UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL

FACULTAD REGIONAL SANTA FE

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN SISTEMAS DE INFORMACIÓN

CÁTEDRA DE COMUNICACIONES

Fenómenos en la transmisión de señales

Contenido:

Características básicas de las señales eléctricas y electromagnéticas y su propagación.

Ganancia y Pérdida.

Ruido eléctrico.

Señales periódicas no sinusoidales o senoidales

Análisis de esas señales por series de Fourier.

Tabla de contenidos

Objetivos y alcance

Objetivos

Con estos temas comienza el estudio de la capa física, porque esencialmente la transmisión es un conjunto de fenómenos físicos.

Por esa razón, este trabajo recupera los conceptos básicos de la física que permiten abordar con fundamentos los principios de la transmisión de señales y la interrelación con el ruido.

Introduciendo el estudio de estos fenómenos se pretende poder avanzar sobre una base común asegurando los conceptos que involucran a la transmisión eléctrica de señales y a la luz y a la radiofrecuencia como manifestaciones electromagnéticas, y todos los fenómenos asociados a ellas y a sus desplazamientos.

También se encontrarán las definiciones básicas de los circuitos amplificadores y atenuadores relacionados con la transmisión y la señal; y respecto a ésta, su medición, su relación con el ruido y los factores utilizados en la industria.

Se pretende que al terminar el temario, el estudiante pueda responder sobre las señales electromagnética, cuáles son sus principales características, cuáles sus parámetros principales y cómo se los mide y qué es el ruido, como se lo tipifica y cuál es su impacto.

Alcance

Se pretende definir los términos de referencia para el posterior estudio de los medios de transmisión, sin llegar a abordar el estudio sistemático de los fenómenos desde la física ni desde el análisis matemático.

Es conveniente que el estudiante esté familiarizado con la ley de Ohm y las reglas de Kirchoff de la electricidad. Adicionalmente, y para entender la naturaleza de los fenómenos electromagnéticos, sería conveniente que estudie las Leyes de Maxwell del electromagnetismo.

Sin embargo, como eso raramente ocurre, se ha decidido incluir los conocimientos básicos para, al menos, consolidar los conceptos básicos necesarios, en particular los que están involucrados con los principios de la electricidad y el electromagnetismo, los que se han presentado simplificados, hasta el límite que la rigurosidad de la física y de la matemática permiten.

Asimismo, se aborda el análisis de Fourier desde el fenómeno, aunque –nuevamente- el estudiante debería profundizar los conceptos acudiendo a la bibliografía del curso de Análisis Matemático para Ingeniería.

Para profundizar en las cuestiones de base, se recomienda acudir a la bibliografía indicada.

Página dejada intencionalmente en blanco

Las señales eléctricas

El modelo eléctrico

Existe un modelo clásico de la conducción eléctrica. Su desarrollo se dio a principios del siglo XX y tiene varias particularidades que lo hacen aplicable. En primer lugar, se comporta como un modelo hidráulico, es decir que se le pueden aplicar algunas (las principales) características de éste. Otra, es que predice exitosamente la ley de Ohm.

Este modelo establece a grandes rasgos que la corriente eléctrica se debe al movimiento de electrones libres en la red atómica que constituyen los iones de un material. Cuanto mayor es el número de electrones libres por átomo, mayor es la conductividad del material.

Con esta teoría, la corriente eléctrica es un desplazamiento vectorizado de los electrones libres, cuya velocidad puede calcularse, en presencia o ausencia de una carga eléctrica. El desplazamiento mencionado no es la velocidad a la que se desplaza la corriente eléctrica. Este fenómeno de la velocidad de desplazamiento de la corriente eléctrica es, respecto a la de los electrones, supercíclico.

La velocidad de desplazamiento de un electrón libre, puede calcularse merced a la denominada Teoría de la equipartición, cuando no estamos en presencia de una carga eléctrica, y es:

$$v_{rms} = \sqrt{\frac{3 \times \kappa \times T}{m}} \qquad \textbf{(1)}$$

en donde *rms* indica *valor medio cuadrático* y en la que cada término representa:

- κ la constante de Boltzmann[1] igual a $1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K,
- T la temperatura absoluta en Kelvin, que recordemos que es T (K) = T(C) + 273
- m la masa del electrón.

La ecuación **(1)** arroja un resultado aproximado a $v_{rms} = 1{,}17 \times 10^5$ m/s a temperatura ambiente, con la particularidad de que el movimiento es caótico. La definición de la constante de Boltzmann y del movimiento caótico, se aborda más adelante, con el desarrollo de Ruido Térmico. Un detalle del cálculo se puede encontrar en [Tipler, pág. 843]

Por otro lado, la velocidad del flujo ordenado de electrones se calcula para el cobre en aproximadamente $v = 3{,}5 \times 10^{-5}$ m/s. También puede encontrarse el cálculo desarrollado en [Tipler, pág. 833]. Como se puede ver, mucho menos que v_{rms} y muchísimo menos que la velocidad de la luz, velocidad a la cual se desplaza el cambio del estado del conductor, y al punto que en un instante dado está cambiando de estado energético, se lo llama ***frente de onda***.

Volviendo sobre el modelo, la corriente eléctrica puede entenderse como un modelo hidráulico, con parámetros de diferencia de potencial (tensión), caudal (intensidad de corriente) y potencia, para un flujo de cargas que se produce porque los electrones se mueven libremente a una velocidad entre v y v_{rms} pero que conforman un frente de desplazamiento cuya velocidad denominamos convencionalmente *c* y corresponde a la de la luz en el vacío, a la que convencionalmente tomaremos en lo sucesivo *c* = 300.000 Km/s, pero más preciso 299.792.458 m/s ≈ $2{,}998 \times 10^8$ m/s ≈ $2{,}998 \times 10^5$ Km/s

[1] Por Ludwig Boltzmann, científico austriaco, 1844-1906, quien fuera uno de los más grandes físicos teóricos.

La intensidad de corriente

Definimos corriente eléctrica como un flujo de carga eléctrica que pasa por un punto.

A los efectos de calcularla, consideramos cuánta carga eléctrica atraviesa un área por unidad de tiempo. La medición hecha de este modo, representa la ***Intensidad de Corriente*** y su unidad internacional es el amperio o amper[2], que es 1 culombio[3] por segundo, representando la caída de la carga por unidad de tiempo, que puede escribirse como:

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \Rightarrow 1\ A = 1\ C/s \qquad \textbf{(2)}$$

No es necesario en este punto profundizar sobre el sentido que lleva la corriente, pero obviamente su dirección es coincidente con la del conductor. En rigor, la definición de sentido es arbitraria y resulta en que el sentido de la corriente es opuesto al del flujo de los electrones, que están cargados con carga negativa.

Por tal razón, más que el sentido de los electrones nos importa el sentido del flujo de las cargas que el movimiento de éstos produce. Ese sentido es el que consideramos a los efectos del modelo de corriente eléctrica y arbitrariamente lo llamamos ***sentido de la corriente eléctrica***.

El potencial eléctrico

Para analizar la tensión eléctrica, nos apoyaremos en los conceptos de energía potencial.

La variación de energía potencial de una partícula con carga de referencia q_0 que es movida desde *a* hasta *b*, es igual al trabajo realizado al moverla a velocidad constante entre esos dos puntos por un campo de fuerza conservativo.

La variación de energía potencial ΔU será proporcional a la carga de la partícula y cuando se mide por unidad de carga recibe el nombre de ***Diferencia de potencial*** ΔV, y puede definirse como

$$\Delta V = V_b - V_a$$

en donde el valor de la función V en cada punto se define como ***potencial eléctrico*** en el punto. Siendo una función de potencial, tiene sentido medir la diferencia de potencial más que el valor absoluto en un punto, y por tal razón el valor de la diferencia de potencial se resuelve eligiendo arbitrariamente un punto y asignándole valor nulo, lo que habitualmente recibe el nombre de ***potencial de referencia***.

Cuando se asigna el valor de cero a U y V en el mismo punto, el potencial eléctrico en cualquier punto queda definido como el valor de la energía potencial de la carga dividida por el valor de la carga q_0.

La unidad internacional de potencial eléctrico es el voltio o volt[4]. Podemos definir que cuando una carga de un culombio se desplaza a través de una diferencia de potencial de un voltio, se ha realizado un trabajo de un julio o joule[5], tal que:

$$1\ V = 1\ J/C \qquad \textbf{(3)}$$

---

[2] Por André Marie Ampère, científico francés, 1775-1836

[3] Nombre recibido en honor a Charles de Coulomb, físico francés, 1736-1806

[4] Por Alessandro Volta, físico italiano, 1745-1827

[5] En honor a James Prescott Joule, físico inglés, 1818-1889

Concepto de resistencia

Un conductor de longitud L que está transportando una corriente eléctrica, se encuentra en un estado de equilibrio no electrostático, o sea de una carga libre que se mueve en su interior y de un campo eléctrico E.

Si la corriente va desde *a* hacia *b*, el potencial será mayor en *a* como consecuencia de la existencia del campo eléctrico. En tales circunstancias, ΔV será:

$$\Delta V = E \times L$$

Experimentalmente, puede comprobarse que si I es la intensidad de corriente en amperios, la diferencia de potencial también mostrará una proporcionalidad con ésta, que será:

$$\Delta V = R \times I$$

La constante de proporcionalidad R se llama ***resistencia*** y se mide en voltios por amperios. La unidad internacional de resistencia es un voltio por amperio, recibe el nombre de ohmio u ohm[6] y su representación es Ω, es decir la letra griega omega.

$$R\,(\Omega) = \frac{\Delta V}{I} \qquad \textbf{(4)}$$

En suma, la resistencia evidencia y cuantifica la propiedad de la materia de resistirse al paso de la corriente eléctrica.

La Ley de Ohm

Ohm estableció que un circuito eléctrico puede analizarse desde varias perspectivas, pero que básicamente es un conjunto de resistencias que constituyen una carga para una fuente de energía, y se considera resistivo por ausencia de otros efectos, como los que producen capacitores e inductancias.

Esta visión permite comprender que cuando existe una corriente eléctrica en un conductor, la energía eléctrica se disipa en forma de calor, convirtiéndose en energía térmica.

Se puede demostrar que en presencia de cargas positivas en un conductor, el flujo va desde el potencial alto hacia el bajo y la carga pierde por lo tanto su energía potencial. Una vez más, se puede ver la analogía hidráulica.

Si analizamos la variación de energía resultante de la energía que pierde la carga al pasar por la sección del conductor, llamando W a tal energía veremos que:

$$\Delta W = \Delta Q \times (V_1 - V_2) = \Delta Q \times \Delta V$$

Esa variación respecto del tiempo, muestra la velocidad de caída de la carga:

$$-\frac{\Delta W}{\Delta t} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \times V$$

Pero recordando que el cambio de energía respecto al tiempo es potencia, y que en **(2)** vimos la definición de corriente, tenemos:

$$P = I \times V$$

Finalmente, reemplazando con **(4)**:

---

[6] Recibe el nombre del físico alemán Georg Simon Ohm, 1787-1854

$$P = I \times V = I \times (I \times R) = I^2 \times R$$

Y también:

$$P = I \times V = \frac{V}{R} \times V = \frac{V^2}{R}$$

Por eso, la forma más conocida y usada por nosotros, para la ley de Ohm, es:

$$P = \frac{V^2}{R} \qquad \textbf{(5)}$$

La potencia resulta en vatios o watts[7], cuando la tensión se expresa en voltios y la resistencia en ohmios. Asimismo, si se expresa en función de la corriente, se obtienen las mismas unidades con la corriente expresada en amperios.

Puede verse la ley expresada como el cálculo de la potencia perdida en el conductor o disipada en él cuando la diferencia de potenciales es V y la intensidad de corriente I, para una resistencia R.

La resistividad y la conductividad

La resistencia del medio es el producto de la resistividad multiplicada por la longitud del conductor. La resistividad es una de las propiedades de la materia.

La resistividad se mide en unidades de resistencia por unidades de longitud y se denota con la letra *r* o ρ (Ω/m) y representa la capacidad específica de la materia de resistirse al paso de la corriente eléctrica. Cuando más largo el conductor, mayor resistencia final.

$$R\ (\Omega) = \rho\ (\Omega / m) \times L\ (m)$$

La resistividad se encuentra tabulada para los materiales, de modo tal que conociendo la sustancia conoceremos su resistividad, y con ésta y la longitud total del conductor, sabremos su resistencia total. Cuanto más largo, mayor potencia disipará el medio.

La conductividad es la propiedad inversa del material y determina su conductancia, que se mide en siemens[8].

Los circuitos eléctricos de CC

Los circuitos eléctricos de corriente continua, circuitos de CC, son resistivos y capacitivos. Esto significa que se los puede analizar como compuestos sólo por resistores y capacitores.

Desde nuestro enfoque y a los efectos prácticos, la mayoría de las veces los podemos analizar constituidos sólo por resistores.

Los resistores pueden disponerse en el circuito en serie o en paralelo.

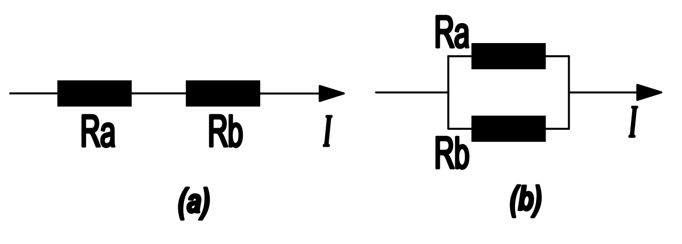


Fig. 1 – Resistores en serie (a) y en paralelo (b)

[7] Nombre que recibe por el ingeniero escocés James Watt, 1736-1819

[8] En honor a Werner von Siemens, ingeniero industrial alemán, 1816-1892

Resistencia equivalente de circuito en serie

Cuando un circuito tiene varios resistores en serie, la carga las atraviesa a cada una de ellos, es decir que la misma corriente I atraviesa cada resistor.

