

Capítulo 8

Blindajes

Autor: Walter Gustavo Fano

Resumen

El ruido electromagnético y las señales indeseables, pueden afectar el funcionamiento de los dispositivos o sistemas electrónicos. Por esa razón es necesario aislar dichos dispositivos del ruido electromagnético presente en el ambiente, mediante un blindaje electromagnético. Los blindajes son metálicos, por esa razón se debe estudiar la propagación electromagnética en un medio con pérdidas, con las condiciones de borde del aire - metal (buen dieléctrico - buen conductor). Es importante conocer los coeficientes de transmisión y reflexión en cada interfaz, para comprender el funcionamiento de un blindaje. Este conocimiento permite obtener la eficiencia del blindaje, que es el parámetro necesario para su diseño. La eficiencia del blindaje fue estudiada en primera instancia por Schelkunoff [69], quien considera la lámina de caras paralelas de la placa metálica como una línea de transmisión. También, se muestra el enfoque de los blindajes multicapas. El blindaje de campos magnéticos en bajas frecuencias se realiza con un material de alta permeabilidad, o con una espira en corto circuito. Para finalizar se explican las normas para la medición de los blindajes.

8.1. Introducción

En distintos ambientes se encuentran ruido electromagnético y señales espurias, como se ha explicado en el Capítulo 1, que tienen, tanto origen natural como artificial y pueden afectar el funcionamiento de los dispositivos electrónicos en general. Hay dispositivos que en particular tienen una elevada sensibilidad para funcionar, en cuyo caso es necesario para su funcionamiento aislarlos del ambiente con ruido electromagnético. Aquí que aparece el concepto de blindaje a las interferencias electromagnéticas. Tra-

adicionalmente, la palabra blindaje era: *Un conjunto de materiales que se utilizan para proteger una cosa o lugar de los efectos de los proyectiles*. Es un concepto de seguridad y se aplica, por ejemplo, a automóviles que se blindan o vehículos pesados como un tanque, que posee un blindaje a los proyectiles. Sin embargo, este mismo término también tiene su aplicación cuando se quiere impedir que la radiación electromagnética llegue a un determinado circuito o recinto donde se encuentran equipos o personas. Por lo tanto, se habla de blindaje del circuito, blindaje de conductores, blindaje de equipamiento o blindaje de un recinto que será utilizado para una aplicación especial que necesita aislarse de interferencias electromagnéticas.

En este capítulo se estudia el problema del blindaje para ondas electromagnéticas en materiales y estructuras. Se debe tener en cuenta la propagación electromagnética y conocer las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales utilizados. En un curso básico de electromagnetismo, habitualmente se desarrollan las soluciones de las ecuaciones de Maxwell en la propagación del espacio libre, es decir sin condiciones de borde para los medios de propagación más comunes.

Desde el punto de visto histórico, el primero en enunciar los conceptos básicos de blindajes fué Schelkunoff en el libro *Electromagnetic Waves*, [69].

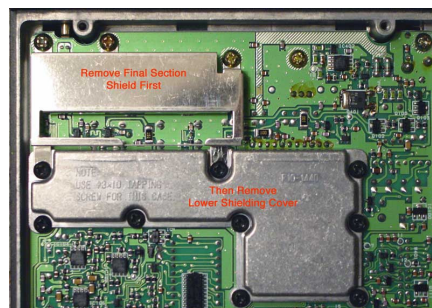


Figura 8.1: Receptor. Fuente: www.ham-radio.com

Un blindaje es un elemento que se usa para bloquear o impedir que incidan ondas electromagnéticas externas a un circuito o sistema que se quiere proteger. Usualmente los blindajes se construyen con materiales metálicos, para impedir la propagación de las ondas electromagnéticas que podrían interferir el circuito. La forma de realizar el blindaje y la interferencia de las ondas electromagnéticas externas, depende de la intensidad de los campos eléctricos y magnéticos incidentes, de las dimensiones del circuito a proteger, de la frecuencia de la señal interferente y además de los materiales utilizados.

Los distintos blindajes que se construyen en aplicaciones comerciales, como por ejemplo un receptor de radio, se observa en la Figura 8.1. Otro caso es un blindaje para un amplificador de televisión por cable (CATV), que se encuentra instalado en un tendido aéreo. En la Figura 8.2, se aprecia el empleo de un gabinete estanco, con un cierre hermético, para impedir el in-



Figura 8.2: Amplificador de CATV. Fuente: www.lootomnetwork.com



Figura 8.3: Divisor de potencia. Fuente: www.china-telecommunications.com

greso del agua. El blindaje construido para un divisor de potencia, se realiza con el mismo criterio y se observa en la Figura 8.3. El blindaje construido para un sintonizador de un receptor de televisión, se observa en la Figura 8.4. En esta Figura se aprecia que existen agujeros, para realizar los ajustes mediante potenciómetros, los cuales pueden perjudicar el rendimiento del blindaje.



Figura 8.4: Sintonizador de TV. Fuente: NorthQ 7000/7100 hardware.

En la Fig. 8.5 se puede observar un circuito blindado que impide la interferencia de ondas electromagnéticas provenientes de una antena transmisora y del sistema de comunicaciones móviles (WiFi), que se encuentra en la cercanía.

En la Fig. 8.6 se puede observar un conductor que capta energía radiada por una antena, la corriente inducida que circula por el conductor ingresa en el gabinete, que actúa como un blindaje, provocando interferencia. Para limitar la interferencia, se coloca un cable blindado, conectado eléctricamente

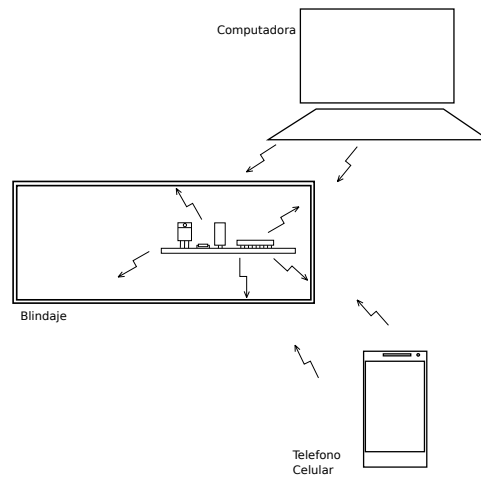


Figura 8.5: Un circuito blindado impide recibir y transmitir interferencia hacia afuera del blindaje.

al blindaje del circuito, como se observa en la Figura 8.7. De esta manera, la corriente inducida proveniente de las radiaciones exteriores, circula por la superficie externa del blindaje, sin interactuar con la electrónica que permanece blindada.

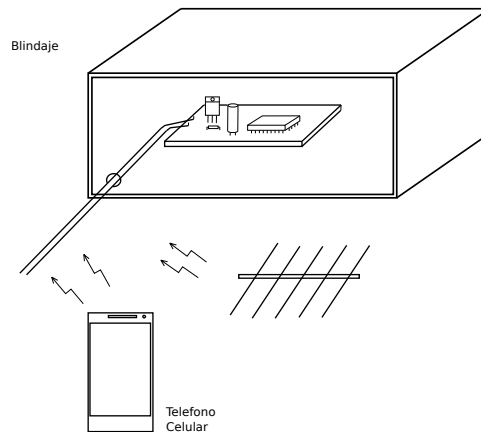


Figura 8.6: Interferencia que capta el conductor que se atraviesa el blindaje.

8.2. Consideraciones para un blindaje

Si se considera una interfaz aire - metal, donde el metal posee una conductividad eléctrica muy elevada, donde una onda electromagnética incide desde el aire, se encuentra con una discontinuidad abrupta entre la conductividad del aire que es prácticamente nula y la conductividad del metal que

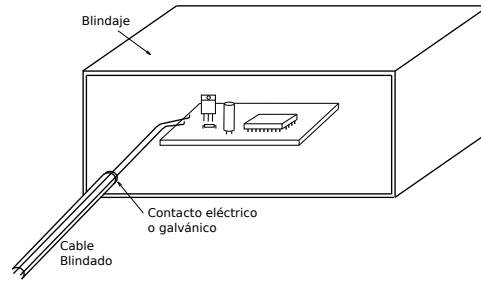


Figura 8.7: Conexión entre un cable blindado y el blindaje del circuito para evitar la interferencia que induce el cable.

es superior a 10^7 (S/m). Por ejemplo, en un blindaje de aluminio que posee una conductividad $\sigma \cong 4 \cdot 10^7$ (S/m) al cual incide una onda electromagnética cuya frecuencia es $f = 10^5$ (Hz), desde el aire. En este caso se presenta una variación entre las impedancias del aire de $Z_{00} \cong 377$ (Ω) y del aluminio $Z_{AL} = 88,4 + j88,4$ ($m\Omega$). Por lo tanto, gran parte del campo eléctrico se refleja en la superficie metálica y una pequeña fracción atraviesa la interfaz. Por esta razón para la interfaz aire - metal, el coeficiente de reflexión del campo eléctrico es prácticamente unitario ($\Gamma \cong -1 \cong 1e^{j\pi}$) [30]. En las secciones siguientes se trata el problema físico-matemático de una interfaz entre dos medios y el caso de una lámina de caras planas paralelas, que posee muchas aplicaciones tecnológicas.

8.3. Materiales eléctricos y magnéticos

Los materiales usados en ingeniería eléctrica y electrónica habitualmente se pueden considerar lineales, homogéneos e isotrópos, que se denominan también medios simples.

Las relaciones entre los vectores magnéticos B y H y los vectores eléctricos D y E , se denominan relaciones constitutivas y habitualmente son las siguientes:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (8.1)$$

donde: μ es la permeabilidad magnética del material

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (8.2)$$

donde: ϵ es la permitividad eléctrica

μ y ϵ en un caso general son matrices, pero en el caso particular de los medios simples son constantes escalares y van a variar en función de la frecuencia de la excitación del generador.

