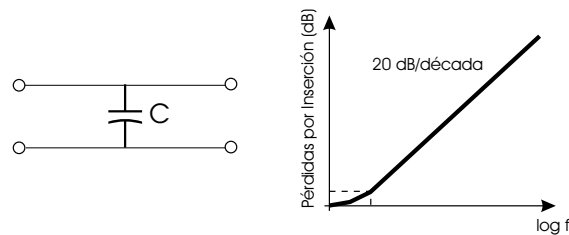


FIGURA 4.16: Filtro Condensador y su respuesta en frecuencia. función de transferencia de un filtro.

miento inesperado a alta frecuencia debido a los efectos inductivos del condensador (ver sección 2.1.2). En este caso se darán fenómenos de resonancia y el filtro presentará una reactancia capacitiva por debajo de la frecuencia de resonancia y una inductiva por encima.

- **Inductor en serie:**

El filtro mostrado en la Fig. 4.17 es otro ejemplo de filtro pasivo paso bajo. Análogamente al caso anterior, este filtro presentará un comportamiento

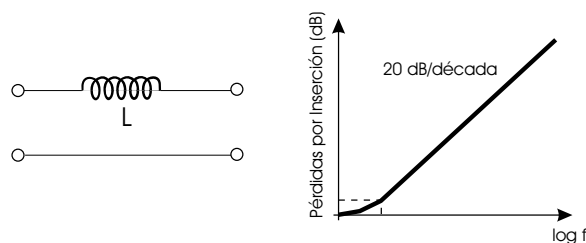


FIGURA 4.17: Filtro Inductor y su respuesta en frecuencia. función de transferencia de un filtro.

inductivo por debajo de su frecuencia de resonancia y uno capacitivo por encima.

El filtro capacitivo es más efectivo para impedancias de fuente/carga muy altas y el inductivo para las bajas. Ambos filtros presentan pendientes suaves en la banda de rechazo (20 dB/década) y no son muy útiles para situaciones en las que se presenten alta impedancia en la fuente y baja en la carga (o viceversa).

- **Filtros LC:**

Los filtros LC representados en la Fig. 4.18 proporcionan un mejor filtrado en

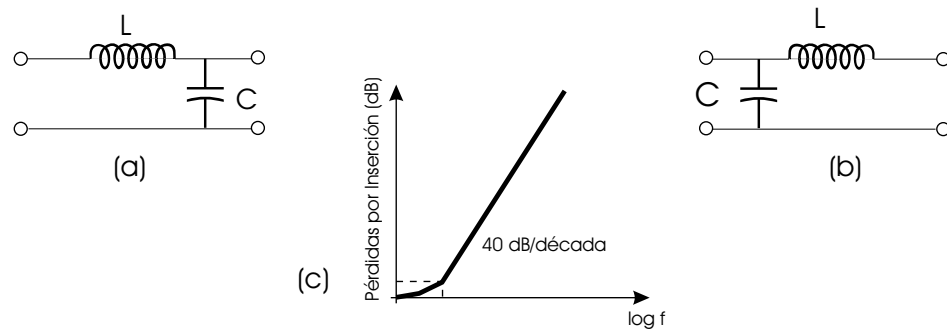


FIGURA 4.18: (a) Filtro para baja impedancia de fuente y alta de carga; (b) Filtro para alta impedancia de fuente y baja de carga; (c) Pérdidas por inserción para idénticas terminaciones de impedancia en fuente y carga.

alta frecuencia que los anteriormente vistos y son útiles para distintas situaciones de impedancia en fuente y carga.

- **Filtros en π y en T:**

El filtro en π de la Fig. 4.19(a) se muestra muy efectivo para altas impedan-

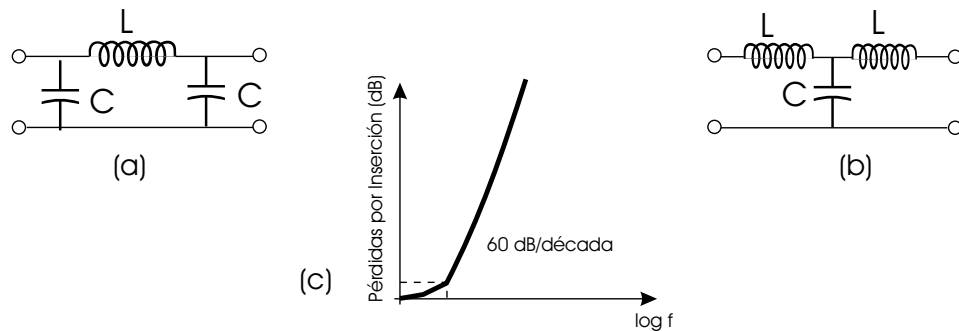


FIGURA 4.19: (a) Filtro en π ; (b) Filtro en T; (c) Pérdidas por inserción para idénticas terminaciones de impedancia en fuente y carga.