Sean R_a y R_b dos resistores en serie atravesados por una corriente I. La diferencia de potencial V que existe entre puntas del circuito se calcula:

$$V = I \times R_a + I \times R_b = I \times (R_a + R_b)$$

Como V/I es en definitiva la R total, se puede calcular una ***resistencia equivalente*** para el circuito, que se comporte como todas las resistencias en serie, y cuyo valor será:

$$R_{eq} = R_a + R_b \tag{5-a}$$

Resistencia equivalente de circuito en paralelo

Cuando un circuito tiene varios resistores en paralelo, la corriente se bifurca y según la segunda regla de Kirchoff la corriente total es la suma de las corrientes parciales. Si un circuito tiene dos resistores en paralelo R_a y R_b, la corriente total que atraviesa el circuito será la suma de ambas corrientes:

$$I = I_a + I_b$$

Sin embargo, la diferencia de potencial entre puntas del circuito será el mismo, o sea que

$$V = I_a \times R_a = I_b \times R_b$$

Según la Ley de Ohm, la resistencia total del circuito será V/I, e I será V/R o sea que si llamamos resistencia equivalente –igual que en el caso anterior- a la resistencia total del circuito:

$$\frac{V}{R_{eq}} = \frac{V}{R_a} + \frac{V}{R_b}$$

Y finalmente operando, queda la forma más conocida del cálculo de la resistencia equivalente de un circuito paralelo:

$$R_{eq} = \frac{R_a \times R_b}{R_a + R_b} \tag{5-b}$$

La corriente alterna

A diferencia de la corriente continua (CC), cuya fuente es mecánicamente estática (y habitualmente electroquímica), la corriente alterna (CA) se genera con una fuente en movimiento en la que un campo cíclicamente induce un conductor. La forma de la onda así producida es pulsátil.

La forma más habitual de generar corriente alterna es mediante la rotación de una espira -un conductor continuo que sigue una circunvolución- en un campo magnético. Esto produce la inducción de la corriente en la espira en la medida que ésta atraviesa el campo. Recuérdese que este fenómeno es reversible ya que una corriente variable que circula por un conductor, genera un campo magnético con sentido conocido.

Por tal razón, haciendo rotar una espira para que atraviese un campo, obtenemos en el conductor una corriente eléctrica. A medida que la espira gira, la tensión en el flujo generado cambia cíclicamente de signo, generando una corriente alterna.

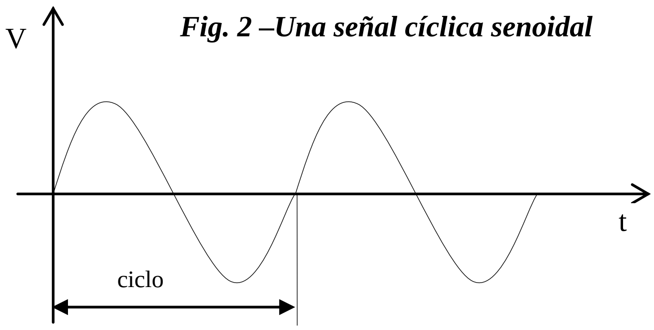
Se puede analizar el fenómeno en el arranque y en régimen y nosotros lo haremos para este último caso, suponiendo que la velocidad de rotación ω de la espira es constante.

Período, frecuencia y longitud de onda

La corriente generada cíclicamente por una espira rotando a velocidad angular constante ω, responde a la función v = sen ωt que se muestra en la figura 2**.** De todos modos, ésta es sólo una de las formas de corriente alterna. Si fueran generadas por otras funciones generadoras y/u otros dispositivos, podrían ser, por ejemplo, onda cuadrada o rectangular, onda triangular o diente de sierra o cualquier otra forma de corriente pulsátil como se las puede ver en la figura 3.

La evolución de la onda entre dos puntos análogos se denomina ciclo y el concepto vale para dos puntos cualesquiera, tanto dos picos como dos valles y, por supuesto, es independiente de la forma de la onda.

Fig. 2 –Una señal cíclica senoidal



El ciclo de la onda tiene dos parámetros característicos: ***período** y **frecuencia***.

El *período*, representado con la letra T, es el tiempo que tarda en ocurrir un ciclo. Por tal razón se mide en unidades de tiempo, normalmente en segundos.

La cantidad de veces por unidad de tiempo que ocurre un ciclo, se llama ***frecuencia***, denotada con F. La frecuencia se mide en hercios, o hertz[9] y se simboliza Hz, siendo

1 Hz = 1 ciclo/s

De acuerdo a la definición, el período y la frecuencia son recíprocos, tal que

$$T = 1 / F$$

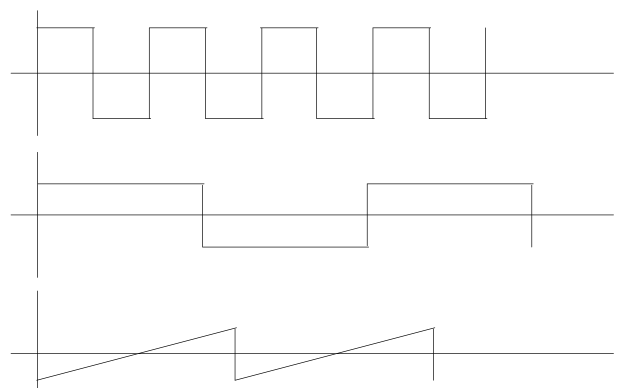


Fig. 3 – Formas de corriente pulsátil

Una señal eléctrica se desplaza, como hemos visto, como un móvil al que por ahora llamaremos un *frente de onda* a una velocidad característica, que en el vacío es *c*. La distancia que recorre el frente en el tiempo equivalente a un período se denomina ***longitud de onda*** y se denota normalmente con λ (la letra griega lambda). Se mide, lógicamente, con unidades de longitud. La longitud de onda se calcula como una distancia, recordando que la misma se calcula por el producto de la velocidad por el tiempo

Por ejemplo, λ para la corriente eléctrica domiciliaria, de 50 Hz, es:

$F = 50\ Hz \Rightarrow T = 1 / F = 0{,}02\ s$
$\lambda = c \times T = 3 \times 10^8\ m/s \times 2 \times 10^{-2}\ s = 6 \times 10^6\ m$ (es decir, 6.000 Km)

Otro ejemplo: λ para la señal de una emisora de radio FM en 100 MHz, es:

[9] Por el físico alemán Heinrich Hertz, 1857-1894

$F = 100$ MHz $= 1 \times 10^8$ Hz $\Rightarrow T = 1 / F = 1 \times 10^{-8}$ s
$\lambda = c \times T = 3 \times 10^8$ m/s $\times 1 \times 10^{-8}$ s $= 3$ m

Otro ejemplo más: λ de una señal satelital en 8 GHz, es:

$F = 8$ GHz $= 8 \times 10^9$ Hz $\Rightarrow T = 1 / F = 1{,}25 \times 10^{-10}$ s
$\lambda = c \times T = 3 \times 10^8$ m/s $\times 1{,}25 \times 10^{-10}$ s $= 3{,}75 \times 10^{-2}$ m (es decir 3,75 cm)

La tensión, la corriente y la impedancia

Los conceptos de tensión y corriente se aplican, sin variantes a la CA tal como los definimos en general para la CC. Pero no ocurre lo mismo con el de resistencia, ya que se manifiestan otros fenómenos que dan lugar al concepto de ***impedancia***.

Siempre que consideramos circuitos en corriente continua, el único elemento que provoca caída de tensión o limitación de corriente, es la resistencia y los valores están expresados por la Ley de Ohm.

En cambio, si consideramos circuitos con tensión pulsantes, como puede ser una onda senoidal, limitan la corriente o la tensión otros factores: la ***inductancia*** producto de las bobinas y la ***capacitancia*** producida por los capacitores.

En estos circuitos encontramos dos regímenes de operación: El primero es el régimen de circuito transitorio y el segundo es el permanente. Esto quiere decir que el circuito se comporta de una manera distinta al conectar la fuente, que después de algunos instantes de estar conectada ella. En los análisis, podemos trabajar siempre con el régimen permanente.

Así que nos manejaremos con la definición de ***impedancia característica***, y en el Anexo A se podrán encontrar las formulaciones de la ***reactancia*** y la ***impedancia*** según el tipo de circuitos.

Líneas de transmisión distribuidas uniformemente.

Las características de un medio de transmisión se determinan por las propiedades eléctricas de él, como la conductancia de los cables y la constante dieléctrica del aislante; y por sus propiedades físicas, como el diámetro del cable y los espacios del conductor.

Estas propiedades, a su vez, determinan las constantes eléctricas primarias:

- resistencia de cc en serie (R),
- inductancia en serie (L),
- capacitancia de derivación (C),
- conductancia de derivación (G).

La resistencia y la inductancia ocurren a lo largo de la línea, mientras que entre los dos conductores ocurren la capacitancia y la conductancia. Las constantes primarias se distribuyen de manera uniforma a lo largo de la línea y, por lo tanto, se les llama comúnmente parámetros distribuidos.

Impedancia característica.

Para una máxima transferencia de potencia desde la fuente a la carga (o sea, sin energía reflejada), una línea de transmisión debe terminarse en una carga puramente resistiva igual a la ***impedancia característica*** de la línea.

La impedancia característica (Z), de una línea de transmisión es una cantidad compleja que se expresa en Ω, que idealmente es independiente de la longitud de la línea, y que no se puede medir. La impedancia característica se define como la impedancia que se ve desde una línea infinitamente larga o la impedancia que se ve desde el largo finito de una línea que se termina en una carga totalmente resistiva a cuyo valor se le asigna el nombre de impedancia característica de la línea.

Una línea de transmisión almacena energía en su inductancia y capacitancia distribuidas. Si la línea es infinitamente larga, puede almacenar energía indefinidamente; está entrando energía a la línea desde la fuente y no regresa nada. Por lo tanto, la línea actúa como un resistor que disipará toda la energía. Se puede simular una línea infinita si se termina una línea finita con una carga puramente resistiva igual a Z; toda la energía que entra a la línea desde la fuente se disipa en la carga, es decir, la carga usa total y completamente esa energía.

Este análisis, en realidad, supone una línea totalmente sin pérdidas.

Por ejemplo, la impedancia característica de una línea de transmisión de cobre, usada típicamente para comunicaciones, es de 600 Ω. Para esta impedancia, y recordando **(5)**, obtenemos una potencia de 1 mW con una tensión de 0,775 V. El aire tiene una impedancia característica de 377 Ω. La impedancia característica de cada material puede encontrarse tabulado.

De este modo, así como cuando trabajamos con circuitos de CC usamos los valores de P, V, I y R para realizar los análisis y cálculos, en los de CA utilizamos P, V, I y Z.

Las señales electromagnéticas

La energía electromagnética

La propagación eléctrica no es la única forma de transmitir. Por una línea de transmisión física que sea un alambre, digamos de cobre por ejemplo, tal vez. Pero si tal línea de transmisión es intangible o no cumple con las condiciones de conductividad necesaria, se requiere otro tipo de transmisión.

La propagación electromagnética se usa en estos casos. En rigor, las señales electromagnéticas son todas las que se generan como ondas que se propagan sin soporte conductivo: incluye a la radiofrecuencia y a la luz. En el primer caso, en general se puede considerar como una propagación libre y por lo tanto desde el punto emisor se genera una propagación esférica salvo que se actúe para dar cierta dirección a la emisión. Para la luz hoy consideramos una propagación conducida por un medio transparente o translúcido como las fibras ópticas y descartamos otros medios como propagación no conducida por aire.

La propagación de ondas electromagnéticas se debe a la existencia de los campos eléctricos y magnéticos, actuando vectorizados. Tratados como tales, se requiere de un análisis complejo formalizado por las leyes de Maxwell para predecir sus comportamientos y con ellos las características básicas de la propagación: trayectoria, atenuación, densidad de potencia, comportamiento frente a los obstáculos.

Sin embargo, para la mayoría de los fines, podemos sustituir ese análisis desde las Leyes de Maxwell por uno más geométrico, como si todos los haces tuvieran el comportamiento geométrico apreciable en la luz dentro del espectro visible en una geometría euclidiana.

Respecto a los parámetros básicos de la propagación electromagnética –PEM-, se presume que en el punto en estudio el tren de ondas avanza en fase y por lo tanto tiene un período característico y, con él, una frecuencia a la que llamamos ***frecuencia fundamental*** y una longitud de onda en correspondencia.

Por lo tanto, toda señal electromagnética tiene una frecuencia fundamental. Todas las frecuencias, comenzando en el origen y creciendo hacia infinito –todas las posibles- definen lo que se denomina ***espectro***.

El espectro electromagnético

Al conjunto de todos los valores de frecuencia o de longitud de onda se lo llama ***espectro*** electromagnético. Se puede trabajar con el espectro de frecuencias o con el de longitudes de onda.

El espectro electromagnético se suele representar con una semirrecta con origen a la izquierda que crece indefinidamente. Convencionalmente, lo mostramos desde 10^0 para las frecuencias. En cambio, el de longitudes de onda es una semirrecta cuyo origen se muestra según lo que se quiera representar.

El espectro está divido en ***bandas***. Una banda, es un sub-espectro, es decir una porción del espectro que agrupa frecuencias (o longitudes de onda) de características similares entre sí o agrupadas convencionalmente con algún fin.