A partir de la densidad de corriente de conducción \vec{J}_c , que está relacionada con el campo eléctrico \vec{E} , a través de la ecuación de Ohm microscópica, se puede expresar:

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (8.3)$$

donde σ es la conductividad eléctrica del material

Para el vacío, se tiene:

- Permitividad eléctrica del vacío $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ (F/m)}$.
- Permeabilidad magnética del vacío $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}$.
- Conductividad eléctrica $\sigma = 0 \text{ (S/m)}$.

8.4. Conductividad y permitividad eléctrica

La conductividad eléctrica σ y la permitividad eléctrica ϵ de los medios que aparecen en la naturaleza, con los materiales metálicos más comunes se pueden observar en la Tabla 8.1 [70].

8.5. Permeabilidad magnética

La permeabilidad magnética μ de diversos medios se pueden observar en la Tabla 8.2, donde se encuentran materiales en estado natural, que prácticamente no poseen características magnéticas. Distinto es el caso de los metales como el níquel, hierro o el acero que poseen valores de permeabilidad mayores a la unidad, como por ejemplo, el acero que posee una permeabilidad magnética relativa de alrededor de dos mil y estas características magnéticas habitualmente se presentan en bajas frecuencias.

Por lo general los materiales ferromagnéticos poseen un alto valor de permeabilidad magnética. Un caso de especial interés es el mu-metal, que es una aleación de níquel - hierro ferromagnético blando. Esta aleación presenta una muy alta permeabilidad magnética relativa, que se utiliza para proteger los equipos electrónicos sensibles a las interferencias de bajas frecuencias, inclusive para campos magnéticos estáticos. Este material, tiene varias composiciones, una de ellas es aproximadamente 77 % de níquel, 16 % de hierro, 5 % de cobre y 2 % de cromo o molibdeno ¹.

¹<https://es.qwertyu.wiki/wiki/Mu-metal>

Cuadro 8.1: Materiales dieléctricos con pérdidas

Medio	$\sigma [S/m]$	ϵ_r
cuarzo	$1 \cdot 10^{-17}$	3,8
cera	$1 \cdot 10^{-17}$	3,8
azufre	$1 \cdot 10^{-15}$	4,0
mica	$1 \cdot 10^{-15}$	6,0
parafina	$1 \cdot 10^{-15}$	2,1
goma	$1 \cdot 10^{-15}$	6,0
vidrio	$1 \cdot 10^{-12}$	6,0
baquelita	$1 \cdot 10^{-9}$	4,8
agua destilada	$1 \cdot 10^{-4}$	81
suelo seco	$5 \cdot 10^{-4}$	3,0
agua dulce	$5 \cdot 10^{-3}$	81
suelo húmedo	$5 \cdot 10^{-3}$	15
agua de mar	5	81
carbono	$3 \cdot 10^4$	1
grafito	$3 \cdot 10^4$	1
hierro	$1 \cdot 10^6$	1
plomo	$5 \cdot 10^6$	1
estaño	$9 \cdot 10^6$	1
bronce	$1 \cdot 10^7$	1
cinc	$1,7 \cdot 10^7$	1
laton	$2,56 \cdot 10^7$	1
aluminio	$4 \cdot 10^7$	1
oro	$4,1 \cdot 10^7$	1
cobre	$5,76 \cdot 10^7$	1
plata	$6,1 \cdot 10^1$	1

8.6. Onda plana

En la sección 2.18, se ha obtenido la ecuación de Helmholtz, partiendo de las ecuaciones de Maxwell, para una excitación armónica en el tiempo. Las soluciones de esta ecuación, permite obtener la función de onda plana. Por ejemplo, una onda electromagnética plana monocromática, que está polarizada en la dirección "x" y que se propaga en una dirección "z":

$$\vec{E} = \hat{x}E_0e^{j\omega t - \gamma z} \quad (8.4)$$

$$\vec{H} = \hat{y}H_0e^{j\omega t - \gamma z} \quad (8.5)$$

donde:

- \vec{H} es el campo magnético H (A/m).
- \vec{E} es el campo eléctrico E (V/m).
- ω : es la pulsación angular ω (1/s).
- t es el tiempo t (s).

Cuadro 8.2: Materiales Magnéticos

medio	μ_r	Clase
bismuto	~ 1	Diamagnetico
plata	~ 1	Diamagnetico
plomo	~ 1	Diamagnetico
cobre	~ 1	Diamagnetico
agua	~ 1	No magnético
vacío	~ 1	Paramagnético
aire	~ 1	Paramagnético
aluminio	~ 1	Paramagnético
paladio	~ 1	Ferromagnético
cobalto	250	Ferromagnético
níquel	600	Ferromagnético
acero	2000	Ferromagnético
hierro	5000	Ferromagnético
hierro al Si	7000	Ferromagnético
mumetal	100000	Ferromagnético

Como la constante de propagación espacial:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (8.6)$$

donde:

- α (1/m) es la constante de atenuación.
- β (rad/m) es la constante de fase.

Reemplazando (8.6) en (8.4) y (8.5), se obtiene:

$$\vec{E} = \hat{x}E_0e^{-\alpha z}e^{-j\beta z}e^{j\omega t} \quad (8.7)$$

$$\vec{H} = \hat{y}H_0e^{-\alpha z}e^{-j\beta z}e^{j\omega t} \quad (8.8)$$

Por lo tanto, la intensidad del campo eléctrico y magnético, disminuyen con una función exponencial de z , en un medio que posee una constante de atenuación α :

$$\begin{aligned} |\vec{E}| &= E_0e^{-\alpha z} \\ |\vec{H}| &= H_0e^{-\alpha z} \end{aligned} \quad (8.9)$$

donde E_0 y H_0 son las intensidades de campo para $z = 0$

8.7. Velocidad de propagación y longitud de onda

La velocidad de propagación se define como:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \text{ [m/s]} \quad (8.10)$$

donde la parte imaginaria de la constante de propagación es:

$$\beta = \Im(\gamma) = \Im(\sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}) \quad (8.11)$$

La longitud de onda, resulta:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \text{ [m]} \quad (8.12)$$

8.8. Impedancia de onda

Se define la impedancia de la onda electromagnética plana Z_w a una distancia suficientemente elevada, que se considera una región de campo lejano, de un medio cualquiera, donde la onda es esencialmente plana, de acuerdo a lo que se ha visto en la subsección 7.3. Esta magnitud resulta del cociente entre el campo eléctrico y el campo magnético de la siguiente manera:

$$Z_w = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \text{ [\Omega]} \quad (8.13)$$

En general, la permeabilidad magnética $\mu = \mu' - j\mu''$ y la permitividad eléctrica $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, son las propiedades del medio con pérdidas, donde se propaga la onda electromagnética.

Multiplicando numerador y denominador por $j\omega$ de la ec. (8.13), se obtiene:

$$Z_w = \sqrt{\frac{j\omega(\mu' - j\mu'')}{j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')}} \quad (8.14)$$

Operando:

$$Z_w = \sqrt{\frac{j\omega(\mu' - j\mu'')}{\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon'}} = \sqrt{\frac{j\omega(\mu' - j\mu'')}{\sigma + j\omega\epsilon'}} \quad (8.15)$$

donde la conductividad eléctrica se expresa como $\sigma = \omega\epsilon''$ [30], [71].

En el caso que el material magnético tenga pérdidas despreciables, $\mu'' \cong 0$, se puede expresar la impedancia de onda como:

$$Z_w = \sqrt{\frac{j\omega\mu'}{\sigma + j\omega\epsilon'}} \quad (8.16)$$

Que es la impedancia de un medio con pérdidas dieléctrica y sin pérdidas magnéticas.

8.9. Propagación en un buen conductor

Se considera que un medio es buen conductor cuando la densidad de corriente de conducción es mucho mayor a la densidad de corriente de desplazamiento, en este caso se tiene [30], [71]:

$$\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \gg 1 \quad (8.17)$$

Por lo tanto:

- $\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$
- $\alpha = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$
- $\beta = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$
- $v = \frac{\omega}{\beta} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}}$
- $\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}}$
- $Z_w = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}}$
- $\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}}$

donde δ es la profundidad de penetración de la onda electromagnética en un medio buen conductor, es decir, donde la amplitud del campo eléctrico o magnético de la onda electromagnética, disminuye al 36,8 % [30], [71].

8.10. Propagación en un buen dieléctrico

Se considera que un medio es buen dieléctrico, cuando la densidad de corriente de desplazamiento es mucho mayor que la densidad de corriente de conducción, en este caso se tiene [30], [71]:

$$\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \ll 1 \quad (8.18)$$

Por lo tanto:

- $\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \cong \sqrt{j\omega\mu(j\omega\epsilon)} = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
- $\alpha \cong 0$
- $\beta \cong \omega\sqrt{\mu\epsilon}$
- $v = \frac{\omega}{\beta} \cong \frac{\omega}{\omega\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$

- $\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \cong \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\mu\epsilon}}$
- $Z_w = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma+j\omega\epsilon}} \cong \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

8.11. Propagación en el vacío

La propagación electromagnética en el vacío, será la propagación en un dieléctrico perfecto, es decir, sin pérdidas. Se considera que en condiciones ambientales donde no se producen lluvias, ni otros fenómenos climáticos como nieve, granizo o rocío que podrían cambiar el comportamiento del aire seco, no se produce una atenuación disipativa. Teniendo en cuenta que para el vacío $\sigma = 0$ y $\alpha = 0$, la constante de propagación es imaginaria pura y se puede expresar como:

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (8.19)$$

La densidad de flujo de potencia de la onda electromagnética, se calcula como el producto vectorial entre el campo eléctrico y magnético, es decir [30]:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (8.20)$$

Se observa que el resultado es otro vector perpendicular a los campos \vec{E} y \vec{H} , que indica la dirección de la propagación de la onda y se denomina vector de Poynting instantáneo \vec{P} .