cias aunque no suele ser muy adecuado para tratar interferencias transitorias. Por el contrario, el filtro en T de la Fig. 4.19(b) presenta las características complementarias.

- **Filtros de línea con pérdidas:**

En algunas ocasiones, los filtros de elementos reactivos producen altos voltajes de interferencia en los terminales de salida debido a alta desadaptación de impedancias que se produce entre el filtro y la carga. En estas situaciones, son muy convenientes los filtros disipativos que hacen uso de las propiedades de

ciertos materiales magnéticos (por ejemplo, ferritas que presentan pérdidas) y actúan como absorbentes de señales de alta frecuencia.

- Otros filtros:

Cambiando cada inductor por un condensador y viceversa, se consigue que las características de los filtros mostrados anteriormente sean las opuestas. De este modo se pueden construir, por ejemplo,

- **Filtro paso alto:** ver Fig. 4.20

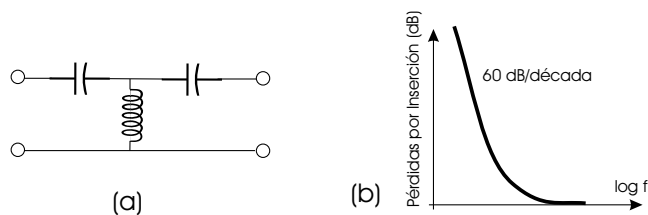


FIGURA 4.20: (a) Filtro Paso Alto (b) Pérdidas por inserción para idénticas terminaciones de impedancia en fuente y carga.

- **Filtro Paso de Banda:** ver Fig. 4.21

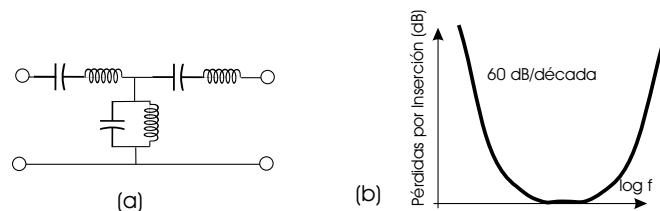


FIGURA 4.21: (a) Filtro Paso Banda (b) Pérdidas por inserción para idénticas terminaciones de impedancia en fuente y carga.

- **Filtro Rechazo de Banda:** ver Fig. 4.22

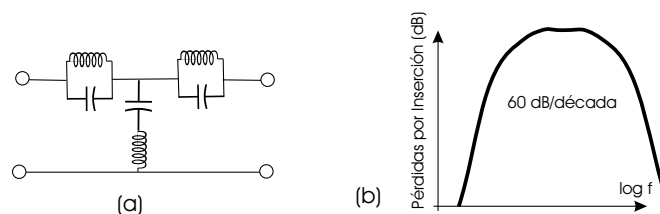


FIGURA 4.22: (a) Filtro Rechazo de Banda (b) Pérdidas por inserción para idénticas terminaciones de impedancia en fuente y carga.

Tema 5

Aplicación a un sistema informático

Como un ejemplo práctico de actuación, en este tema aplicaremos todos los contenidos expuestos anteriormente a la compatibilidad electromagnética de un sistema informático. En esencia, muchas de las precauciones y actuaciones que se han de tomar con respecto a un sistema informático no se diferencian de lo que habría que hacer con otros sistemas electromagnéticos. No obstante, se describirán aquellos métodos que aseguren que un sistema informático sea compatible electromagnéticamente.