Se puede hablar de la banda de radiofrecuencias, de luz, de rayos, etc. Pero como el concepto es recursivo por definición, se puede entonces decir que dentro de la banda de radiofrecuencias se encuentra la banda de radio AM, la de radio FM, la de TV, etc. y lo mismo podríamos aplicar a la luz (infrarrojo, visible, ultravioleta), etc.

El espectro de frecuencias con el que solemos trabajar es el de la figura 4:

El espectro de radio

Se suele trabajar convencionalmente con el espectro de frecuencias para las radiofrecuencias, probablemente por costumbre ya que podría usarse el de longitudes de onda. De hecho, por ejemplo, la radiofonía está regulada en bandas de longitud de onda en algunos lugares y de frecuencia en otras.

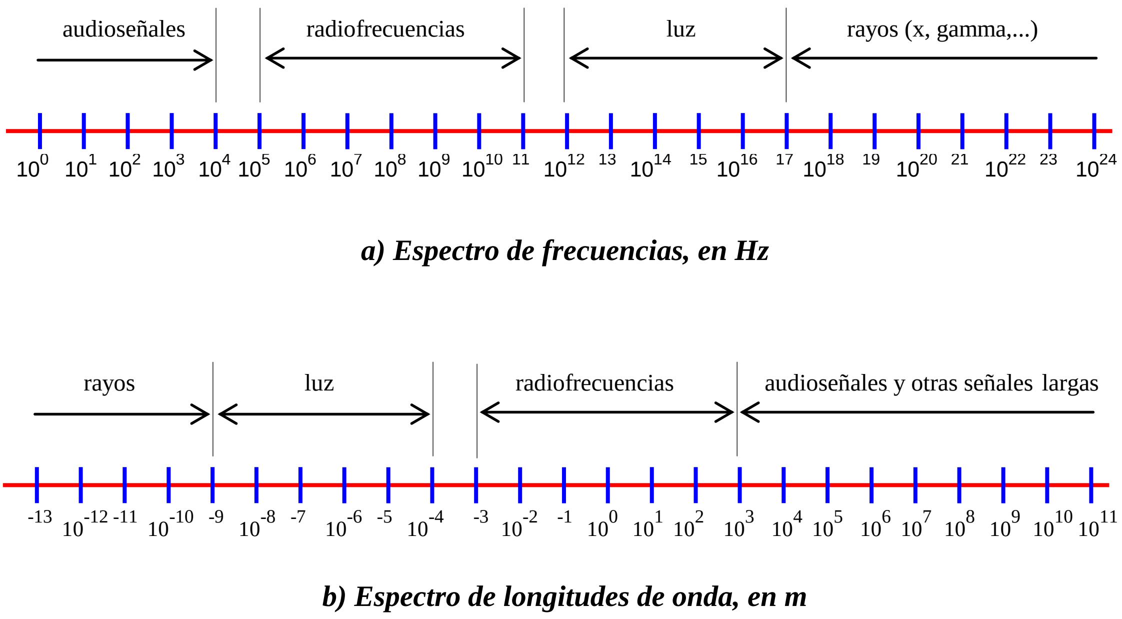


Fig. 4 – El espectro electromagnético

El espectro de radiofrecuencias va desde algunas decenas de KHz, hasta el centenar de GHz. El nombre usado para las unidades múltiplo del hercio, son:

- 10^3, Kilohercio, KHz;
- 10^6, Megahercio, MHz;
- 10^9, Gigahercio, GHz;
- 10^{12}, Terahercio, THz

Un análisis completo de las bandas reguladas en la República Argentina, puede encontrarse en el sitio de la Comisión Nacional de Comunicaciones (CNC), dependiente de la Secretaría de Comunicaciones de la Nación: www.cnc.gov.ar

Las nombres de banda como ***Banda n*** en el espectro de radio responden a una recomendación de la ITU. Hay una correspondencia con la convención de nombres más antigua y que responde a usos más frecuentes. También podemos ver para cada banda algunas aplicaciones principales:

- **Banda 6**: 10^5 a 10^6 Hz, *MF* (Medium Frecuency). Radio AM.
- **Banda 7**: 10^6 a 10^7 Hz , *HF* (High Frecuency). Radioaficionados.
- **Banda 8**: 10^7 a 10^8 Hz, *VHF* (Very High Frecuency). Radioaficionados, FM, TV abierta.
- **Banda 9**: 10^8 a 10^9 Hz, *UHF* (Ultra High Frecuency). TV y Radio celular.
- **Banda 10**: 10^9 a 10^{10}, *SHF* (Super High Frecuency). Radio celular, microondas spread y satélite.

- **Banda 11**: 10^{10} a 10^{11}, *EHF* (Extremely High Frecuency). Microondas y satélite.

El espectro de luz

Se suele trabajar con el espectro de longitudes de onda para la luz, tal vez porque para trabajar las frecuencias de luz se requieren números grandes en Hz.

Para representar el espectro de luz, es mejor utilizar una escala lineal.

Esto se debe a que el rango es pequeño y en una escala de potencias sólo se podría ver la relación entre las bandas UV, visible e IR, pero no se apreciaría la banda de cada color:

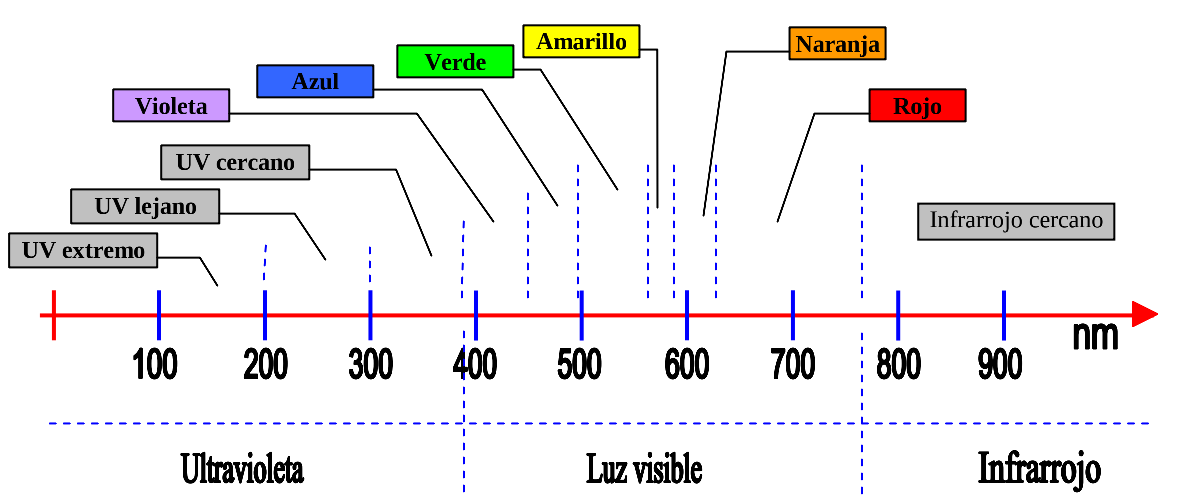


Fig. 5 – El espectro de luz

Las longitudes de onda que corresponden a cada color, expresados en manómetros (10^{-9} m), son:

- $390 < \lambda_{Violeta} \leq 455$
- $455 < \lambda_{Azul} \leq 492$
- $492 < \lambda_{Verde} \leq 577$
- $577 < \lambda_{Amarillo} \leq 597$
- $597 < \lambda_{Naranja} \leq 622$
- $622 < \lambda_{Rojo} \leq 770$

En ocasiones, conviene manejar las longitudes de onda en Å o armstrongs[10], (1 Å = 1 x 10^{-10} m) tal que, por ejemplo, las longitud de onda de las tonalidades consideradas verde, tiene un λ entre 4.920 Å y 5.770 Å

Trayectoria

Espacio y frente de la onda

Trabajando con conceptos geométricos, la PEM podemos verla como un haz, representado por la línea virtual que muestra el camino desde el punto de propagación (emisor) al objetivo (receptor) y que para las frecuencias y distancias que nos interesan la consideramos rectilínea. La aclaración cabe, ya que a bajas

---

[10] En honor a Edwin Howard Armstrong, ingeniero eléctrico estadounidense, 1890-1954

frecuencias y distancias grandes, el haz sigue caminos no rectilíneos, por interacción con otros campos como el terrestre.

Todos los haces son emitidos desde el emisor, al que genéricamente se llama fuente. Cuando la fuente emite sin una dirección definida, se la idealiza como un punto emitiendo homogéneamente en todas las direcciones de modo omnidireccional, y la emisión se llama isotrópica. Como la PEM es naturalmente no directiva y podemos suponer que el medio es homogéneo, los distintos haces recorren caminos iguales en tiempos iguales y determinan para un tiempo t desde el comienzo de la emisión, una esfera alejada por un radio R de la fuente.

Un casquete de esa esfera, que sea suficientemente pequeño pero que alcance para contener haces que impacten en nuestro receptor, se llama ***frente*** de la onda. En un análisis vectorial veríamos que el casquete tiene la particularidad de contener para un tiempo t a todos los vectores que componen al haz, en fase. Tal casquete puede considerarse plano si es suficientemente pequeño y alejado de la fuente. Es más complejo si alguna de estas dos condiciones no se cumple.

Velocidad del frente de onda y NVP

Como vimos, el frente de onda se propaga a velocidad llamada *c*, velocidad de la luz. La luz se desplaza más rápida en el vacío que en ningún otro medio. A los efectos prácticos, podemos tomar el valor denominado convencional expresado anteriormente de 300.000 Km/s.

En otro medio, la luz se desplazará más lentamente, producto de la interacción del frente con la energía de las moléculas del medio.

La relación entre la velocidad de la luz en el medio, llamada *v* y en el vacío *c*, se denomina NVP, que significa ***nominal velocity propagation*** y se mide como una fracción o como un porcentual, siendo siempre menor que la unidad para un desplazamiento que no sea en el vacío:

$$\text{NVP} = \frac{v}{c} < \mathbf{1}$$

O también, como porcentual:

$$\text{NVP\%} = \frac{v}{c} \times 100 < 100\%$$

La relación recíproca, más conocida, se llama índice de refracción *n* y es siempre mayor que la unidad en esas condiciones:

$$\text{n} = \frac{c}{v} > \mathbf{1}$$

Como ejemplo, un medio como el aire limpio tiene un NVP cercano al 98% y bajo ciertas condiciones controladas y para distancias cortas se puede considerar 100% a los efectos del cálculo. Sin embargo, con los frente de ondas en conductores eléctricos de cobre, conviene tomar NVP = 75% a 70% y si se desconoce, conviene operar con 66% resultando una velocidad de la luz en el medio de 2×10^8 m/s

El campo producido

La densidad de potencia

Para valorar la radiación, necesitamos conocer algunos parámetros básicos: la potencia de emisión, cómo se atenúa durante la propagación, cómo es la ley de variación.

Una radiación electromagnética se caracteriza principalmente por la potencia de la fuente, la que se mide en unidades de potencia eléctrica, generalmente en vatios o en unidades relativas llamadas dBm, según se ve más adelante.

La densidad de potencia de la radiación muestra la porción de la energía que fluye por unidad de superficie en el lugar del objetivo, es decir donde se esté considerando el casquete esférico seudo plano o la porción plana que determinan el frente de la onda. Tal densidad, se mide en unidades de energía por unidades de tiempo y de área, tal que resulta en unidades de potencia por unidades de área:

$$\mathcal{P}\,(\mathrm{W/m^2}) \equiv \frac{[\mathrm{P}]}{[\mathrm{A}]}$$

Formalmente, la densidad de potencia puede definirse como el producto de la intensidad de campo eléctrico por la intensidad de campo magnético, ambos rms. Existen dispositivos capaces de medir la densidad de potencia en un punto y entregar el valor directamente en $\mathrm{W/m^2}$

Sin embargo, si conocemos sólo la potencia de emisión o radiación P_{PA}, a la que llamaremos así por ***Potencia en Punta de Antena***, podemos calcular la densidad de potencia suponiendo que la radiación es isotrópica y sin pérdidas durante la trayectoria, lo que nos dará la densidad de potencia isotrópica que es una medida de referencia, dado que en realidad la emisión podría no serlo –y casi seguro no lo es. Esa densidad de potencia se calcula considerando que la distancia a la fuente es el radio de la esfera de propagación de la fuente en el punto i, representado por R_i:

$$\mathcal{P}_i = \frac{P_{PA}}{4 \times \pi \times R_i^2} \qquad \textbf{(6)}$$

Sin embargo, si se pueden calcular las pérdidas en la trayectoria hasta el punto i, entonces corresponde considerar la potencia real en el punto i, en lugar de P_{PA}.

Con sucesivas mediciones, se puede encontrar la distancia a la fuente y los valores de emisión, mediante la ley de ***Inversa de los cuadrados***.

Ley de inversa de los cuadrados

Dos distancias sucesivas pueden ser consideradas entonces dos radios de la esfera de propagación isotrópica, si la fuente es la misma. Vemos que si medimos en el punto *a* perteneciente a la esfera interior vista desde la fuente:

$$\mathcal{P}_a = \frac{P_{PA}}{4 \times \pi \times R_a^2}$$

Y en el punto b, perteneciente a la esfera exterior también vista desde la fuente:

$$\mathcal{P}_b = \frac{P_{PA}}{4 \times \pi \times R_b^2}$$

Si hacemos la relación de uno a otro, encontraremos que:

$$\frac{\mathcal{P}_a}{\mathcal{P}_b} = \frac{R_b^2}{R_a^2} \qquad \textbf{(7)}$$

Y a esta relación se la llama **Ley de inversa de los cuadrados**.