En la práctica es conveniente calcular el valor promedio temporal del vector de Poynting como:

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} \Re(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (8.21)$$

Reemplazando el campo E y H de las ecuaciones (8.4) y (8.5) el promedio temporal del vector de Poynting se obtiene:

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} \Re(\hat{x}E_0e^{j(\omega t - \beta z)} \times \hat{y}H_0^*e^{j(\omega t - \beta z)^*}) \quad (8.22)$$

El vector de Poynting promedio temporal se puede expresar:

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} \Re \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ E_0e^{j(\omega t - \beta z)} & 0 & 0 \\ 0 & H_0^*e^{j(\omega t - \beta z)^*} & 0 \end{vmatrix} = 0 \quad (8.23)$$

Operando:

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} \Re(\hat{z}E_0H_0^*) \quad (8.24)$$

Considerando la relación entre \vec{E} y \vec{H} , para una onda plana en el vacío, se obtiene:

$$H_0 = \frac{E_0}{Z_{00}} \quad (8.25)$$

Se obtiene:

$$\langle \vec{P} \rangle = \hat{z} \frac{E_0^2}{2Z_{00}} \quad (8.26)$$

Resulta:

$$\boxed{\langle P \rangle = \frac{E_0^2}{2Z_{00}}} \quad (8.27)$$

La ec. (8.27) es el cociente entre la intensidad del campo eléctrico pico al cuadrado y el doble de la impedancia intrínseca del vacío. Por lo tanto, se obtiene la densidad de potencia en promedio temporal. Es necesario aclarar que el campo eléctrico en valor eficaz, para una onda monocromática, se relaciona con la intensidad de campo eléctrico pico:

$$E_{ef} = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \quad (8.28)$$

Por lo tanto, la densidad de potencia promedio temporal, se puede escribir en función del campo eléctrico eficaz, de la siguiente manera:

$$\boxed{\langle P \rangle = \frac{E_{ef}^2}{Z_{00}}} \quad (8.29)$$

donde E_{ef} es el campo eléctrico eficaz.

8.12. Profundidad de penetración. Impedancia de onda y tangente de pérdidas

Como se ha visto en la sección 8.9, para un medio buen conductor, la profundidad de penetración se representa graficamente en la Figura 8.8, de acuerdo al tipo de medio, dada por:

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}} \text{ (m)} \quad (8.30)$$

En la Figura 8.9, se representa la impedancia de onda dada por:

$$Z_w = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} \text{ (}\Omega\text{)} \quad (8.31)$$

En la Figura 8.10 se representa la tangente del ángulo de pérdidas dada por:

8.12. PROFUNDIDAD DE PENETRACIÓN. IMPEDANCIA DE ONDA Y TANGENTE DE PÉRDIDAS

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \quad (8.32)$$

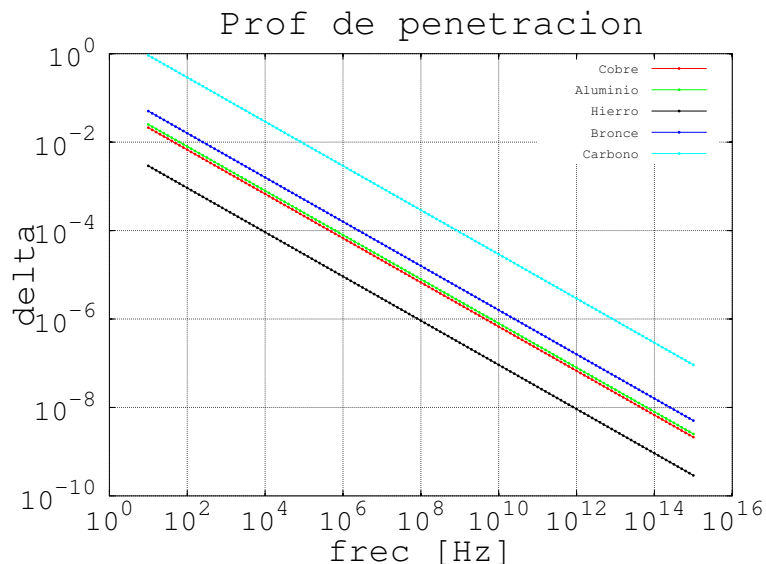


Figura 8.8: profundidad de penetración

La profundidad de penetración va a disminuir con el aumento de la frecuencia. Este fenómeno se denomina efecto pelicular.

El módulo de la impedancia de onda de la Fig. 8.9, que corresponde a la propagación en un metal, se observa que es relativamente pequeño, en bajas frecuencias y aumenta con el crecimiento de la frecuencia.

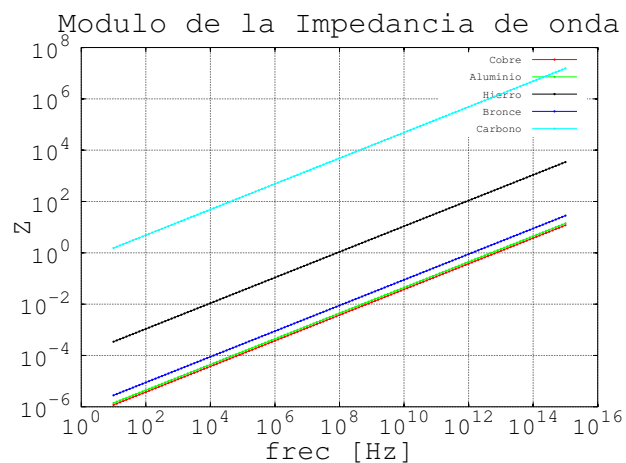


Figura 8.9: Impedancia de onda

La tangente de pérdidas eléctricas en el metal de la Fig. 8.10, se observa que disminuye con el aumento de la frecuencia de la onda electromagnética.

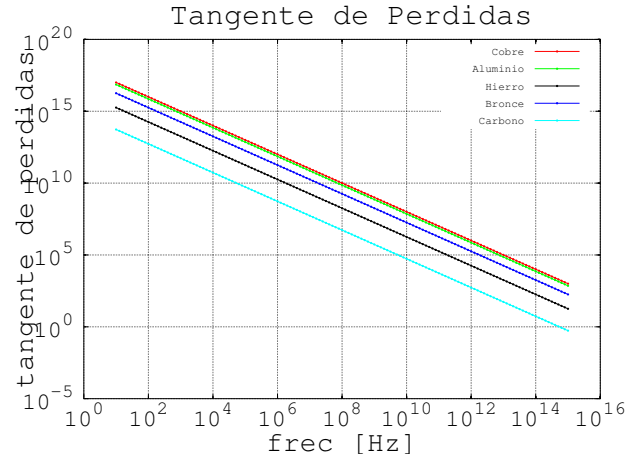


Figura 8.10: tangente de pérdida

8.13. Intensidad del campo eléctrico en metales

Como ejemplo se puede observar en las Figuras 8.11 la representación gráfica de la intensidad del campo eléctrico en distintos metales, para una frecuencia de 1MHz y de 100MHz . Donde se nota que para la frecuencia de 100MHz , la profundidad de penetración es diez veces más pequeña que para 1MHz , en todos los metales analizados. Por lo tanto el efecto de blindaje es más efectivo a medida que aumenta la frecuencia.

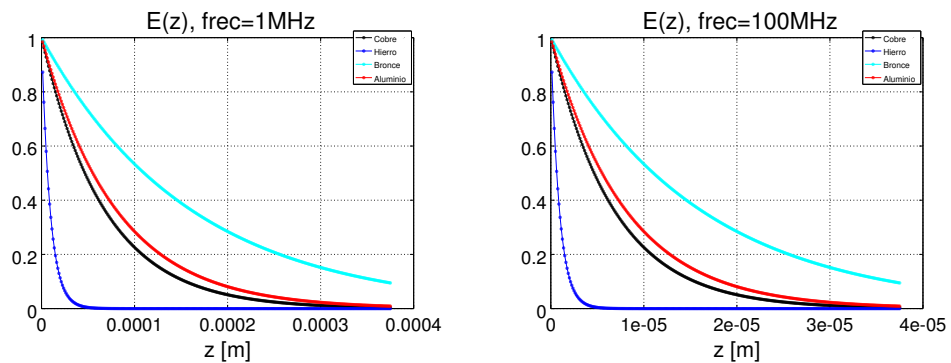


Figura 8.11: Intensidad del campo eléctrico que se propaga en distintos metales en función de la distancia.

En la Figura 8.12, se puede observar que la intensidad de campo eléctrico

posee profundidades de penetración mucho más alta en los distintos suelos, comparado con los metales. La profundidad de penetración para el agua de mar es mucho más pequeña que para el suelo. Esto se debe a que la conductividad del agua de mar es del orden de los 5 S/m y es la más alta que se encuentra en la naturaleza. El agua dulce tiene una conductividad mucho menor y depende de las impurezas que contiene, por lo tanto, la profundidad de penetración es mucho menor que para el agua de mar. En el caso del agua destilada, donde prácticamente no existe ninguna impureza, el agua se comporta como un dieléctrico perfecto, es decir, de conductividad nula. Los metales son materiales artificiales, tecnológicamente producidos por el hombre, en los cuales la conductividad es muy elevada y la penetración muy pequeña. Esta penetración denominada efecto pelicular, es muy pequeña.

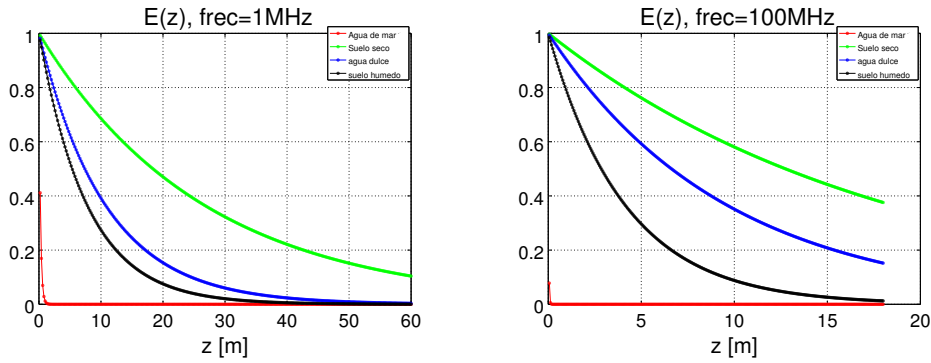


Figura 8.12: Intensidad del campo eléctrico que se propaga en distintos suelos en función de la distancia.