5.1. Red de Alimentación

Las exigencias impuestas por norma a los equipos informáticos requieren que los límites de susceptibilidad de éstos con respecto a

- **Campos eléctricos** sean de 1 V/m desde 150 kHz a 25 MHz y 10 V/m desde 25 MHz a 10 GHz.
- **Campos magnéticos** creados por corrientes de 20 A a 50 Hz transportados por cables alrededor de las carcasas, teclados, etc.
- **Descargas electrostáticas** con diferencias de potencial de 7500 V.
- **Transitorios** de baja energía (± 1000 V, 50 ns) no deben provocar errores de *software* y transitorios de alta energía (1500 V, 1.2/50 μ s) no deben provocar errores de *hardware* ni averías.

A pesar de que la mayoría de los fabricantes prueban sus productos para valores más altos que los descritos anteriormente, es conveniente tener en cuenta una serie de consideraciones con el fin de atenuar en lo máximo el posible efecto de las interferencias electromagnéticas relacionadas con la red de alimentación. Entre ellas, se pueden destacar con referencia a la Fig. 5.1(a)

FIGURA 5.1: Instalación general de un computador o red local de computadores personales

1. Paneles antiestáticos para el suelo.
2. Malla de referencia de tierra.
3. Conexión de las carcasas metálicas a la malla de referencia de tierra a través

de mallas gruesas de cobre y con buenas soldaduras.

4. Las tuberías circundantes deben estar igualmente conectadas a tierra a través de la malla de tierra de referencia.
5. Uso de un transformador de aislamiento y diodos supresores de transitorios para proteger la entrada de alimentación de red.
6. Los empalmes deben situarse en una caja metálica conectada a tierra.
7. La instalación de toma de tierra del edificio debe ser suficientemente buena.
8. Es conveniente instalar una línea específica para el computador central o el conjunto de PC.
9. La conexión de los periféricos del sistema debe realizarse a la misma regleta de toma de corriente.
10. Si la red de suministro no fuera del todo estable y se previera la posibilidad de continuas faltas de tensión, es muy aconsejable la instalación de un sistema de alimentación ininterumpida (SAI o UPS) dispuesto después del transformador de aislamiento.

Con respecto a la Fig. 5.1(b) debe considerarse lo siguiente en el caso de necesitar conectar el computador o la red local de PC a líneas de datos provenientes del exterior del edificio:

1. Protección primaria (descargadores de gas, varistores) en la entrada del edificio.
2. Cables apantallados.
3. Protección secundaria en la misma habitación del computador.

5.2. Conexiones Entrada/Salida

Se ha comprobado que la radiación captada o emitida por los bucles formados por cables y la diafonía entre ellos representa más del 50% de los problemas de acoplo de interferencias. En principio, la solución más idónea sería el uso de fibras ópticas ya que éstas

- no radian ni captan interferencias electromagnéticas (IEM),

- son inmunes a las corrientes de IEM de los planos de masa y a los rayos,
- no presentan diafonía ni problemas de sobretensiones,
- no son afectadas por descargas electrostáticas,
- son más pequeñas y ligeras que su equivalente en cable.

No obstante, si no se puede adoptar esta medida es conveniente seguir las siguientes recomendaciones generales:

1. Trenzar los conductores de señal en forma de pares trenzados, con objeto de minimizar el área posible a los acoplamientos inductivos.
2. Apantallar los cables para evitar el acoplamiento capacitivo, conectando las pantallas al punto general de masa.
3. Usar en los extremos de las líneas de transmisión las impedancias de terminación oportunas para evitar reflexiones y problemas de transmisión.
4. Usar cuentas de ferrita para reducir el acoplamiento de IEM debido a los grandes bucles de masa formados en las conexiones de cables a equipos.

Con respecto al cableado interno de los equipos, se pueden formular las siguientes recomendaciones:

- No mezclar nunca conductores de alimentación o de control con los posibles conductores de potencia.
- Cablear directamente de punto a punto para evitar las capacidades parásitas.
- El conexionado entre diferentes partes del equipo debe ser lo más corto y con la mayor sección posible.
- Eliminar los bucles de corriente, o minimizar sus áreas.
- Filtrar todos los cables que atraviesen zonas de IEM, sea con filtros RC, LC o con cuentas de ferrita.
- Trenzar y apantallar todos los cables generadores de IEM.
- Los cruces de cableado entre una línea con interferencia y otra susceptible deben hacerse, en lo posible, perpendiculares.

- El equipo debe presentar un buen blindaje metálico conectado a una buena toma de tierra.
- Dentro del equipo debe separarse mediante blindajes adecuados la parte de potencia de las restantes.