Cuando se usa tanto **(6)** como **(7)**, se debe tener cuidado en el hecho de que R mide la distancia a la fuente, a la altura en que ésta se encuentre, no la distancia a la proyección de la fuente sobre el nivel del piso. Sin embargo, el error por medir directamente a la base de la antena es despreciable. Por ejemplo: una antena de microondas ubicada a una altura de 100 m, que emita con una potencia de 500 mW, irradia sobre una persona que se encuentra a 200 m de la torre con una densidad de potencia igual a $\mathcal{P} = 0{,}000000795\ \mathrm{W/m^2}$

Atenuación en la trayectoria

Se produce una disminución de potencia en la trayectoria, llamada ***atenuación***. La potencia efectiva con que el frente de onda impacta en el objetivo – lo ilumina, como se dice habitualmente- disminuye conforme avanza la PEM. Los dos factores principales son la atenuación y la absorción.

Respecto a la atenuación, hemos visto en **(7)** que a medida que el frente de onda se aleja de la fuente la esfera de propagación isotrópica crece y -como consecuencia- la energía irradiada debe iluminar un área mayor. Por lo tanto, si bien algunos autores denominan a este fenómeno ***atenuación de espacio libre***, otros la denominan ***atenuación por divergencia***. Si bien consideramos apropiado la segunda, en general llamaremos al fenómenos ***atenuación*** a secas**,** la que se calcula:

$$\delta = 10 \text{ x } \log (\mathcal{P}_a \ / \ \mathcal{P}_b)$$

La atenuación así calculada se mide en unidades llamadas dB (decibelios) (10 veces el logaritmo de una relación adimensional se llama decibelio). Nótese que para ello, los valores de densidad de potencias deben estar en las mismas unidades, tal que el cociente sea adimensional. De hecho, el decibel o decibelio es una unidad que muestra una relación logarítmica entre unidades iguales (ver más adelante Ganancia y Pérdidas).

La absorción, en cambio, no ocurre por un proceso de divergencia de haz, sino como un fenómeno ohmico. Es decir que el medio produce una disipación de la potencia de la señal, porque no es libre sino compuesto por partículas con las que interactúa la energía en la PEM. La diferencia respecto a la atenuación, es que en ese caso la misma cantidad de energía se reparte en un área mayor, es decir no hay disipación.

La absorción también se mide en decibeles dado que es una pérdida y es dependiente de la frecuencia, creciente con ella, aunque la pérdida de energía por absorción en una PEM puede ser despreciada cuando las distancias al objetivo desde la fuente están en el orden de 10^5 m. Más detalles se encontrarán con el estudio de las microondas como medio de transmisión.

Análisis de trayectoria de la PEM

Las propagaciones electromagnéticas presentan para todo el espectro el mismo comportamiento respecto a los fenómenos comúnmente denominados ópticos: la reflexión, la refracción y la difracción.

Estamos habituados a convivir y a observar los fenómenos ópticos. Esto nos condiciona a pensar que ellos son sólo existentes en el espectro de la luz visible. Sin embargo, en todo el espectro puede comprobarse que una onda se refleja, refracta o difracta.

Como ya citamos anteriormente, en los casos muy especiales de cambio de fase del frente, reflejos con transmisión de energía y otros similares, es necesario apelara a las leyes de Maxwell para un estudio cabal, pero recordemos que para la mayoría de los fines, el análisis geométrico –y en definitiva óptico- es suficiente.

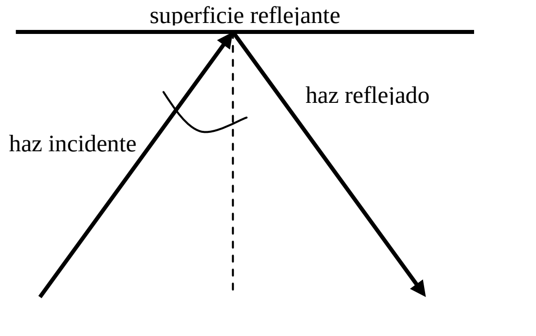


Fig. 6 – Un haz reflejado

Reflexión

La reflexión consiste en cambiar la dirección de un haz, interponiendo en el recorrido de su propagación una superficie lisa que no absorba energía. Cuanto más incapaz es la superficie para absorber energía, más perfecto es el reflejo.

Cuando se encuentra con una superficie que refleja - llamada reflejante-, el haz incidente forma un ángulo respecto a la normal a la superficie que se llama ***ángulo de incidencia***, tal como se puede ver en la figura 6 como ángulo α. Luego del reflejo, el haz reflejado abandona la superficie con un ***ángulo de reflejo*** respecto a la misma normal que puede demostrarse que es igual al incidente, porque si el medio es homogéneo, el haz debe recorrer caminos iguales en tiempos iguales, y la única manera de lograrlo es que las componentes x e y de cada ángulo sean iguales.

En el proceso de reflexión, cuando la superficie reflejante es perfecta, el frente de onda ni se dispersa ni pierde energía después del reflejo y podemos analizarlo como un haz con la mecánica clásica. Sin embargo, para un análisis más real es necesario considerar la geometría de la reflexión y la naturaleza del medio reflejante.

Sobre la geometría de la reflexión

Si la superficie reflejante no tiene imperfecciones se la llama ***superficie especular***. Además, para reflejar, la consideramos habitualmente plana. Con tal superficie, el comportamiento del frente de onda completo es análogo al del haz en la figura 6.

Sin embargo, pueden ocurrir dos cuestiones que alteren este proceso: la superficie reflejante no es plana o no es especular.

Si la superficie reflejante no es plana se verifican fenómenos de convergencia o de divergencia de haces después de la reflexión, deformando el frente de onda de la PEM. Esto, cuando es deliberado, permite concentrar o dispersar haces con propósitos específicos, como se podría ver en el reflector parabólico de una antena de microonda.

Si la superficie reflejante no es especular, cada imperfección produce un fenómeno de dispersión local de haces cuando el frente de onda lo impacta, como se ve en la figura 7.

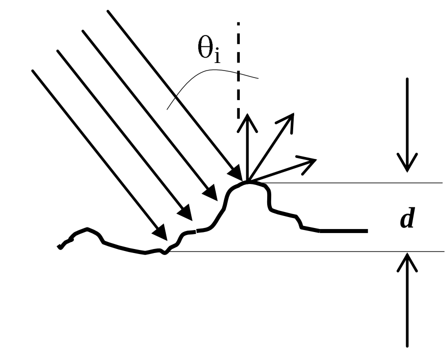


Fig. 7 – Dispersión del frente de onda

Las superficies no especulares reciben el nombre de semiásperas. No todas las imperfecciones en las superficies semiásperas producen dispersión del haz. Rayleigh[11] estudió la relación en los fenómenos de dispersión enfocando la relación entre la longitud de onda del tren de ondas y el tamaño del dispersante. La relación de Rayleigh determina que habrá dispersión cuando el coseno del ángulo de incidencia sea mayor que la longitud de onda dividida por 8 veces el tamaño de la irregularidad (su altura, su profundidad o su diámetro aparente). Es decir que la relación de ***distancia crítica*** es:

$$\cos \theta_i > \frac{\lambda}{8\,d} \qquad \textbf{(8)}$$

Por ejemplo, una emisión de microondas de 8 GHz tiene λ = 3,75 cm; si su frente de ondas incide sobre una superficie semi áspera y se encuentra con rugosidades de d = 0,5 cm, habrá dispersión para ángulos cuyo

[11] John William Strutt Rayleigh, físico-matemático ingles, premio nóbel de física, 1842-1919

coseno sean mayores que 0,9375; es decir ángulos menores a 20° respecto a la normal.

Sobre la naturaleza de la interfaz reflejante

La superficie reflejante es una interfaz entre dos medios distintos. La naturaleza del medio sobre el que se produce la reflexión determina la calidad del reflejo. Cuando la interfaz es totalmente especular y no absorbe energía, se verifica que la tasa de energía es uno y que el coeficiente que la determina llamado coeficiente de absorción es igual a uno, es decir que la energía reflejada es igual a la incidente. En tales casos, además, se verifica que no existe desplazamiento de fase y que no hay absorción de energía en el medio reflejante. Pero puede ocurrir que la interfaz no refleje la misma cantidad de energía incidente y transmita energía al medio reflejante; en tal caso se verifica que el coeficiente de transmisión de potencia será mayor que cero. La energía que sea absorbida deberá ser disipada en forma de calor por el medio reflejante.

Refracción

La refracción consiste en el desvío en la dirección que sufre un haz cuando el frente de onda atraviesa oblicuamente una interfaz que separa dos medios de distintas densidades.

La desviación de la dirección del frente de ondas se verifica porque las ondas no pueden sostener la misma velocidad de propagación en distintos medios. El efecto producido de un frente refractado se puede ver en la figura 8.

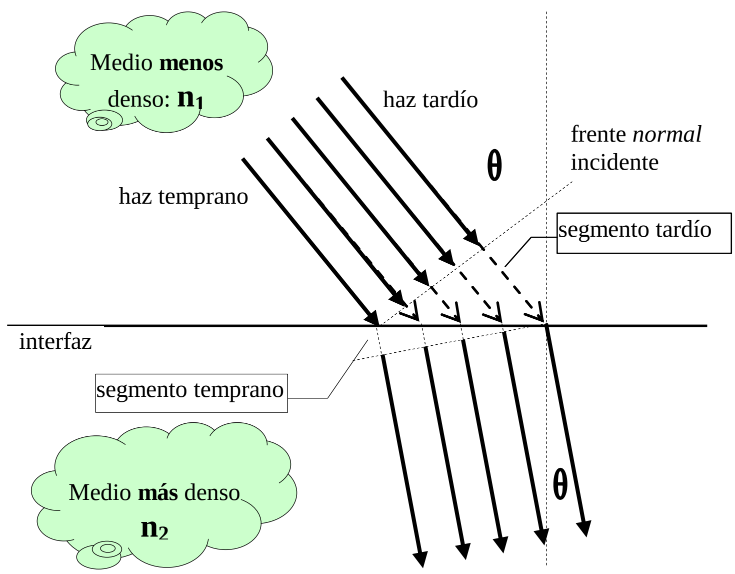


Fig. 8 – Refracción de un frente de onda

Para entender rápidamente la refacción podemos suponer que el frente de ondas es un sólido, por ejemplo una vara, que se desplaza en una determinada dirección, perpendicular a su eje longitudinal. Supongamos que dicha vara entra en una zona donde parcialmente hay un medio más denso, entonces esa parte de ella irá a menor velocidad pero para poder acompañar al resto del sólido, eso provocará un cambio de dirección hacia el extremo que entró en el medio más denso.

Yendo al fenómeno como es, vemos que el tren de ondas tiene haces que impactarán primero que otros con la interfaz, debido a que ésta es oblicua respecto al frente normal incidente. Tenemos así un haz que es el más temprano y otro que es el más tardío, que cuando el primero ya impactó aún tiene un trecho por recorrer, al que llamamos ***segmento tardío***.

Análogamente, cuando el haz tardío impacta contra la interfaz, el haz temprano ya recorrió un trecho en el medio más denso, al que llamamos ***segmento temprano***.

Al ser el medio inferior más denso, la velocidad de desplazamiento del frente de onda es menor y al ser los tiempos iguales, el segmento temprano necesariamente debe ser menor que el tardío. De este modo, el frente de onda se desvía y cualquier haz del tren de ondas tendrá ahora una nueva dirección que llamamos ***dirección del frente refractado***.

La ley que rige la relación entre las direcciones de un haz incidente y un haz refractado, se llama ley de

Snell[12], y establece que:

$$n_1 \times \text{sen}\,\theta_1 = n_2 \times \text{sen}\,\theta_2 \qquad \textbf{(9-a)}$$

Y de ella la más conocida inversa de los senos, también muy usada:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\text{sen}\,\theta_2}{\text{sen}\,\theta_1} \qquad \textbf{(9-b)}$$

Donde n es el índice de refracción de cada medio y θ es el ángulo respecto a la normal. Para las mismas condiciones de incidencia, cuanto mayor sea el índice de refracción del medio 2, menor deberá ser el seno del ángulo respetando la ley de Snell y por lo tanto menor será el ángulo respecto a la normal.

Difracción

La naturaleza de la difracción es ligeramente distinta a la de los fenómenos anteriores, pero igual merece agruparse con éstos. La difracción es la redistribución de la energía dentro del frente de onda cuando éste en su trayectoria pasa cerca de un extremo de un cuerpo opaco, sin tocarlo.

Por esta razón, se lo conoce en radiofrecuencia como efecto de borde.

Para comprender el fenómeno, debemos apelar al principio de Huygens[13] que establece que siendo una fuente puntual, su frente de onda es esférico y cada punto de él es un foco secundario de un nuevo frente de ondas.

Cuando se analizan los fenómenos de reflexión y refracción, se trabaja con una geometría de dimensiones grandes respecto a la longitud de onda. Pero cuando la frecuencia crece notablemente, por ejemplo hasta llegar al orden de la luz visible, es necesario hacer un análisis nuevo con las dimensiones de la longitud de onda que es ahora mucho más corta.

Cuando hay reflexión, por ejemplo, cada nuevo foco de Huygens emite en todas direcciones y lógicamente existe una anulación de todas las componentes excepto las que coinciden con la dirección del frente. Por tal motivo, el frente avanza rectilíneamente.

Cuando un haz del frente pasa extremadamente cerca del borde de un cuerpo opaco, sin tocarlo, el fenómeno de anulaciones mutuas no se lleva a cabo totalmente, porque algunas componentes que deberían estar anulando a otras, fueron reflejadas en el cuerpo. En la figura 9, todas las componentes graficadas con trazo grueso no están canceladas entre sí.