8.14. Condiciones de borde en una interfaz plana

Si se considera una interfaz plana sin rugosidad, cuyas dimensiones son mucho más grandes que la longitud de onda de la onda electromagnética que incide en la interfaz de la Figura 8.13, se pueden determinar las condiciones de bordes de los campos eléctricos y magnéticos.

En una interfaz plana de extensión infinita entre dos medios con pérdidas, cuyas propiedades, dieléctricas y magnéticas, se deben a que la conductividad es finita, se ha visto en la ingeniería electromagnética y son las siguientes [30], [32]:

$$(\vec{B}_2 - \vec{B}_1) \cdot \hat{n} = 0 \quad (8.33)$$

Esta ecuación expresa que se mantiene la componente normal de inducción magnética B a ambos lados de la interfaz.

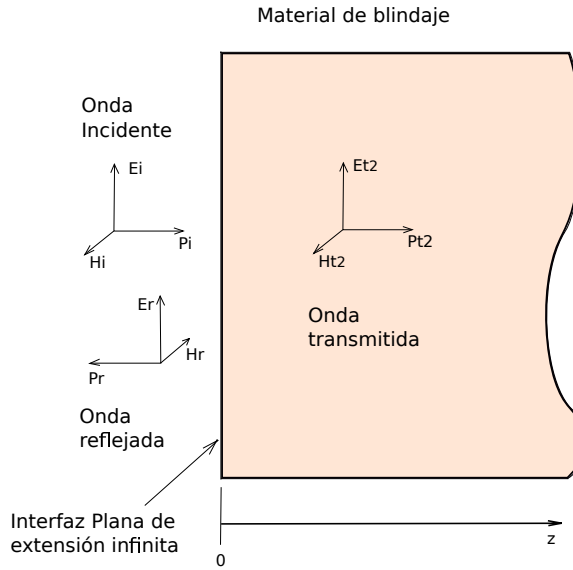


Figura 8.13: Campos incidentes, reflejados y transmitidos en una interfaz plana

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \cdot \hat{n} = \rho \quad (8.34)$$

donde ρ es la densidad de carga eléctrica ($Coul/m^2$).

Aquí se mantiene la componente normal de la densidad de flujo eléctrico D , pero cuando hay carga en la superficie, habrá una discontinuidad entre los vectores, que será igual a la densidad de carga superficial.

$$\hat{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) = 0 \quad (8.35)$$

Esta expresión indica que se conservan las componentes tangenciales del campo eléctrico a ambos lados de la interfaz.

$$\hat{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = 0 \quad (8.36)$$

Esta expresión indica que se conservan, es decir, se mantienen constantes las componentes tangenciales del campo magnético para medios de conductividad finita.

Las condiciones de borde obtenidas del campo eléctrico y magnético tangenciales se ilustran en la Figura 8.14.

En el caso que el medio 2 sea de conductividad infinita, la diferencia de los campos $H_{tangencial}$ no se conservan. Esto significa que en el miembro de la derecha de la ecuación anterior, existe una densidad de corriente de conducción en la superficie del medio de conductividad infinita. De este

modo se anulan los cuatro vectores de los campos en el medio 2 $E_2 = 0$, $H_2 = 0$, $B_2 = 0$ y $D_2 = 0$.

En los blindajes, se usan los materiales metálicos que poseen una conductividad eléctrica muy alta, pero no es infinita. Como se ha explicado anteriormente se comportan como buenos conductores. Para el análisis de un blindaje no se supone que la conductividad es infinita.

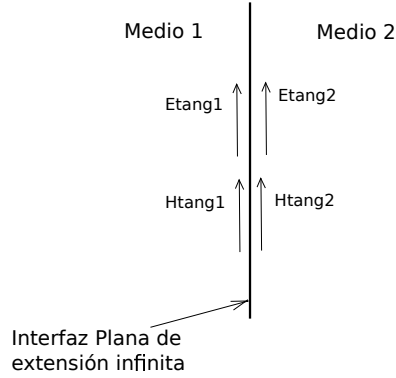


Figura 8.14: Campos eléctrico y magnético tangenciales en los bordes de la interfaz

Resumiendo, para el caso medio 1 - medio 2, de conductividad finita, sin densidad de carga eléctrica en la superficie, las condiciones de borde son:

$$B_{n2} = B_{n1} \quad (8.37)$$

$$D_{n2} = D_{n1} \quad (8.38)$$

$$E_{1tangencial} = E_{2tangencial} \quad (8.39)$$

$$H_{1tangencial} = H_{2tangencial} \quad (8.40)$$

Se observa que las componentes normales de \vec{B} y \vec{D} se conservan y también las componentes tangenciales de \vec{E} y \vec{H} al pasar de un medio a otro, teniendo en cuenta que los dos medios poseen conductividad finita.

8.15. Eficiencia de blindaje

Si se considera una lámina de caras planas paralelas, como se ilustra en la Figura 8.15, donde incide una onda electromagnética plana, el campo electromagnético incidente en parte se refleja y parte atraviesa la lámina de blindaje. El material que compone la lámina se asume como lineal, isótropo y homogéneo. Estos medios se denominan medios simples.

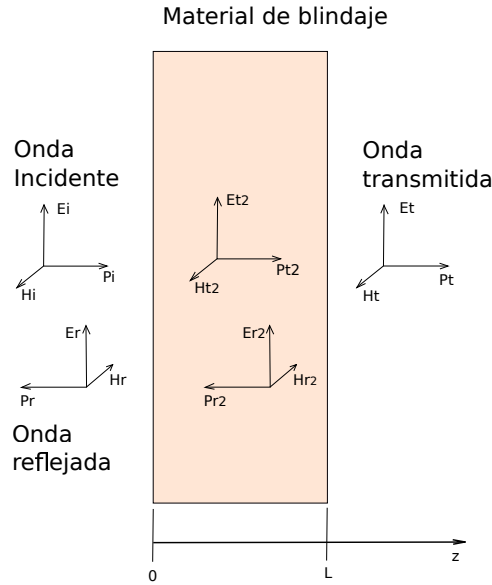


Figura 8.15: Lámina de caras planas paralelas

La formulación matemática del tema de blindajes comenzó con Schelkunoff en el año 1943 [69], que considera a las ondas planas incidentes, reflejadas y transmitidas a través de una interfaz plana, en forma análoga al caso de las reflexiones que se producen en una línea de transmisión. Esta formulación se usa rigurosamente en altas frecuencias, porque en bajas frecuencias la situación se complica. El blindaje se encuentra en la zona de campo cercano, por lo tanto, ya no se pueden utilizar las relaciones de los campos eléctrico \vec{E} y magnético \vec{H} .

Se define como la eficiencia del blindaje a la relación entre el campo eléctrico incidente respecto del campo eléctrico transmitido:

$$SE(dB) = 20 \log \left(\frac{E_i}{E_t} \right) \quad (8.41)$$

Otra definición de la eficiencia del blindaje es la relación entre el campo magnético incidente respecto del campo magnético transmitido:

$$SE(dB) = 20 \log \left(\frac{H_i}{H_t} \right) \quad (8.42)$$

La eficiencia del blindaje se puede expresar en función de las pérdidas de reflexión, las pérdidas de absorción y las reflexiones múltiples, como sigue:

$$SE(dB) = R(dB) + A(dB) + M(dB) \quad (8.43)$$

donde:

- $R(dB)$ representa las pérdidas por las reflexiones en las dos interfaces.
- $A(dB)$ representa las pérdidas por la disipación dentro del material que se usa como blindaje.
- $M(dB)$ representa las pérdidas por las reflexiones múltiples.

La eficiencia o factor de eficiencia del blindaje (SE) de la bibliografía se puede expresar como [6],[72]:

$$\frac{E_i}{E_t} = \frac{(Z_{00} + Z_w)^2}{4Z_{00}Z_w} \left[1 - \left(\frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-2j\beta t} \right] e^{t/\delta} e^{j\beta t} e^{-j\beta_0 t} \quad (8.44)$$

donde:

- Z_{00} es la impedancia intrínseca del aire (Ω).
- β es la constante de fase de la onda electromagnética en el material (Ω).
- Z_w es la impedancia de onda en el material (Ω).
- δ es la profundidad de penetración (m).
- t es el espesor de la lámina de material (m).

$$R = 20 \log \left| \frac{(Z_{00} + Z_w)^2}{4Z_{00}Z_w} \right| \quad (dB) \quad (8.45)$$

$$M = 20 \log \left| 1 - \left(\frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-2j\beta t} \right| \quad (dB) \quad (8.46)$$

$$A = 20 \log \left(e^{t/\delta} \right) \quad (dB) \quad (8.47)$$

8.16. Aproximación de la eficiencia del blindaje

Para un blindaje metálico a frecuencias altas, varios términos de la expresión anterior se pueden simplificar porque $Z_w \ll Z_{00}$ y $\delta \ll t$:

$$\frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \sim 1 \quad (8.48)$$

$$\frac{(Z_{00} + Z_w)^2}{4Z_{00}Z_w} \sim \frac{Z_{00}}{4Z_w} \quad (8.49)$$

$$2e^{-2t/\delta} \sim 0 \quad (8.50)$$

Tomando el módulo de la expresión de la eficiencia del blindaje y teniendo en cuenta las aproximaciones se obtiene:

$$\left| \frac{E_i}{E_t} \right| \sim \frac{Z_{00}}{4Z_w} e^{t/\delta} \quad (8.51)$$

8.16.1. Ejemplo

Se considera un circuito receptor y se quiere blindar la placa receptora para la frecuencia $f = 1 \text{ MHz}$ y se dispone de chapa de aluminio de $0,1 \text{ mm}$, se desea calcular la eficiencia del blindaje.