Apéndice A

Obtención de la matriz de transferencia para un par de conductores

Considérese la línea de transmisión mostrada en la Fig. 1.1 donde las magnitu-

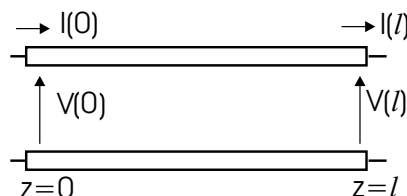


FIGURA 1.1: Línea de transmisión de dos conductores

des fasoriales $V(z)$ e $I(z)$ vienen dadas por

$$V(z) = V_+ e^{-j\beta z} + V_- e^{j\beta z} \quad (\text{A.1})$$

$$I(z) = \frac{\beta}{\omega L} (V_+ e^{-j\beta z} - V_- e^{j\beta z}) . \quad (\text{A.2})$$

Dado que se quiere relacionar

$$\begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} ,$$

cada uno de los elementos de la matriz $[A]$ podrá calcularse como

$$\blacksquare A_{11} = \left. \frac{V(l)}{V(0)} \right|_{I(0)=0}$$

$$I(0) = \frac{\beta}{\omega L} (V_+ - V_-) = 0 \longrightarrow V_+ = V_-$$

$$V(0) = 2V_+$$

$$V(l) = V_+ e^{-j\beta l} + V_+ e^{j\beta l} = 2V_+ \cos \beta l = V(0) \cos \beta l$$

luego

$$A_{11} = \cos \beta l . \quad (\text{A.3})$$

$$\blacksquare A_{22} = \left. \frac{I(l)}{I(0)} \right|_{V(0)=0}$$

$$V(0) = (V_+ + V_-) = 0 \longrightarrow V_+ = -V_-$$

$$I(0) = \frac{\beta}{\omega L} 2V_+$$

$$I(l) = \frac{\beta}{\omega L} V_+ (e^{-j\beta l} + e^{j\beta l}) = \frac{\beta}{\omega L} 2V_+ \cos \beta l = I(0) \cos \beta l$$

luego

$$A_{22} = \cos \beta l . \quad (\text{A.4})$$

$$\blacksquare A_{12} = \left. \frac{V(l)}{I(0)} \right|_{V(0)=0}$$

$$V_+ = -V_- \quad I(0) = \frac{\beta}{\omega L} 2V_+ \quad 2V_+ = \frac{\omega L}{\beta} I(0)$$

$$V(l) = V_+ (e^{-j\beta l} - e^{j\beta l}) = -2jV_+ \sin \beta l = -j \frac{\omega L}{\beta} I(0) \sin \beta l$$

luego

$$A_{12} = -j \frac{\omega L}{\beta} \sin \beta l . \quad (\text{A.5})$$

$$\blacksquare A_{21} = \left. \frac{I(l)}{V(0)} \right|_{I(0)=0}$$

$$V_+ = V_- \quad V(0) = 2V_+$$

$$I(l) = \frac{\beta}{\omega L} V_+ (e^{-j\beta l} - e^{j\beta l}) = -j \frac{\beta}{\omega L} 2V_+ \sin \beta l$$

luego

$$A_{21} = -j \frac{\omega C}{\beta} \sin \beta l , \quad (\text{A.6})$$

dado que

$$\frac{\beta}{\omega L} = \frac{\omega^2 LC}{\beta \omega L} = \frac{\omega C}{\beta} .$$

Bibliografía

- [1] J. Balcells, F. Daura, R. Esparza, R. Pallás, *Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos*, Marcombo, Boixareu Editores, Serie: Mundo Electrónico, Barcelona, 1992
- [2] V. Prasad Kodali, *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies*, Ed. IEEE Press, New York, 1996
- [3] B. Keiser, *Principles of Electromagnetic Compatibility*, Ed. Artech House, Third Edition, 1987.
- [4] C. R. Paul, "Computation of Crosstalk in Multiconductor Transmission Line", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-23, pp. 352–358, November 1981.
- [5] R. B. Schulz, V. C. Plantz, D. R. Brush, "Shielding Theory and Practice", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-30, pp. 187–201, August 1988.
- [6] J. L. Sebastián, *Fundamentos de Compatibilidad Electromagnética*, Edit. Addison-Wesley, Madrid 1999.