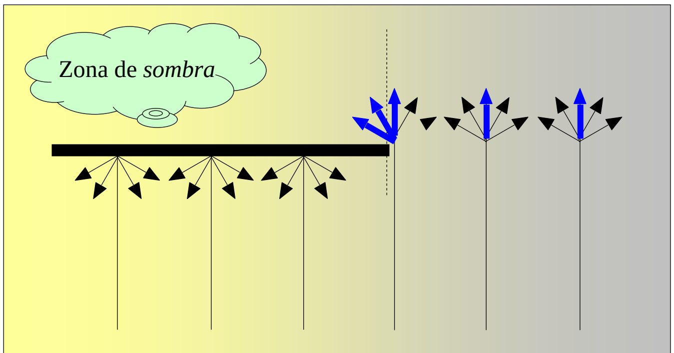


Fig. 9 – Efecto de borde por difracción

Como consecuencia, se puede ver que después de las cancelaciones sobreviven las componentes hacia adelante, que hacen que el frente de onda continúe, y además abarque la zona de sombra ya que se difunde energía donde no debería haberla, ya que no hay qué la cancele. Si la energía fuera de luz visible, se observará luz donde debería haber sombra. Si fuera de radiofrecuencia, habrá señal donde no debería haber.

[12] Desarrollada por Willebrord van Roijen Snell, matemático holandés.

[13] Expresado como ley por Christiaan Huygens, científico holandés, 1629-1695

Es observable en la figura 9 que el haz difractado debe pasar extremadamente cerca del borde del objeto, sin tocarlo, porque si lo toca se produciría en el punto una reflexión con dispersión y no avanzaría sobre la zona “oscura” ya que todas las componentes se cancelarían.

La interferencia de ondas

Se denomina interferencia a la superposición en el mismo espacio y tiempo de trenes de onda que interactúan en la misma banda. Dicha interacción resulta necesariamente en una degradación de los trenes de onda originales.

A partir de la comprensión del principio de cancelación de las componentes de un frente, podemos deducir que si dos componentes se pueden cancelar, de hecho se pueden sumar. Dicha suma no es escalar, sino vectorial y esto significa que, en una primera aproximación, dos componentes cualesquiera no coincidentes, cada una de una onda distinta se sumarán vectorialmente para determinar una resultante.

Sin embargo, debemos tener presente que la interferencia puede darse entre ondas distintas, es decir orígenes y frecuencias no comunes; análogas, es decir similares propiedades pero distintas fuentes, o divergentes, es decir iguales propiedades y de origen común, pero que han seguido distintos recorridos. Para el análisis de la energía de la resultante, debemos tener presente la fase de cada una de las componentes que se encuentran en un punto dado, es decir que coexisten en un punto en un instante cualquiera. El fenómeno es creciente con la frecuencia; mientras que no es crítico con longitudes de ondas largas, es importante para ondas cortas.

Para la suma vectorial, dependiendo de las fases en ese instante, podemos encontrar una suma completa, en caso de que estén en fase, o una cancelación parcial si se encuentran opuestas, y esto es válido para todas las formas de interacción.

Probablemente, dos ondas que se encuentren en un punto cualquiera en un instante cualquiera no estarán ni totalmente en fase ni totalmente opuestas, y se cancelarán parcialmente con lo cual obtendremos señales degradadas.

La anulación de ondas

Las ondas electromagnéticas pueden entrar en completa anulación cuando la interferencia es total. Tendremos así oscuridad total donde esperábamos luz, metafóricamente, en cualquier frecuencia.

Estas anulaciones de los trenes de ondas producen patrones de sombras totalmente perjudiciales para la transmisión, y se verifican especialmente en la radiofrecuencia.

Los filtros

Adicionalmente, los circuitos pueden trabajar suprimiendo trenes de ondas que se encuentren en una frecuencia objetivo. Los dispositivos que permiten suprimir frecuencias de los trenes de ondas se denominan ***filtros*** y, según su parámetro de diseño, pueden:

- suprimir ondas hasta una frecuencia determinada; tales dispositivos se llaman ***pasaaltos***, porque todas las ondas con frecuencia más alta que su valor objetivo, pueden pasar por el circuito y el resto son impedidas de hacerlo y se disipan.
- suprimir ondas desde una frecuencia determinada; tales dispositivos se llaman ***pasabajos***, porque todas las ondas con frecuencia más baja que el valor objetivo, pueden pasar por el circuito y el resto son impedidas de hacerlo y se disipan.
- suprimir ondas que no se encuentren en un rango objetivo; tales dispositivos se llaman ***pasabanda***, porque todas las ondas con frecuencias mayores que el umbral objetivo y menores que el techo objetivo, pueden pasar por el circuito y el resto son impedidas de hacerlo y se disipan.

Los filtros son dispositivos muy útiles porque permiten limpiar los circuitos, eliminando de ellos armónicas indeseadas, es decir ondas que tienen una frecuencia múltiplo de la fundamental. Estas ondas aparecen en los circuitos inducidas por la misma fundamental ante ciertos fenómenos de transmisión[14]. También permiten limitar la atención de circuitos de captura de información a las frecuencias objetivo.

Los medios de transmisión pueden actuar naturalmente como filtros, de cualquiera de los tres tipos, sea por el material con que están construidos o por la tecnología de fabricación o por su forma constructiva. Por ejemplo, encontramos cables que se comportan como pasaaltos naturales.

Finalmente, los circuitos pueden contener dispositivos que no han sido diseñados como filtros pero que actúan como tales.

Un filtro presente en un circuito hace que en éste, el espectro útil quede limitado a la banda asociada al filtro. Así, por ejemplo, cuando un circuito trabaja con un filtro pasabanda, al ancho de banda útil en ese circuito se le llama, por extensión, el pasabanda.

[14] Ver más adelante la generación de señales digitales y las series de Fourier

Ganancia y pérdida de una señal

Los trenes de ondas periódicas, en cualquiera de sus formas, constituyen señales. En el esquema de la Teoría de Información de Shannon[15], dichas ondas constituyen, adecuadamente combinadas, el modo de materializar el transporte del mensaje, y por tal motivo las llamamos ***la señal***. Es decir, consideramos como la señal a todo conjunto de ondas electromagnéticas que viajan de un emisor a un receptor con el propósito de transportar un mensaje.

Para hacerlo, una señal atraviesa un conjunto, mayor o menor, de vínculos y de componentes electrónicos activos y pasivos. A tal conjunto, con independencia de su constitución, tamaño y cantidad de componentes, lo llamamos genéricamente ***el circuito***.

Los circuitos son capaces mejorar o degradar las señales que los atraviesan.

Los circuitos amplificadores y atenuadores

Los circuitos pueden ser amplificadores lineales o atenuadores lineales, cuando modifican los parámetros lineales, es decir los que se miden como una amplitud respecto del tiempo. En nuestro caso, habitualmente mediremos como amplitudes respecto del tiempo a la Potencia y a la tensión.

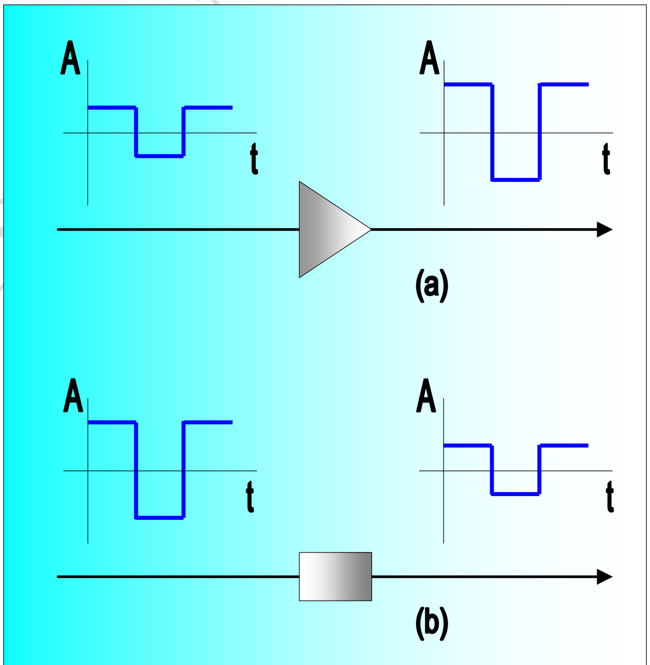


Fig. 10 – Circuito amplificador (a) y atenuador (b)

Un circuito es ***amplificador lineal*** cuando permite obtener la amplitud de la señal a la salida, amplificada respecto a la entrada. Su simbolización es un triángulo en el sentido de la señal. En la figura 10-a se ve un circuito amplificador y la amplitud en función del tiempo a la entrada y a la salida.

En la figura 10-b podemos ver un ***circuito atenuador lineal***. Recibe este nombre cuando en las mismas condiciones anteriores, los parámetros de amplitud a la salida son menores que a la entrada, y se lo simboliza con un rectángulo.

En ambos circuitos, denotamos P_e, V_e a la potencia y a la tensión a la entrada, y P_s, V_s a la potencia y a la tensión a la salida.

Estos circuitos reciben el nombre de lineales porque no alteran el período de la señal que es un parámetro angular, y por lo tanto ni la frecuencia ni la longitud de onda.

En la práctica y salvo contadas excepciones, un circuito amplificador lineal requiere un conjunto de componentes agrupados para que trabajen como tal. Sin embargo, un circuito atenuador puede ser el mismo medio por el que transita la señal, que está atenuando y se comporta como un circuito atenuador lineal, debido a que dicho medio no es ideal.

[15] Claude Elwood Shannon, ingeniero y matemático estadounidense, 1916-1999

La Relación de ganancia y pérdida

Relación de ganancia

La ***relación de ganancia***, o simplemente la ***ganancia*** de la señal, se define como el logaritmo en base 10 del cociente entre el valor del parámetro de la señal a la salida respecto a un valor de comparación del mismo parámetro, que puede ser su valor a la entrada del circuito o la unidad. Por ejemplo, el logaritmo del cociente entre la potencia a la salida y la potencia a la entrada.

Como estamos definiendo una ganancia, el cociente es mayor que uno, y el logaritmo es positivo. En tal caso, el circuito es amplificador.

Relación de pérdida

La ***relación de pérdida***, o simplemente ***pérdida*** de la señal, se define en el caso inverso.

Para el cálculo de la pérdida, el cociente está formado al revés, es decir entre el valor del parámetro a la entrada y a la salida, nunca la unidad. En tal caso, nuevamente el cociente será mayor que uno, y el valor del logaritmo será positivo. Pero como el cociente está invertido, el resultado recibe el nombre de Pérdida y el circuito es atenuador.

Sobre las unidades y los signos

En todas las relaciones, se debe operar en unidades homogéneas, por ejemplo: vatios (W) o milivatios (mW) para potencia y voltios (V), milivoltios (mV) o microvoltios (μV) para tensión.

Respecto a los signos, hay que tener presente que tanto la Ganancia como la Pérdida (ambas) pueden tener valores positivos o negativos.

Cuando se calcula una ganancia como tal (salida respecto a la entrada) se espera un valor positivo. Cuando el cálculo de una ganancia arroja un valor negativo, estamos en presencia de una pérdida. Ello se verifica cuando habiendo planteado el cociente como salida/entrada, el cociente es menor que uno y el logaritmo es negativo. Esto significa que el parámetro medido tenía mayor valor a la entrada. Por eso el resultado es negativo y el valor de ganancia expresa una pérdida. De hecho, el circuito supuestamente amplificador está atenuando.

Cuando se calcula una pérdida como tal (entrada respecto a la salida) se espera un valor positivo. Cuando el cálculo de una pérdida arroja un valor negativo, estamos en presencia de una ganancia. Ello sucede cuando habiendo planteado el cociente como entrada/salida, el cociente es menor que la unidad y el logaritmo es negativo. Esto significa que el parámetro medido tenía mayor valor a la salida que a la entrada, por eso el resultado es negativo y el valor de pérdida expresa una ganancia. En este caso, el circuito supuestamente atenuador está amplificando.

Lo que de hecho no es calculable es que el cociente en sí tenga valor negativo porque como se recordará no pueden calcularse los logaritmos de números negativos, si recordamos la curva de una función logarítmica.

Las relaciones de ganancias y pérdidas, se miden en distintas unidades de medidas, según nuestra conveniencia y las necesidades de cada caso, y en definitiva expresan mediciones relativas o absolutas.

Mediciones relativas

Las mediciones son relativas cuando usan el cociente entre salida y entrada para medir la ganancia del circuito.

En tal caso, la unidad es el decibelio y se denota dB. Anecdóticamente, el nombre de decibelio o ***decibel*** proviene de Bell[16]. Éste estableció muchas bases para el análisis de las señales de comunicaciones y en su honor lleva el nombre. Pero un Bell en realidad se definió como el logaritmo del cociente. Esto arroja números más pequeños para trabajar y por esa razón se la multiplica por diez, recibiendo así el nombre de decibel.

La ganancia como relación entre las potencias se expresa por:

$$G\ (dB) = 10 \times \log\ (P_s / P_e) \quad \textbf{(10)}$$

Y se la suele llamar también ***ganancia para la relación de potencias***. Si regresamos a **(5)** y sustituimos potencia por tensión o corriente, operando para extraer la potencia de 2, podremos expresar la relación de ganancia como una relación de tensiones o de corrientes, tal que:

$$G\ (dB) = 20 \times \log\ (V_s / V_e) \quad \textbf{(11)}$$

De la misma manera podemos expresar la relación de pérdida o ***pérdida*** como la menos ganancia, siendo la relación logarítmica:

$$P\ (dB) = -\ G\ (dB) = 10 \times \log\ (P_e / P_s) \quad \textbf{(12)}$$

Mediciones absolutas

La ganancia absoluta es una forma de medir un parámetro no en modo relativo, es decir un punto respecto a otro, sino en modo absoluto, es decir el valor del parámetro en un punto dado pero con unidades logarítmicas. Es decir que, a pesar de su nombre, técnicamente no es una ganancia, o más claramente es una ganancia respecto a la unidad patrón.