En primera instancia se calcula la impedancia de onda del aluminio, considerando que la conductividad es $\sigma = 4 \cdot 10^7 \text{ (S/m)}$ y la permeabilidad magnética relativa es $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = 1$.

Recordando la impedancia de onda de un buen conductor (metal):

$$Z_w = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega\mu'}{\sigma}} \quad (8.52)$$

Reemplazando valores:

$$Z_w = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}}{4 \cdot 10^7 \text{ (S/m)}}} \quad (8.53)$$

Se obtiene:

$$Z_w = 3,14 \cdot 10^{-4} \Omega + j3,14 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (8.54)$$

La impedancia de onda en el vacío es: $Z_{00} = 377 \Omega$, por lo tanto:

$$Z_w = Z_{\text{aluminio}} \ll Z_{00} \quad (8.55)$$

La profundidad de penetración será:

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \cdot 4 \cdot 10^7 \text{ (S/m)}}{2}}} = 7,95 \cdot 10^{-5} \text{ (m)} \quad (8.56)$$

Siendo el espesor: $t = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ (m)}$

Por lo tanto:

$$\delta \ll t$$

La eficiencia del blindaje se puede calcular de acuerdo a la ec. (8.51):

$$\left| \frac{E_i}{E_t} \right| \sim \left| \frac{Z_{00}}{4Z} e^{t/\delta} \right| \quad (8.57)$$

Reemplazando los valores:

$$\left| \frac{E_i}{E_t} \right| \sim \frac{377\Omega}{4(7,56 \cdot 10^{-3}\Omega + j7,56 \cdot 10^{-3}\Omega)} e^{\frac{0,5 \cdot 10^{-3}m}{7,95 \cdot 10^{-5}(m)}} \quad (8.58)$$

Se obtiene la eficiencia del blindaje:

$$\left| \frac{E_i}{E_t} \right|_{dB} = 161 \text{ (dB)} \quad (8.59)$$

Se puede observar en la Fig. 8.16 la eficiencia del blindaje calculada en función de la frecuencia, para una placa de aluminio de $0,5mm$. Para una frecuencia de $1MHz$ se ha calculado con la expresión exacta y coincide con la aproximación utilizada en el ejemplo. El programa de cálculo que se usa para obtener SE(dB), se realiza en Octave y se encuentra el script en el Apéndice D.1.

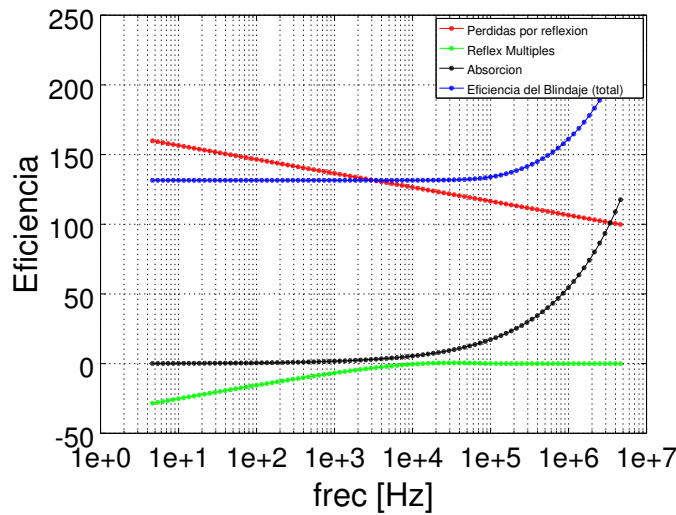


Figura 8.16: Eficiencia de blindaje calculada para 0.5mm de Aluminio en función de la frecuencia

Del ejemplo 8.16, se observan las siguientes conclusiones.

- a) Reflexiones múltiples: disminuirá la eficiencia del blindaje si la profundidad de penetración es del orden del espesor: $\delta \sim t$
- b) Pérdidas por reflexión aumentarán con la conductividad y disminuirán con la frecuencia y la permeabilidad magnética del material.
- c) Las pérdidas por absorción aumentarán con la conductividad, la frecuencia y la permeabilidad magnética del material.

Las ondas electromagnéticas incidentes y reflejadas a la interfaz, de la zona de la izquierda (aire) se pueden expresar como:

$$\begin{aligned}\vec{E}_i &= \hat{x}E_{0i}e^{-j\beta_0 z} \\ \vec{H}_i &= \hat{y}H_{0i}e^{-j\beta_0 z} = \hat{y}\frac{E_{0i}}{Z_{00}}e^{-j\beta_0 z}\end{aligned}\quad (8.60)$$

$$\begin{aligned}\vec{E}_r &= \hat{x}E_{0r}e^{j\beta_0 z} \\ \vec{H}_r &= -\hat{y}H_{0r}e^{j\beta_0 z} = -\hat{y}\frac{E_{0r}}{Z_{00}}e^{j\beta_0 z}\end{aligned}\quad (8.61)$$

Las ondas electromagnéticas dentro del blindaje, se expresan como:

$$\begin{aligned}\text{Primera interfaz} \quad \vec{E}_1 &= \hat{x}E_{01}e^{-\gamma z} \\ \vec{H}_1 &= \hat{y}H_{01}e^{-\gamma z} = \hat{y}\frac{E_{01}}{Z_m}e^{-\gamma z}\end{aligned}\quad (8.62)$$

$$\begin{aligned}\text{Segunda interfaz} \quad \vec{E}_2 &= \hat{x}E_{02}e^{\gamma z} \\ \vec{H}_2 &= -\hat{y}H_{02}e^{\gamma z} = -\hat{y}\frac{E_{02}}{Z_m}e^{\gamma z}\end{aligned}\quad (8.63)$$

Las ondas electromagnéticas transmitidas luego de atravesar el blindaje, se expresan como:

$$\begin{aligned}\vec{E}_t &= \hat{x}E_{0t}e^{-j\beta_0 z} \\ \vec{H}_t &= \hat{y}H_{0t}e^{-j\beta_0 z} = \hat{y}\frac{E_{0t}}{Z_{00}}e^{-j\beta_0 z}\end{aligned}\quad (8.64)$$

donde:

$$Z_{00} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (8.65)$$

$$\beta_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (8.66)$$

$$Z_m = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (8.67)$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (8.68)$$

y:

- Z_{00} es la impedancia intrínseca del aire (Ω).
- β es la constante de fase de la onda electromagnética en el material (Ω).
- γ es la constante de propagación de la onda electromagnética en el material ($1/m$).
- $Z_m = Z_w$ es la impedancia de onda en el material (Ω).
- δ es la profundidad de penetración (m).
- t es el espesor de la lámina de material (m).

8.17. Eficiencia del blindaje. Dedución

Para la deducción se considera al medio conductor metálico donde $Z_w \ll Z_{00}$ y que la atenuación o absorción no contribuyen.

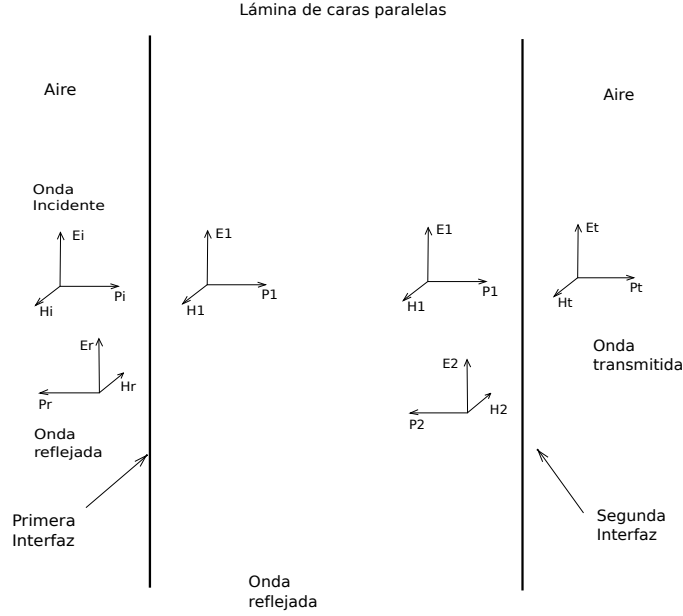


Figura 8.17: Representación de los campos eléctrico y magnético en la primera y segunda interfaz.

Se observa en la Figura 8.17 los campos eléctrico y magnético en la primer y segunda interfaz. El coeficiente de transmisión del campo eléctrico en dichas interfaces se expresa como:

$$\begin{aligned} \frac{E_1}{E_i} &= \frac{2Z_w}{Z_{00} + Z_w} \\ \frac{E_t}{E_1} &= \frac{2Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \end{aligned} \quad (8.69)$$

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{E_t}{E_1} \cdot \frac{E_1}{E_i} = \frac{2Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \cdot \frac{2Z_w}{Z_{00} + Z_w} \quad (8.70)$$

$$R = 20 \log \frac{E_i}{E_t} = 20 \log \left| \frac{(Z_{00} + Z_w)^2}{4Z_w Z_{00}} \right| \text{ (dB)} \quad (8.71)$$

Son las pérdidas por reflexión, sin tener en cuenta la atenuación.

Coeficiente de reflexión en la interfaz izquierda y derecha respectivamente:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_w - Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \sim -1 \\ \Gamma_2 &= \frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \sim +1 \end{aligned} \quad (8.72)$$

$\Gamma_1 \sim -1$ significa que el campo eléctrico se va a reflejar en la interfaz izquierda y solo una pequeña fracción se transmite al medio metálico.

Lo mismo ocurre en la interfaz de la derecha.