Los dos tipos de ganancia, en potencia y en tensión, pueden medirse de manera absoluta. Cada una de éstas puede usar varias unidades distintas. Lo importante, para todas ellas, es entender que cuando medimos ganancia absoluta, medimos en un punto cualquiera de nuestro interés y respecto a una unidad. No en la salida y comparado con la entrada o viceversa.

La ganancia absoluta en potencia

Se usa cuando se requiere conocer la potencia (no una relación de ella) en un punto del circuito pero conviene manejarla como un logaritmo para poder operarla con otras ganancias expresadas de modo absoluto o relativo. Por ejemplo, es muy útil expresar la potencia en la punta de una tranceptor de radiofrecuencia en estas unidades, y restarle la pérdida hasta la antena de recepción.

Podemos usar la ganancia en unidades llamadas dBm cuando se maneja baja potencia. En caso contrario también podemos medirla en unidades llamadas dBW expresando la potencia en vatios.

$$\begin{aligned} dBm &= 10 \times \log P_i\ ;\ \forall\ P_i \text{ en mW} \\ dBW &= 10 \times \log P_i;\ \forall\ P_i \text{ en W} \end{aligned} \quad \textbf{(13-a)}$$

Cuando se usan las ganancias relativas, es habitual darle al parámetro el nombre de la unidad, dejando en desuso el nombre ganancia relativa en dBm y usando directamente dBm y lo mismo con dBW

[16] Alexander Graham Bell, ingeniero inglés, estadounidense por adopción, inventor y pionero de las comunicaciones, 1847-1922

La ganancia absoluta en tensión

Las unidades de ganancia expresadas en modo absoluto en tensión, son el dB milivoltio (dBmV) y el dB microvoltio (dBμV). Estas unidades son muy usadas en todas las industrias de transmisión en conductores de cobre en baja potencia, como las del CATV. Ellas están definidas directamente como 10 veces el logaritmo de la tensión expresada en milivoltios o en microvoltios, respectivamente:

$$
\begin{aligned}
dBV &= 20 \times \log V_i\ ; && \forall\ V_i \text{ en V} \\
dBmV &= 20 \times \log V_i\ ; && \forall\ V_i \text{ en mV} \\
dB\mu V &= 20 \times \log V_i; && \forall\ V_i \text{ en } \mu V
\end{aligned}
\qquad \textbf{(13-b)}
$$

Y acá vemos respecto a los nombres de los parámetros, lo mismo que con los de potencia: usamos directamente dBmV o dBμV.

La ganancia en dBu

También se puede calcular la ganancia de un circuito en unidades de tensión que se puedan relacionar con las de potencia. Para tal caso, conviene usar la unidad llamada dBu.

La ganancia en dBu representa el valor de la tensión en un punto cualquiera del circuito, midiendo la tensión en ese punto en voltios sobre un circuito de impedancia característica típica del cobre para transmisión. Para ver a qué valor hay que referirlo, analicemos **(5)**. Hay infinitas relaciones V^2/R que arrojan por resultado 1 mW pero si consideramos que 600 Ω es el valor de impedancia característica de una línea de cobre para transmisión, se obtiene una tensión de 0,775 V, es decir:

$$
1\ mW = (0{,}775\ V)^2 \ /\ 600\ \Omega \qquad \textbf{(14)}
$$

Análogamente a lo hecho en **(13)** referimos entonces **(11)** a la unidad, reemplazando con **(14)**. En este caso, referir a la unidad significa a 0,775 V para obtener la ganancia absoluta en tensión expresada en dBu:

$$
dBu = 20 \times \log (V_i\ /0{,}775)\ ;\ \ \forall\ \ V_i \text{ medido en V} \qquad \textbf{(15)}
$$

Relación entre las potencias dBm y dBu

Para obtener la relación entre ambas mediciones –útil en algunos casos- tomemos **(14)** y reemplacémoslo en **(13)** teniendo presente que en un punto cualquiera *i*, tendremos valores de potencia P que podremos expresar en mW, de tensión V que podremos expresar en V y de impedancia Z o resistencia[17] R que podremos expresar en Ω, de modo que[18]:

$$
\begin{aligned}
dBm &= 10 \times \log (P_i\ /\ 1\ mW) = 10 \times \log \{(V^2/Z)\ /\ (0{,}775^2/600)\} \\
dBm &= 10 \times \log \{\ (V^2 \times 600)\ /\ (0{,}775^2 \times Z)\} \\
dBm &= 10 \times \log (V^2/0{,}775^2) + 10 \times \log (600/Z) \\
dBm &= 10 \times \log (V/0{,}775)^2 + ... = 20 \times \log (V/0{,}775) + ...
\end{aligned}
$$

Reemplazando por **(15)**, podemos expresar:

[17] Usaremos indistintamente impedancia o resistencia para el cálculo, salvo que se especifique lo contrario.

[18] Notar que se ha reemplazado la nomenclatura correcta, que hubiera sido "G en dBm" o "G en dBu", para usar directamente el nombre de la unidad como nombre del parámetro

$$dBm = dBu + f_c \; ; \; \forall \; f_c = 10 \times \log (600/Z), \; Z \text{ en } \Omega \qquad \textbf{(16)}$$

Al factor $\mathbf{f_c}$ se lo llama factor de corrección a 600 Ω

Algunas reflexiones

Cabe destacar el carácter logarítmico de la ganancia. Se debe notar que un amplificador que recibe 1 mW a su entrada y entrega 1 W a su salida, tiene una ganancia de 30 dB, es decir que creció tres órdenes.

Ahora, mantengamos la entrada constante:

- si nuestro amplificador tuviera una ganancia de la mitad (es decir, 15 dB), la salida habría sido 0,0316 W, es decir, mucho menos que la mitad de la original;
- si nuestro amplificador tuviera una ganancia del doble (es decir, 60 dB), nuestro salida sería 1000 W, que es muchísimo más del doble.

Cuando se necesita determinar la ganancia en un medio de transmisión, se puede acudir a un vúmetro y medirla. El instrumento que puede medir ganancia de un circuito, se llama vúmetro, y puede expresar la ganancia directamente en dBm o en dBu. Es común verlos en los equipos de audio para medir la ganancia neta a la salida del amplificador.

Si no se cuenta con un vúmetro ni con un vatímetro para obtener la potencia en el punto del circuito y obtener la ganancia en dB, puede ser que se tenga a mano un voltímetro o se conozca o se pueda calcular la tensión en ese punto. En este caso, puede ser muy útil calcular la tensión en un punto cualquiera del circuito en V. Luego se puede obtener la impedancia del medio en la que se está efectuando el análisis y con ambos datos, se puede obtener la ganancia en dBm calculándola primero en dBu y aplicando el factor de corrección a 600 Ω.

Otra reflexión importante es que al ser las ganancias absolutas una expresión logarítmica, pueden operarse como ganancias. Supongamos que tenemos expresada la potencia de transmisión de un tranceptor en dBm y contamos con el valor de ganancia de un amplificador en dB. Podemos obtener el valor a la salida en unidades logarítmicas operando algebraicamente ambos.

El Ruido eléctrico

Una manifestación de energía es ***ruido*** siempre que perturbe una señal. En caso contrario no es ruido. Para que algo perturbe a una señal debe tener una energía indeseada de la misma naturaleza que la señal perturbada y se debe encontrarse presente en la misma banda que la señal. Estas tres condiciones son necesarias para definir al ruido que perturba a las señales electromagnéticas: debe tener una energía perceptible no deseada, debe ser de naturaleza electromagnética y estar presente en el pasa banda útil.

Tres ejemplos:

- Por más fuerte que se escuche música en un ambiente, ésta no perturba la iluminación: ambas energías no son de la misma naturaleza. De hecho, uno es ruido audible y es producido por ondas mecánicas y la otra es electromagnética.
- Por más intensa que sea la luz de un haz que intercepte una señal de radiofrecuencia, ésta no perturba el haz, porque siendo de la misma naturaleza, una está en la banda de luz visible y el otro en la banda de radiofrecuencia.
- Una emisión de radio es perturbada por los ruidos electrostáticos de las descargas atmosféricas: ambas son electromagnéticas, ambas en la frecuencia de radio, la descarga es indeseada.

El ruido distorsiona linealmente las señales de comunicaciones. Aunque cuando adquiere valores altos de energía – en un orden aproximado a los de la señal - produce casi invariablemente distorsiones angulares.

Los ruidos que no dependen de la señal y que son independientes de su presencia, se llaman ruidos no correlacionados. Pero ciertos ruidos existen sólo ligados a la existencia misma de la señal, y se llaman correlacionados. Los ruidos no correlacionados pueden analizarse como ruidos internos o externos, sea que provengan del propio circuito o no.

Los ruidos no correlacionados

Los ruidos no correlacionados son independientes de la señal y existen en su ausencia o en su presencia. La señal es perturbada por ellos, y no los determina. Pueden ser internos a un circuito o externos a él. Se puede lidiar con los ruidos internos, y de hecho calcularlos. Son más inmanejables los externos, aunque algunos son también ponderables.

Ruidos no correlacionados internos

El ruido interno es interferencia electromagnética generada dentro del circuito. Son ruidos internos a un circuito el térmico, el de disparo y el de tiempo de tránsito. Es importante destacar que cada uno de estos ruidos es un componente del ruido interno total. Éste, denominado simplemente ruido interno, puede calcularse por diferencias de ganancias o pérdidas, o medirse.

El ruido térmico

El ruido térmico es eléctrico y es producido por la energía interna de la materia. Como se recordará, el movimiento browniano de las partículas produce energía que en general se disipa en modo de calor. Pero una parte de ella funciona como interferencia eléctrica. Nyquist, de los laboratorios Bell, observó en 1928 que la interferencia eléctrica era proporcional a la agitación de electrones proveniente de lo que denominó “energía browniana”, y estableció la base para el cálculo. Entre las características más sobresalientes del ruido térmico, prevalecen que es ***aleatorio***, porque los electrones agitados por la energía browniana tienen un movimiento aleatorio; es ***blanco***, denominación que recibe por analogía con la luz blanca, al estar presente en todas las frecuencias; y es ***resistivo***, porque depende lineal y directamente de la resistividad del material. El ruido térmico recibe el nombre alternativo de ruido plano, porque su respuesta es plana.

El ruido de disparo

El ruido de disparo es un ruido electromagnético no correlacionado[19], también llamado ruido de transistor, producido por la llegada aleatoria de componentes portadores (electrones y huecos) en el elemento de salida de un dispositivo, como ser un diodo, un transistor (de efecto de campo o bipolar) o un tubo de vacío. El ruido de disparo está yuxtapuesto a cualquier ruido presente, y se puede demostrar que es aditivo respecto al ruido térmico y a él mismo.

El ruido de tránsito

Está producido por la agitación a la que se encuentra sometida la corriente de electrones desde que entra hasta que sale del dispositivo, lo que produce una variación aleatoria irregular de la energía con respuesta plana.

Ruidos no correlacionados externos

Los tipos de ruidos externos más destacables tienen que ver con los producidos fuera del circuito por la naturaleza o por el hombre y-obviamente- son no correlacionados. Los principales son los atmosféricos, los extraterrestres y los industriales.

El ruido atmosférico

Es producido por la estática que se encuentra dentro de la atmósfera terrestre y esto lo distingue de los extraterrestres. La atmósfera terrestre está cargada de estática que se manifiesta habitualmente en forma de relámpagos, centellas, rayos, etc. Pero ¡no truenos!, porque éstos son un efecto secundario que se manifiesta como ruidos audibles. Un relectura sobre los conceptos de potencial eléctrico y descarga, ilustraría estos fenómenos. De todos modos, la respuesta de estos ruidos no es plana, sino creciente desde frecuencia bajas hasta los 20 MHz y decreciente de allí en adelante, con valores insignificantes arriba de los 30 MHz.

El ruido solar

Este ruido es de respuesta variada. Es el ruido extraterrestre más complejo, y se produce por la actividad de la corteza de nuestro sol. Mientras no se producen agitaciones de la corteza – o manchas solares – la producción de ruido es baja y de respuesta plana. Sin embargo, en períodos aparentemente definidos, la actividad superficial del sol se incrementa violentamente y produce manifestaciones energéticas intensas, que se suman a la energía del ruido blanco anterior.

El ruido cósmico

Es producido por fuentes de radiofrecuencia naturales aleatoriamente distribuidas por el universo, y por tal razón tiene una respuesta bastante plana entre los 8 y 1500 MHz y de presencia uniformemente distribuida en el cielo, aunque debido a la lejanía de las formaciones galácticas es de una intensidad muy baja.

El ruido industrial

Es el nombre que recibe normalmente todo ruido electromagnético hecho por el hombre. Cada tipo de ruido puede medirse individualmente reconociendo la fuente específica. Cada uno de ellos afectará específicamente una comunicación: un motor que arranca, una luz que se enciende, una computadora trabajando, una transmisión cercana, etc. La suma de todos ellos da lugar al denominado ruido ciudadano, el cual está medido y tabulado para distintos tipos de ciudades por área, por población o por producto bruto industrial.

---

[19] Algunos autores –no es el caso de Tomasi – califican al ruido de disparo como correlacionado o, al menos, híbrido.

Los ruidos correlacionados

Imaginemos que comienza a transitar una señal por el circuito y aparece un ruido eléctrico. Éste persiste mientras dura la señal, pero la señal cesa y el ruido cesa por esa causa. Tal ruido es correlacionado. Obviamente, los ruidos correlacionados al estar ligados a la existencia misma de la señal, son internos. Los principales son de distorsión armónica y de intermodulación

El ruido de distorsión armónica

Aparece como consecuencia de que toda señal de comunicaciones contiene una cantidad variable de armónicas que la aproximan a la señal deseada. La energía de estas señales, introduce un ruido que se ve angular en el dominio de las frecuencias y lineal en el dominio del tiempo[20].

El ruido de intermodulación

Es la energía generada por las sumas y las diferencias creadas por la amplificación de dos o más frecuencias en un amplificador no lineal.

Cálculo del ruido térmico

Densidad de Potencia de ruido térmico

Boltzmann estableció que la cantidad de energía que irradia o disipa un medio (sea un canal, un circuito, etc.) tiene un valor cuantificable por cada grado absoluto de temperatura del medio.

O sea que de hecho existe una tasa constante de energía por cada grado de temperatura absoluta del medio, a la que se denomina ***Constante de Boltzmann***, cuyo valor vimos en **(1)**. Es importante notar que esta tasa es totalmente independiente de la sustancia –es decir que no depende del material.

Cuando a esta tasa se la multiplica por la temperatura absoluta del medio en grados Kelvin, el resultado matemáticamente se expresa en julios, es decir en vatios-segundo, pero operando, un segundo es la recíproca de un hercio, por lo que podemos expresarlo ahora en vatios/hercio y en tal carácter, atribuirle el concepto de ***densidad de potencia*** de ruido térmico.

$$N_0 \text{ (W/Hz)} = \kappa \times T \ ; \ \forall \ \kappa = 1{,}38 \times 10^{-23} \text{ J/K} \qquad \textbf{(17)}$$

El producto representa la potencia erogada por unidad de frecuencia, es decir por cada hercio o para una banda de ancho igual a 1 Hz; de allí el nombre de densidad.

Nótese que N_0 consecuentemente con κ también es independiente de la sustancia y del ancho de la banda, y sólo depende de la temperatura dada. Podemos ver también que no hay una variación en función de la ubicación de la banda ni puntos singulares. Es decir que es una función de respuesta plana.

La densidad de potencia de este ruido es muy pequeña, y puede convenir medirla como logaritmo. Así:

$$N_0 \text{ (dBm)} = 10 \times \log (\kappa \times T \times 10^3) \qquad \textbf{(18)}$$

[20] La energía de las armónicas que componen una señal varía para cada tipo de señal, y su determinación requiere un análisis por series de Fourier

Si buscamos el valor de la densidad de potencia de ruido térmico a la temperatura ambiente, encontraremos que –por ejemplo- a 20 °C (equivalentes[21] a 293 K) la densidad de potencia que resulta de **(17)** es

$$N_0 = \kappa \times T = 1{,}38 \times 10^{-23} \times 293 = 4{,}04 \times 10^{-21} \text{ J/K}$$

Como se observará, la unidad es realmente pequeña para su manejo y conviene medirla en dBm resultando de **(18)**:

$$\begin{aligned} N_0 \text{ (dBm)} &= 10 \times \log (\kappa \times T / 0{,}001) \\ &= 10 \times \log (1{,}38 \times 10^{-23} \times 293 \times 1000) = \\ &= -\,173{,}93 \text{ dBm} \end{aligned} \qquad \textbf{(19)}$$

Potencia de ruido térmico

Teniendo la densidad de potencia del ruido térmico, y recordando que una de las características del ruido es estar presente en la banda útil, se puede calcular la potencia de ruido térmico directamente multiplicando la densidad de potencia del ruido térmico por el ancho de la banda en uso:

$$P_N \text{ (W)} = \kappa \times T \times B = N_0 \times B \qquad \textbf{(20)}$$

Al producto se lo llama ***potencia de ruido térmico***[22] para el ancho de banda.

Nuevamente, el ruido térmico es tan pequeño en términos sensibles que su potencia tiene unidades pequeñísimas. Por esa razón, puede convenir medirlo como logaritmo y obtendremos:

$$P_N \text{ (dBm)} = 10 \times \log (\kappa \times T \times B \times 10^3) = 10 \times \log (N_0 \times B \times 10^3) \qquad \textbf{(21)}$$

Si tomamos ahora **(20)** y aplicamos las propiedades de los logaritmos para un ancho de banda de por ejemplo 10 MHz a temperatura ambiente, obtenemos:

$$\begin{aligned} P_N \text{ (dBm)} &= -\,173{,}93 + 10 \times \log B = 10 \times \log 10^6 \\ &= -\,103{,}93 \text{ dBm} \end{aligned} \qquad \textbf{(22)}$$

En ambos casos, tanto en el cálculo de la densidad de potencia como en el de la potencia, los valores en dBm resultan más manejables.

Se podría inducir que si el espectro es infinito, la potencia de este ruido será infinita. Sin embargo, puede demostrarse que esto no es así dado que para muy altas frecuencias la potencia del ruido térmico cae a cero. A los fines prácticos, está bien si consideramos sólo la banda de radiofrecuencia. De todos modos, no debemos perder de vista que el ruido térmico es blanco y su respuesta plana, y que la potencia de este ruido medido en cualquier frecuencia es igual al de cualquier otra, a sola condición de que los anchos de banda sean iguales y estemos midiendo a igual temperatura. En otras palabras, y usando el ejemplo anterior, para una temperatura dada, la potencia de ruido térmico de un canal de 10 MHz es idéntica a temperatura ambiente, no importa si medimos entre 0 y 10 MHz o entre 190 y 200 MHz.

---

[21] Recordar que el cero absoluto equivale a –273 °C y que 1 °C = 1 K, o sea que 0 °C = 273 K. Por lo tanto, K = C + 273

[22] El subíndice N es por ruido en inglés: *Noisse*

Voltaje de ruido *rms*

Cuando analizamos un circuito con su carga, podemos considerar que respecto al ruido tenemos una parte del circuito que funciona como carga y una parte de él que lo hace como fuente:

La figura muestra el circuito equivalente de ruido según se ha descrito. Para el análisis hemos considerado que nos encontramos en el peor caso, que es el de máxima transferencia de energía.

En estas condiciones, la resistencia de carga se considera igual a la resistencia interna de la fuente y por esa razón, la energía disipada en ambas es igual.

Para que eso sea cierto, las tensiones que circulan por sendas resistencias son iguales entre sí e igual a la mitad de la tensión nominal.

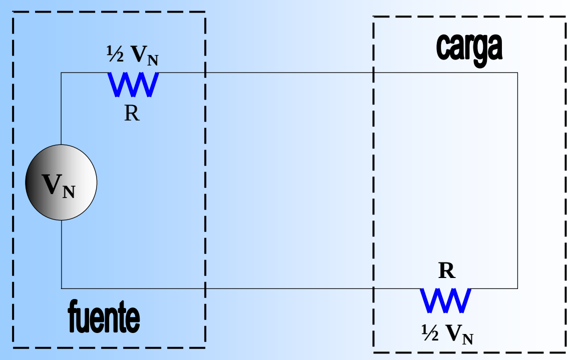


Fig. 11 - Fuente de ruido y carga equivalente

Es decir que si V_N es la tensión del ruido, podemos calcularla sabiendo que en cada resistencia circula ½ V_N

Por eso, si relacionamos **(20)** con la ley de Ohm expresada en **(5)**, podemos escribir que:

$$P_N = \kappa \times T \times B = (V_N / 2)^2 / R = V_N^2 / 4R$$
$$V_N^2 / 4R = \kappa \times T \times B$$

Despejando el valor de V_N, es decir de tensión del ruido, obtenemos:

$$V_N\,(V) = \sqrt{4 \times R \times \kappa \times T \times B} \qquad \textbf{(23)}$$

La tensión así calculada –recordemos- se llama ***tensión de ruido térmico,*** es un voltaje *rms*[23] y se mide en voltios cuando R se expresa en ohmios, la constante de Boltzmann en J/K, la temperatura absoluta en Kelvin y el ancho de banda en hercios.

La relación entre la señal y el ruido

Una de las formas más usuales de medir los niveles de ruido, es comparándolos con los niveles de la señal. De este modo, nos independizamos de sus valores absolutos para ponerlo en comparación con la señal. Es decir que es una forma relativa de medirlo, pero con otro enfoque.

Es uno de los modos más habituales porque los receptores, para reproducir adecuadamente la señal, necesitan que haya una buena diferenciación entre uno y otro. Cuando mejor es esa diferenciación, mejor es la lectura de la señal.

Más aún, algunos receptores funcionan incluso con sensibilidades extremas, es decir que son capaces de

[23] rms por "valor cuadrático medio"

producir lecturas con niveles de potencia extremadamente bajos, a condición de que la diferencia mencionada sea apropiada.

A esta relación entre el nivel de la señal y el nivel de ruido, se la denomina ***relación señal-a-ruido.***

Relación señal-a-ruido

La relación señal-a-ruido, indicada S/N, es el cociente entre los valores de los parámetros de la señal y del ruido en el mismo punto y con resultado adimensional. La relación en potencia adimensional se define como:

$$S/N = (P_S / P_N) \tag{24}$$

Aplicando sobre **(24)** la Ley de Ohm expresada en **(5)**, obtenemos también que:

$$S/N = (V_S / V_N)^2 \tag{25}$$

Como se puede apreciar, el mejoramiento del parámetro se da con el aumento de su valor. O sea, que a mayor S/N son mejores las posibilidades de reconstruir la señal y por lo tanto definimos que es mejor la calidad del sistema.

Las relaciones dadas por **(24)** y **(25)** pueden resultar en números muy grandes y son mejor manejadas en modo logarítmico; en tal caso se miden en decibeles:

$$S/N\ (dB) = 10 \times \log (P_S / P_N) \tag{26}$$

Y también, de **(25)**:

$$S/N\ (dB) = 20 \times \log (V_S / V_N) \tag{27}$$

Factor de ruido

En muchas ocasiones es necesario tener una idea de cómo se distorsiona la señal a medida que avanza por el circuito, incluso cuando éste es un circuito amplificador. Para poder cuantificar esta degradación, es usado un cociente llamado ***Factor de forma del ruido***, o simplemente ***Factor de ruido***.

Los circuitos no son ideales, y a medida que la señal transita el circuito, ésta se degrada. Por ejemplo los amplificadores, que tienen como misión amplificar la señal, no sólo amplifican ésta sino también el ruido. Esto no ocasionaría problemas en el circuito ideal, porque ambos parámetros se amplificarían por igual. Pero desafortunadamente, incluso los amplificadores tienen ruido interno propio cuando son reales, y por lo tanto si bien es cierto que la señal se amplifica y el ruido también, además aparece el ruido interno propio del amplificador, y la relación se degrada. Para medir esta degradación, usamos el factor de ruido.

El factor de ruido está definido como el cociente entre el valor de S/N a la entrada y el valor de S/N a la salida, en ese orden:

$$F = \frac{(S/N)_e}{(S/N)_s} \tag{28}$$

Este cociente simple no es logarítmico. Sólo es el cociente entre relaciones señal-a-ruido. Por lo tanto, es adimensional.

Si el circuito fuera ideal, entonces la relación señal-a-ruido en la entrada sería igual al de la salida, y el factor de ruido sería F = 1.

Un circuito no ideal siempre tendrá $F > 1$, porque siempre $(S/N)_e > (S/N)_s$, es decir que la relación señal-a-ruido a la salida siempre será peor que a la entrada, aunque el circuito sea amplificador.

El ruido térmico, que es no correlacionado e interno, es omnipresente y no se puede suprimir, y por eso seguro estará presente; pero el amplificador seguramente tendrá otros ruidos internos, tal que el ruido interno total del circuito contendrá (al menos) al ruido térmico[24].

Con el factor de ruido, podemos analizar mejor el concepto de ruido interno. Analizando por ejemplo cómo influye el ruido interno del amplificador en la relación señal-a-ruido y combinando **(28)** y **(24)**, podemos ver que:

$$F = \frac{\dfrac{P_{Se}}{P_{Ne}}}{\dfrac{P_{Ss}}{P_{Ns} + P_{Ni}}} \qquad \textbf{(29)}$$

Siendo:

P_{Se} y P_{Ne} las potencias de Señal y de Ruido en la entrada

P_{Ss} y P_{Ns} las potencias de Señal y de Ruido en la salida

P_{Ni} la potencia de Ruido interno en el amplificador.

De **(29)** puede obtenerse la potencia de ruido interno del amplificador, cuando se conocen los demás parámetros y el factor de ruido F.

De igual modo puede calcularse la tensión de ruido interno a partir de F, cuando éste se expresa a partir de la tensión usando **(25)**.

Índice de ruido

Denominamos ***índice de ruido*** al factor de ruido expresado de modo logarítmico. Operando sobre la expresión **(28)**:

$$N\,(dB) = 10 \times \log F \qquad \textbf{(30)}$$

Razonando análogamente que para el factor de ruido, un circuito ideal tiene un índice de ruido nulo, dado que si $F = 1 \Rightarrow N = 0$

Finalmente, con el índice de ruido podemos ver la utilidad de una cantidad logarítmica.

Un amplificador queda perfectamente definido por un número pequeño, independientemente de sus valores reales de S/N a la entrada y a la salida, que pueden ser números realmente grandes.

Por ejemplo, un amplificador con índice 0,6 dB, define cualquier amplificador que satisfaga que la relación S/N a la entrada es 4 veces la relación S/N a la salida.