El coeficiente de transmisión del campo magnético en la interfaz izquierda se puede expresar como:

$$\frac{H_1}{H_i} = \frac{E_1/Z_w}{E_i/Z_{00}} = \frac{E_1}{E_i} \cdot \frac{Z_{00}}{Z_w} \quad (8.73)$$

Operando se obtiene:

$$\frac{H_1}{H_i} = \frac{2Z_w}{Z_{00} + Z_w} \cdot \frac{Z_{00}}{Z_w} = \frac{2Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \quad (8.74)$$

El coeficiente de transmisión del campo magnético en la interfaz derecha:

$$\frac{H_t}{H_1} = \frac{E_t/Z_{00}}{E_1/Z_w} = \frac{2Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \cdot \frac{Z_w}{Z_{00}} = \frac{2Z_w}{Z_{00} + Z_w} \quad (8.75)$$

El coeficiente de transmisión del campo magnético total:

$$\frac{H_t}{H_i} = \frac{H_t}{H_1} \cdot \frac{H_1}{H_i} = \frac{4Z_w Z_{00}}{(Z_{00} + Z_w)^2} \quad (8.76)$$

También se obtienen con el campo magnético las pérdidas por reflexión:

$$R = \frac{H_i}{H_t} = 20 \log \frac{(Z_{00} + Z_w)^2}{4Z_w Z_{00}} \text{ (dB)} \quad (8.77)$$

Las pérdidas de absorción dentro del material metálico, se disipan y se transforman en calor. La amplitud del campo eléctrico dentro del material disminuye en función exponencial decreciente de la posición z :

$$E = E_0 e^{-\alpha z} \quad (8.78)$$

donde: α es la constante de atenuación de la onda electromagnética dentro del material.

Recordando que la profundidad de penetración y la constante de atenuación se relacionan:

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \quad (8.79)$$

Por lo tanto, la atenuación producida por el material resulta:

$$A = \frac{E_0}{E} = e^{t/\delta} \quad (8.80)$$

Expresado en dB , se obtiene:

$$A = 20 \log(e^{t/\delta}) \text{ (dB)} \quad (8.81)$$

Las reflexiones múltiples para el caso de que la profundidad de penetración sea mucho menor que el espesor $\delta \ll t$, se hacen particularmente importantes para los campos magnéticos.

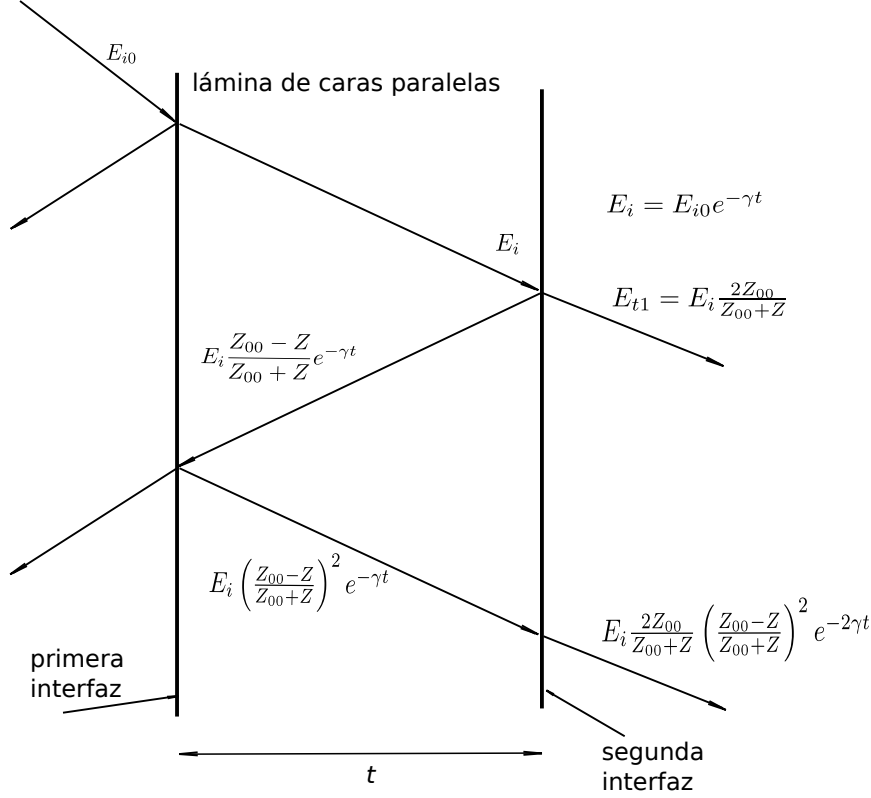


Figura 8.18: Campo eléctrico transmitido luego de varias reflexiones $Z = Z_w$.

El campo eléctrico que atraviesa la primer interfaz se propaga por el material de la lámina de caras paralelas, una parte atraviesa la segunda interfaz y otra parte se refleja como se observa en la Figura 8.18. El proceso continúa y es importante ver la primer y segunda transmisión a través de la lámina de la segunda interfaz. El campo eléctrico transmitido correspondiente a la primera y segunda transmisión en la segunda interfaz, se expresa de la siguiente manera:

$$E_{t1} = \left[\frac{2Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \right] \cdot E_{in} \quad (8.82)$$

$$E_{t2} = \left[\frac{2Z_{00}}{Z_{00} + Z_w} \left(\frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \right)^2 e^{-2\gamma t} \right] \cdot E_{in} \quad (8.83)$$

En la segunda interfaz, la amplitud de la segunda onda transmitida E_{t2} será mucho menor que la primera onda transmitida del campo eléctrico E_{t1} :

$$E_{t2} \ll E_{t1} \quad (8.84)$$

Las pérdidas por reflexiones múltiples (M), se pueden expresar en forma similar al campo eléctrico de la ec. (8.83). Se obtienen efectuando lo siguiente:

$$M = \frac{E_{t1} - E_{t2}}{E_{t1}} = \left(1 - \left(\frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \right)^2 \cdot e^{-2\gamma t} \right) \quad (8.85)$$

En decibels se obtiene:

$$M = 20 \log \left| \left(1 - \left(\frac{Z_{00} - Z_w}{Z_{00} + Z_w} \right)^2 \cdot e^{-2\gamma t} \right) \right| \text{ (dB)} \quad (8.86)$$

8.18. Blindaje de multicapas

Los sistemas multicapas son empleados frecuentemente en óptica electromagnética y en estructuras electromagnéticas como metamateriales que son materiales artificiales que sirven para obtener propiedades especiales. De la misma manera, los sistemas multicapas pueden servir para construir un blindaje o un material absorbente de ondas electromagnéticas, donde cada capa posee distintas propiedades eléctricas. En la Figura 8.19 se observa la configuración de un sistema de dos capas, donde las ondas electromagnéticas incidentes desde el lado izquierdo se propagan hacia el lado derecho.

Se considera la composición de cada capa como homogénea e isotrópica en este tratamiento y si la propiedad que está bajo estudio es el blindaje, en este caso, se puede buscar diferentes propiedades.

- a) Inhibir la propagación electromagnética.
- b) Atenuarla por absorción.
- c) Disminuir el coeficiente de transmisión.
- d) Aumentar el coeficiente de reflexión.

En un sistema multicapa, se aplican las condiciones de borde de los campos eléctrico \vec{E} y magnético \vec{H} . De ese modo, se vinculan los campos entre una capa (i) y la capa anterior ($i - 1$) [74]:

$$\begin{bmatrix} E_{i-1} \\ H_{i-1} \end{bmatrix} = M_{i-1} \begin{bmatrix} E_i \\ H_i \end{bmatrix} \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (8.87)$$

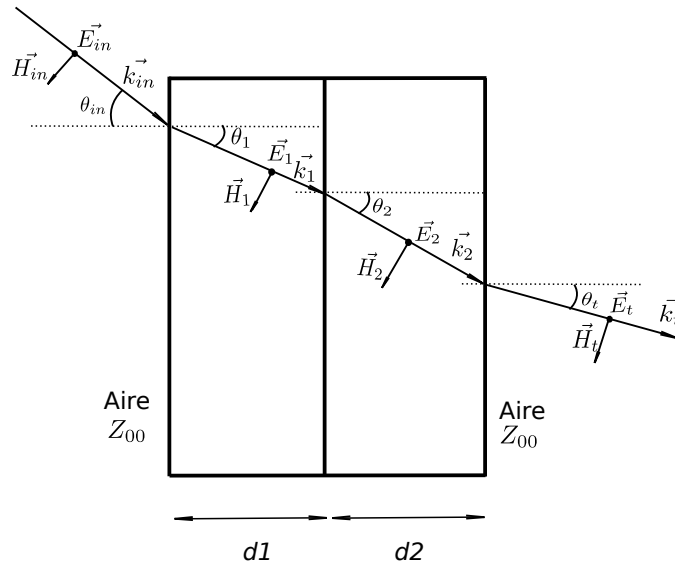


Figura 8.19: Propagación en un sistema multicapa de dos capas [73].

donde:

$$M_{i-1} = \begin{bmatrix} \cosh(jk_{i-1}d_{i-1}) & -Z_{i-1}\sinh(jk_{i-1}d_{i-1}) \\ \frac{-1}{Z_{i-1}}\sinh(jk_{i-1}d_{i-1}) & \cosh(jk_{i-1}d_{i-1}) \end{bmatrix} \quad i = 2, 3, \dots \quad (8.88)$$

El vector de onda en la capa i, resulta:

$$k_i = \frac{\omega\mu_i}{Z_i} \cos\theta_i \quad (8.89)$$

La impedancia intrínseca de la capa i, resulta:

$$\eta_i = \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i + \frac{\sigma_i}{j\omega}}} \quad (8.90)$$

La impedancia de onda en la capa i, resulta:

$$Z_i = \begin{cases} \frac{\eta_i}{\cos\theta_i} & \text{Modo TE} \\ \eta_i \cos\theta_i & \text{Modo TM} \end{cases} \quad (8.91)$$

Para el caso de dos capas, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ H_1 \end{bmatrix} = M_1 M_2 \begin{bmatrix} E_3 \\ H_3 \end{bmatrix} \quad (8.92)$$

donde:

$$M = M_1 M_2 \quad (8.93)$$

La eficiencia del blindaje (SE) se expresa, como:

$$SE = 20 \log \left(\frac{1}{|T|} \right) \quad (8.94)$$

La eficiencia del blindaje para dos capas, resulta [73]:

$$SE = 20 \log \left| \frac{(M_{11}Z_0 - M_{12}) + Z_{00}(M_{22} - Z_{00}M_{21})}{2Z_{00}} \right| \quad (8.95)$$

Para el caso de n capas o de medios estratificados, la expresión de eficiencia del blindaje SE se puede expresar como [74]:

$$SE = 20 \log \left| \frac{2[M_{22}(M_{11}Z_n - M_{12}) + M_{12}(M_{22} - M_{21}Z_n)]}{(M_{11}Z_n - M_{12}) + Z_1(M_{22} - M_{21}Z_n)} \right| \quad (8.96)$$

donde: $Z_1, Z_2, Z_3, \dots, Z_n$ son las impedancias de onda de cada capa del medio.

El lector interesado en ampliar el tratamiento del blindaje en medios estratificados, puede encontrar la bibliografía dedicada a blindajes [75].

8.18.1. Ejemplo

Se considera un sistema bicapa formado por los materiales que poseen las siguientes propiedades:

Caso a) Capa 1: Teflón $\epsilon_r = 2$ $\sigma \cong 0 S/m$ Capa 2: Aluminio $\epsilon_r = 1$ $\sigma \cong 1e7 S/m$

Caso b) Capa 1: Material compuesto $\epsilon_r = 1$ $\sigma \cong 1e5 S/m$ Capa 2: Aluminio $\epsilon_r = 1$ $\sigma \cong 1e7 S/m$

Ambas capas tienen un espesor de $0,1mm$. Se considera que ambas capas poseen interfaces planas constituidas por los materiales que son homogéneos e isotrópos.

Una onda electromagnética atraviesa dos capas de un blindaje, por lo tanto, se desea calcular la efectividad del blindaje SE en función de la frecuencia desde $100kHz$ a $1GHz$, expresada en decibels, para una incidencia normal $\theta_i = 0$.

Resolución

Se utiliza el programa para calcular la respuesta SE(frec) que se encuentra en el Apéndice E.1, donde se obtiene la eficiencia del blindaje en función de la frecuencia. Dicho programa está hecho en GNU Octave en Linux que emplea las ecuaciones (8.95). Los resultados de la eficiencia del blindaje obtenida en función de la frecuencia se encuentran en las Figuras 8.20 y 8.21.

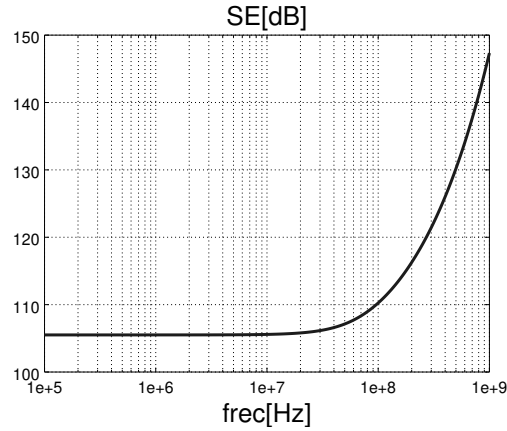


Figura 8.20: Eficiencia de un blindaje de dos capas: capa 1 de teflón $\epsilon_r = 2$ $\sigma \cong 0 S/m$ y aluminio $\epsilon_r = 1$ $\sigma \cong 1e7 S/m$ ambas capas de $0,1 mm$.

Caso a)

Se observa que hasta frecuencias de $300 MHz$ aproximadamente en la Figura 8.20, la eficiencia del blindaje se mantiene aproximadamente constante, porque en esa zona predomina el mecanismo de reflexión sobre el de absorción. Luego de los $300 MHz$ comienza a aumentar exponencialmente la eficiencia del blindaje, donde predomina el mecanismo de absorción. Este efecto es típico en las altas frecuencias, donde la profundidad de penetración será cada vez menor en el material conductor y se lo conoce como efecto pelicular. También, se observa en la Figura 8.20, donde la primera capa que es dieléctrica, la eficiencia del blindaje no cambia demasiado en las bajas frecuencias. El fenómeno se interpreta en las interfaces. Por lo tanto, es lógico que el aumento de la eficiencia del blindaje en bajas frecuencias se produce cuando aumenta el número de interfaces. Esto se puede analizar a partir del coeficiente de transmisión para incidencia normal:

$$T = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (8.97)$$

donde: el medio 1 es donde incide la onda electromagnética, que atraviesa la interfaz hacia el medio 2. El coeficiente de transmisión es menor cuando el medio 2 tiene una impedancia muy pequeña, como en el caso de un dieléctrico a un conductor. Aquí, se observa el caso de teflón-aluminio. La interfaz aluminio-aire, tiene un coeficiente de transmisión que se aproxima a la unidad, por lo tanto, esta interfaz no afecta. En el caso de la interfaz aire-teflón, la impedancia del teflón es $Z_2(teflon) \cong 377\Omega/\sqrt{2} = 266\Omega$, que no cambia el resultado. Por lo tanto, solo influye en el coeficiente de transmisión teflón-metal en el caso a).

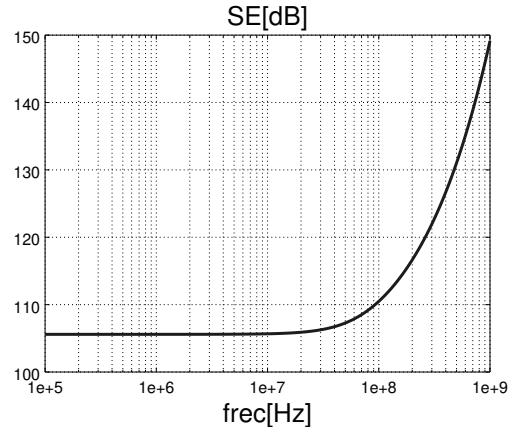


Figura 8.21: Eficiencia de un blindaje de dos capas capa 1 de un material compuesto $\epsilon_r = 2$ $\sigma \cong 1e5 S/m$ y aluminio $\epsilon_r = 1$ $\sigma \cong 1e7 S/m$ ambas capas de $0,1mm$.

Caso b)

En la Figura 8.21, el análisis es análogo. Las interfaces aire-conductor y conductor-conductor afectan el coeficiente de transmisión, pero el efecto del agregado de una capa conductora a la entrada, solo aumenta la absorción en altas frecuencias. Este análisis es importante porque un blindaje multicapa con alto contraste de impedancias dieléctrico-conductor es responsable de la mejora en la eficiencia del blindaje (SE). Es decir, no afectan las interfaces conductor-conductor ni conductor-dieléctrico, solo afecta la interfaz dieléctrico-conductor.

8.19. Blindaje de campos magnéticos

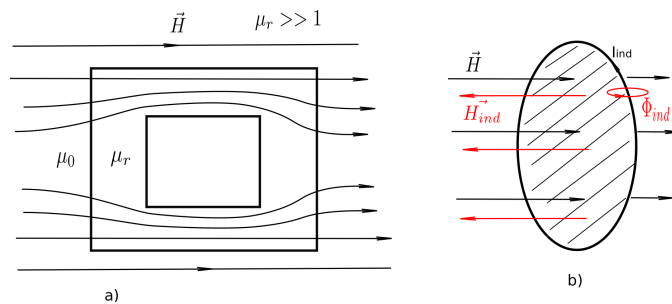


Figura 8.22: Blindajes usados para campo magnético de bajas frecuencias, a) material magnético de alta permeabilidad, b) espira en corto circuito [6]

Para el blindaje de campos magnéticos en bajas frecuencias se utili-

za un material de alta permeabilidad magnética, en el centro del material magnético, como se ilustra en la Figura 8.22 a). En este caso, como el material tiene alta permeabilidad magnética, prácticamente todas las líneas de campo magnético van a circular por el material magnético. Otra manera de realizar el blindaje es utilizando una espira en corto circuito, hecha con una cinta metálica, como se observa en la Figura 8.22 b). Aquí, se genera un campo magnético inducido igual y opuesto al campo magnético \vec{H} que incide en la espira.



Figura 8.23: EFD Type Magnet Shielding Switch Transformer

Un transformador de ferrita con una espira realizada mediante una cinta metálica, se observa en la Figura 8.23 ². Esta espira genera un campo magnético que se opone al campo magnético incidente y disminuye notablemente las emisiones espúrias del transformador. Dicha cinta metálica se coloca perpendicular a las espiras del transformador, para inducir la máxima fuerza electro motriz (FEM).

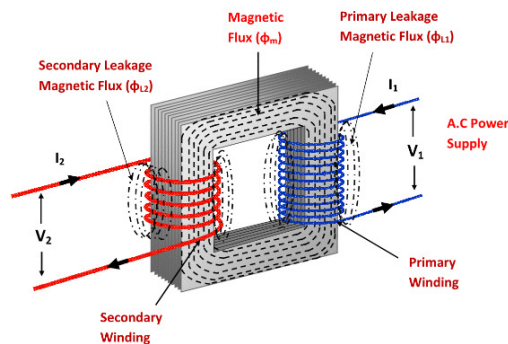


Figura 8.24: Flujo disperso en un transformador.

Los transformadores con núcleo de ferrita de la Figura 8.23 son de bajas pérdidas y además presentan baja inductancia de dispersión. Se aplican a equipos de televisión, fuentes de alimentación de equipos de comunicaciones entre otros.

²<https://shiningfair.en.taiwantrade.com/>



Figura 8.25: Transformador blindado

En el núcleo del transformador se produce un flujo magnético debido a la circulación de corriente en el primario del transformador, denominada inducción magnética, como se observa en la Fig. 8.24. Dicho flujo circula por el núcleo del transformador real e induce una FEM en el secundario. Al mismo tiempo el bobinado secundario produce un flujo que se dispersa en pequeñas cantidades, dependiendo de la forma del núcleo. Este flujo disperso produce una pérdida de potencia, puesto que el flujo inducido no llega totalmente al segundo devanado ³. Éstas pérdidas generalmente se producen en los bordes del núcleo magnético.

En a Fig. 8.25 se muestra un transformador blindado, que se utiliza para impedir que el flujo disperso afecte a otros circuitos que podrían ser sensibles en un equipo electrónico que se encuentra cerca del transformador. Un transformador con pantalla electrostática se usa para proteger de las señales de ruido como se observa en la Fig. 8.26 ⁴.

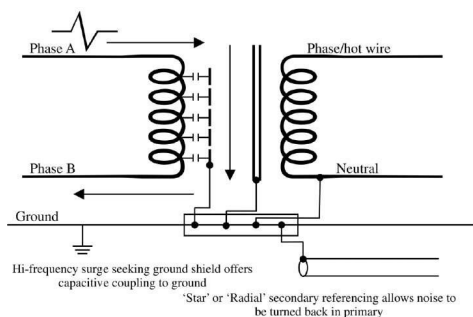


Figura 8.26: Blindaje de un transformador con una pantalla, para proteger de los ruidos de entrada Referencia: G Vijayaraghavan, Mark Brown, Malcolm Barnes EETimes.

Se observa que los pulsos de alta frecuencia circulan por la tierra a través de la capacitancia entre el devanado primario (izquierda) y el blindaje, que está conectado a tierra [76]. Además del blindaje, el núcleo magnético, el neutro del devanado secundario y el cable de tierra del equipo electrónico están todos terminados en una barra de tierra. Esta barra de tierra, a su vez está conectada a la tierra de la fuente de alimentación que es la tierra del

³<http://www.electricalunits.com/magnetic-leakage-of-transformer/>

⁴<https://farantrans.en.ec21.com>

edificio. Es importante que el cableado primario y el cableado secundario del transformador de aislamiento se enruten a través de bandejas o conductos separados. Si esto no se hace, las capacitancias entre los cables, pueden entrar en juego acoplándose entre sí, negando el propósito mismo del transformador de aislamiento[76]. Este tipo de blindaje que se muestra en la Fig. 8.26 es el que se usa para los transformadores de aislamiento, donde la aislación es del orden de 100 para señales de modo común o ruidos.

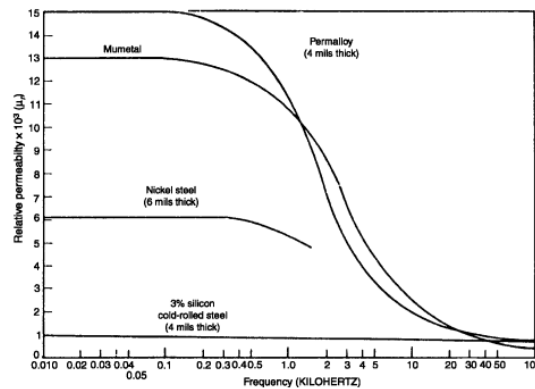


Figura 8.27: Mumetal Referencia: Henry Ott [55]

En la Fig. 8.27 se muestra la respuesta de la permeabilidad magnética relativa del permalloy y del mumetal en función de la frecuencia [55]. El mumetal es un material utilizado para hacer blindajes magnéticos, como por ejemplo, en discos rígidos para computadoras. Se puede observar que el rango de frecuencias donde el material posee alta permeabilidad de $\mu_r \cong 13000$, es hasta aproximadamente 500Hz . A partir de esta frecuencia el valor de la permeabilidad magnética relativa decrece en forma monótona. El mumetal es una aleación metálica que posee una composición de níquel, hierro y molibdeno $Ni_{80}/Fe_{15}/Mo_5$ y se puede conseguir en placas o planchas. En la Fig. 8.27, se ilustra la permeabilidad magnética relativa de una aleación de acero con níquel, cuyo valor es de aproximadamente 6000 en el rango de bajas frecuencias. A partir de alrededor de $f = 1000\text{Hz}$ comienza decrecer su permeabilidad magnética relativa con el aumento de la frecuencia.

8.20. Mediciones de blindajes

En frecuencias elevadas, un blindaje se mide colocando una antena transmisora, conectada a un generador de señales y a un amplificador de potencia, para irradiar la placa de material a ensayar, como se observa en la Fig. 8.28. Del otro lado del blindaje, se coloca una antena receptora, conectada a un analizador de espectro. Se mide la potencia recibida con el blindaje colocado. A continuación, se retira el blindaje y se mide la potencia recibida.

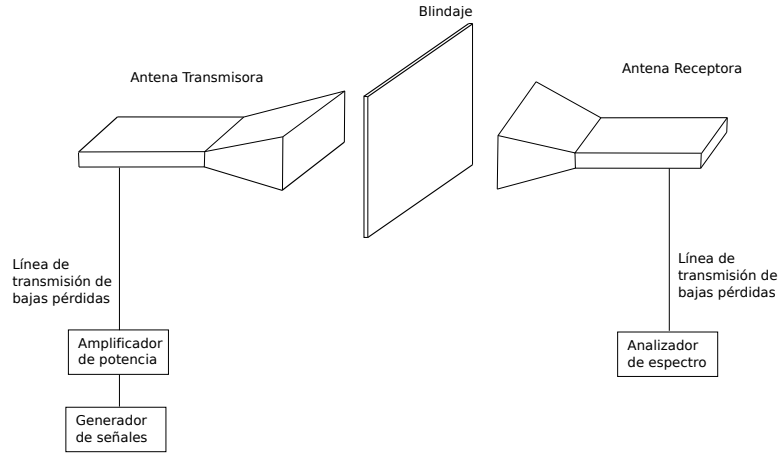


Figura 8.28: Banco de medición de eficiencia del blindaje con medidor de potencia.

Realizando la diferencia en decibeles se obtiene la eficiencia del blindaje [77], [78]:

$$SE = W_{Rsin} - W_{Rcon} [dB] \quad (8.98)$$

donde: W_{Rcon} es la potencia recibida en la antena receptora con el blindaje y W_{Rsin} es la potencia recibida en la antena receptora sin el blindaje.

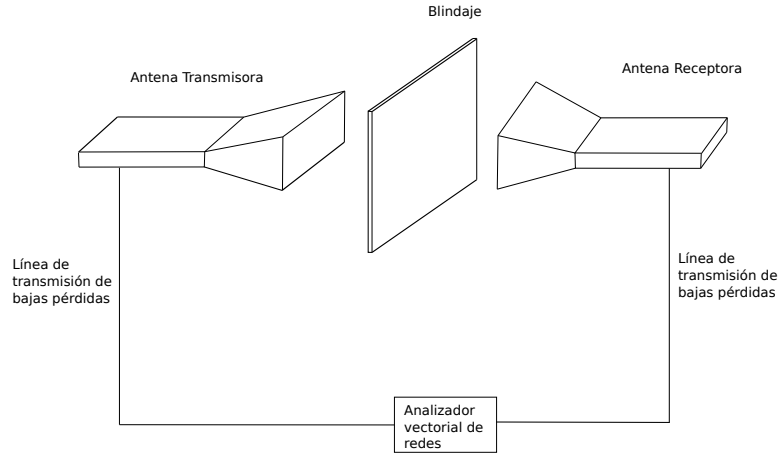


Figura 8.29: Banco de medición de eficiencia del blindaje con un VNA.

Otra posibilidad de medir la eficiencia de blindaje (SE), es mediante el banco de mediciones de la Figura 8.29, donde se conecta un analizador vectorial de redes y se mide el parámetro S_{21} con y sin el blindaje. Luego, se hace la diferencia en decibeles:

$$SE = S_{21sin} - S_{21con} [dB] \quad (8.99)$$

donde: S_{21sin} es el coeficiente de dispersión medido sin el blindaje y S_{21con} es el coeficiente de dispersión medido con el blindaje.

La misma técnica se puede utilizar para medir el blindaje de un meta-material [79].

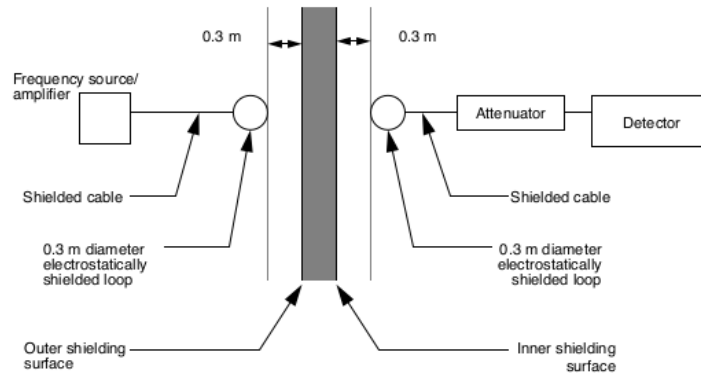


Figura 8.30: Banco de medición de eficiencia del blindaje según las normas IEEE Std 299-1997.

En la norma de *IEEE Std 299-1997, IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*, se encuentran las técnicas y el procedimiento de medición de la eficiencia de blindaje electromagnético en recintos para frecuencias desde $50Hz$ a $100GHz$. El banco de medición de esta norma se encuentra ilustrado en la Figura 8.30, donde se recomienda para realizar mediciones hasta $16MHz$. Se emplean antenas lazo blindadas para transmitir y recibir, separadas a $0,3m$ del blindaje. En el lado izquierdo la antena lazo transmisora, se encuentra conectada a un generador con un amplificador utilizando un cable coaxil blindado de bajas pérdidas. Del lado de la derecha, se encuentra una antena lazo receptora conectada a un cable coaxil blindado de bajas pérdidas con un atenuador y a un detector o receptor. Las antenas lazo recomendadas en esta norma son antenas con blindaje electroestático de $0,3m$ de diámetro.