[24] Nótese bien: el ruido interno ***CONTIENE*** al ruido térmico, ***NO ES*** el ruido térmico.

Señales periódicas no senoidales

Las señales digitales que utilizamos para producir información, son típicamente señales periódicas no senoidales y son habitualmente representables como señales de onda rectangular, cuadradas (caso particular de la rectangular) o diente de sierra y tienen la particularidad de admitir definiciones proposicionales, del tipo

$$\begin{aligned} f(t) &= 1 \qquad \forall\ 0 < t < T/2; \\ f(t) &= 0 \qquad \forall\ T/2 < t < T \end{aligned} \qquad \textbf{(31)}$$

Estas funciones, se llaman ondas repetitivas de período T, y a la duración del pulso, que puede ser igual o no (según la proposición) a la mitad del período, se lo llama ancho del pulso y se lo indica con τ

Cuando tienen esta forma, reciben el nombre de Señal Unipolar, en este caso ***onda cuadrada unipolar positiva***, porque dan valor nulo a uno de los valores lógicos (en este caso al 0) y valor positivo al otro (en este caso al 1).

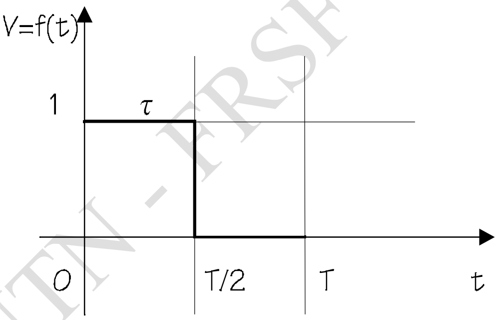


Fig. 12. Una señal Onda Cuadrada de período T y ancho τ

Sin embargo, estas señales también cumplen con las condiciones de Dirichlet[25]. Recordemos que una función *f*(t) cumple con las condiciones de Dirichlet, cuando:

a) La función *f*(t) es periódica con período único T.

b) Además es definida y univalente en el intervalo de integración, salvo un número finito de puntos.

c) Ella y su derivada *f'*(t) son continuas o seccionalmente continuas en el intervalo de integración.

Una de las particularidades que tienen las funciones que cumplen con estas condiciones es que pueden ser representadas proposicionalmente y, además, desarrolladas como una serie de Fourier

Forma simple de Fourier

Las series de Fourier se usan en el análisis de señales, para representar por componentes senoidales a una onda periódica no senoidal y cambiando el análisis desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. En general, si se eligen adecuadamente los factores que componen o acompañan a cada término, la serie de Fourier puede representar a cualquier función periódica, bajo la forma:

$$\begin{aligned} f(t) = &\ A0 + A1 \cos\alpha + A2 \cos 2\alpha + \ldots + An \cos n\alpha + \\ &+ B1\, \mathrm{sen}\beta + B2\, \mathrm{sen}2\beta + \ldots + Bn\, \mathrm{sen}\, n\beta \end{aligned} \qquad \textbf{(32)}$$

en donde $\alpha = \beta$. Desarrollada como serie, se puede observar que la función está compuesta por un valor

[25] Por Johann Peter Gustav Lejeune Dirichlet, matemático alemán, 1805-1859, a quien se atribuye la definición formal moderna de "función"

independiente, que representa el valor promedio o ***componente continua*** de la onda, más una sucesión de términos senoidales y cosenoidales, de los cuales el primer par (sen, cos) acompañados por sus factores (A_1, B_1) representa a la fundamental [26], mientras que cada uno de los sucesivos pares representa una armónica[27] tal que en términos figurados se puede expresar que

$$f(t) = \text{valor promedio} + \text{fundamental} + 1^{a}\ \text{armónica} + 2^{a}\ \text{armónica} + \ldots + +n^{a}\ \text{armónica}$$

Haciendo los reemplazos de α y β introduciendo ωt en el dominio del tiempo y expresando **(32)** como una sumatoria, podemos escribir la forma simple de Fourier como

$$f(t) = Ao/2 + \sum_{n=1}^{n=\infty} (A_n \cos n\,\omega t + B_n \operatorname{sen} n\,\omega t) \quad \forall\ \omega = 2\pi/T \qquad \textbf{(33)}$$

recordando que T es el período.

El problema queda reducido a obtener los valores para A_0, A_n y B_n para poder emplearlos luego en la obtención de $f(t)$, que es la amplitud de la señal que varía en función del tiempo, es decir $V = f(t)$. Dichos valores pueden encontrarse integrando $f(t)$ en el intervalo de la función.

Componentes espectrales

Para entender las aplicaciones y analizar los conceptos que se derivan de los análisis de Fourier en el espectro de frecuencias, y sus implicancias sobre potencia y energía de la señal, es necesario comprender cómo realizar un cambio de dominio para $f(t)$, desde el dominio del tiempo al dominio de las frecuencias.

Empecemos analizando una señal unipolar positiva como la vista en la figura 12, pero ahora desarrollada en unos cuantos ciclos completos como en la figura 13.

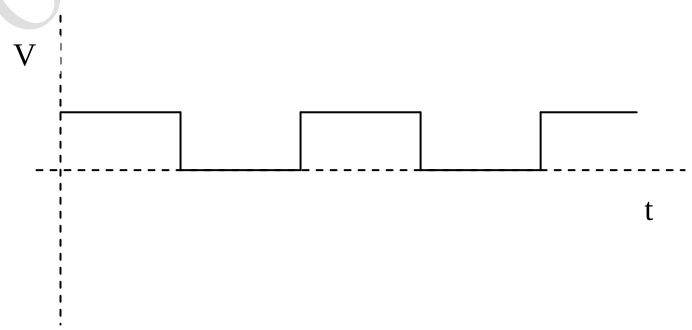


Fig. 13 – Una señal unipolar positiva

Estamos habituados a trabajar en el plano en el dominio del tiempo, y "ver" la variación de la amplitud de la señal cuando transcurre el tiempo.

En este caso, la amplitud es la tensión de la señal y está representada por la variable V.

La idea es encontrar una representación gráfica que nos permita ver cómo una señal de estas características equivale (y téngase en claro toda la dimensión de la palabra equivaler) a una sucesión de infinitos términos senoidales.

Para este análisis va a ser necesario trabajar ya no en el plano sino en el espacio con un conjunto de ejes ordenados tiempo-amplitud frecuencia. El concepto de cambio de dominio se refiere a cambiar el análisis

[26] Que corresponde a la señal cuya frecuencia es igual a la recíproca del período de la onda cuadrada principal o nominal.

[27] Que se calcula como toda señal correlacionada con la fundamental cuya frecuencia es un múltiplo de ésta.

ahora al dominio cuyo par ordenado es amplitud-frecuencia.

Grafiquemos el dominio total de la función *f*(t), como vemos en la figura 14. Si tal función, como anunciamos, es la correspondiente al voltaje de la señal, podríamos asociar el eje Z a la variable independiente tiempo (t), el eje X a la variable independiente frecuencia (f), y el eje Y al parámetro de la señal que vamos a graficar, en este caso V = *f*(t).

Cuando hacemos tal representación, podremos ver todas las armónicas de la fundamental, desarrollándose paralelas al plano V-t cada una junto a la anterior. Cada armónica que transcurre como V=*f*(t) se ve en el plano V-t como una sinusoide, pero se proyecta contra el plano V-f como una recta paralela al eje V de amplitud igual a la máxima amplitud de la armónica.

Si nos paramos en el plano t-f suficientemente alejados hacia f creciente, y miramos el plano V-t, veremos todas las armónicas superpuestas. Si pudiéramos ver infinitas armónicas, veríamos la señal Unipolar positiva de la figura 13 ya que eso es lo que postula el análisis de Fourier.

En cambio, si nos paramos en el plano t-f (piso) suficientemente alejados hacia t creciente, y miramos hacia el plano V-f (pared del fondo), veremos a cada una de las armónicas avanzando hacia nosotros. La “sombra” que cada armónica proyecta sobre el plano V-f será una recta con altura máxima igual al máximo de f(t) y se lo llama ***componente espectral***.

El conjunto de todas las componentes espectrales de una señal fundamental es su ***espectro de frecuencias.***

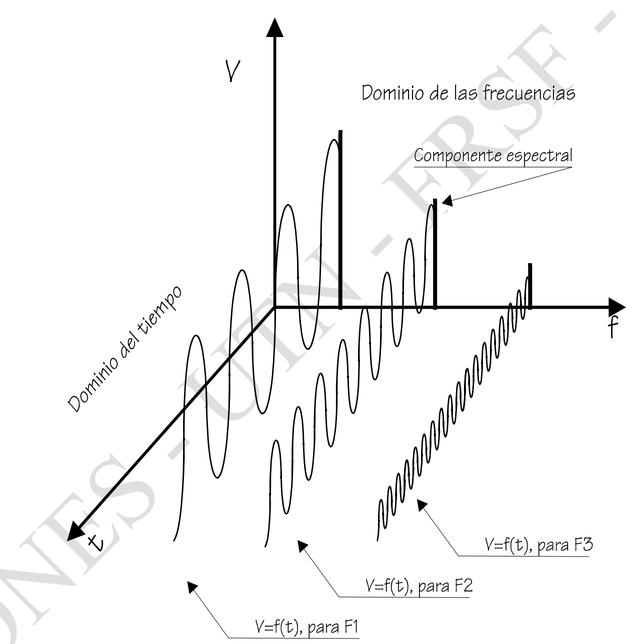


Fig. 14 – Dominios de la función amplitud en función del tiempo y de la frecuencia

Serie de Fourier para la onda rectangular

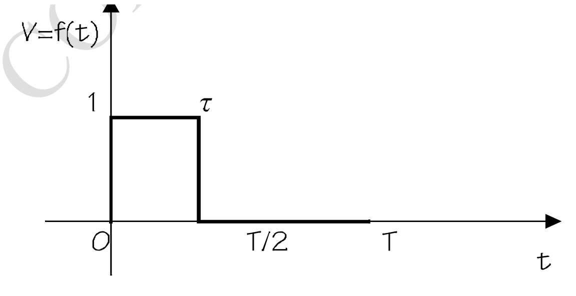


Fig. 15 – Señal Onda rectangular

El interés de este caso radica en que permite asociar el impacto que las armónicas de una señal tienen en el ancho de banda necesario del medio que transportará la señal.

En las comunicaciones digitales es habitual encontrar que las señales se han generado con forma de onda rectangular.

Dicha señal se muestra en la figura 15. Cuando el ancho del pulso t es distinto que el semiperíodo, además se las llama ondas de pulsos.

Se puede apreciar que, a partir de la definición proposicional, ha quedado una forma de onda que hemos llamado ***Unipolar Positiva***. Es importante para esta onda la relación el ancho del pulso τ y el período T, dado que define la relación de área encerrada.

Se define ***Ciclo de Trabajo*** de la onda a la relación entre el ancho del pulso y el período de la señal, y se suele expresar en valor absoluto o porcentual. Siguiendo la nomenclatura expresada en [Tomasi]:

$$DC = \tau / T$$
$$DC\% = (\tau / T) \times 100 \tag{34}$$

Se puede demostrar que el valor promedio (recordémoslo como componente cd, componente directa o componente continua) de la señal, puede representarse como el producto del voltaje pico nominal por el Ciclo de Trabajo absoluto, tal que:

$$V_0 = V \times DC \tag{35}$$

Ahora, fácilmente puede observarse que cuanto más angosto es el pulso en relación al período, menor es el componente cd, lo que debe entenderse como que a menor ancho del pulso producido, menor es el valor promedio de la señal. En el límite del pulso tendiendo a cero, no hay componente continua, pero la señal no transporta información. Asimismo, a mayor período de la señal menor también es la componente continua y en el límite del período tendiendo a infinito, la componente continua desaparece pero tampoco se transporta información. De hecho, la desaparición de la tensión nominal V produce también que la corriente continua sea nula, junto a la posibilidad de transportar información.

Si nuevamente operamos adecuadamente en (33) tomando la proposición de la onda rectangular unipolar positiva, puede calcularse ahora el valor de la amplitud pico de cada componente espectral, es decir, la tensión o voltaje pico de la enésima armónica, mediante:

$$V_n = 2V_0 \times \frac{\text{sen}\,[(n\,\pi\,\tau) / T]}{[(n\,\pi\,\tau) / T} \tag{36}$$

en donde, recordemos:

- V_n es la amplitud pico en voltios de la enésima armónica senoidal de la onda rectangular
- n es cualquier número natural que representa a la armónica
- V_0 es la amplitud de la componente continua
- τ es el ancho del pulso de la onda rectangular expresado en segundos
- T es el período de la onda rectangular expresado en segundos.

Por otro lado, la función resultante, que es del tipo (sen x)/x describe formas de onda de pulsos periódicos. Como observa [Tomasi, cap. 1], al introducir el argumento de la función seno como divisor y crecer el denominador con el argumento, se logra una función seno amortiguada en la cual cada amplitud pico es menor que el pico anterior.

Si graficamos (36), ésta se comportará como una envolvente del espectro de frecuencias de la onda periódica para un pulso rectangular, respondiendo a la función (sen x)/x. A esa línea que une los extremos de todas las componentes espectrales, la llamamos ***línea envolvente*** pero no se debe confundir a dicha envolvente espectral con la forma de la onda en sí misma.

Los componentes espectrales pueden asumir valores negativos, pero se acostumbra a graficarlos sólo en el cuadrante de los positivos. El conjunto de componentes encerrados por la envolvente cada vez que ésta corta el eje de la amplitud, es decir entre las frecuencias que tienen componentes nulos, se llama ***lóbulo***.

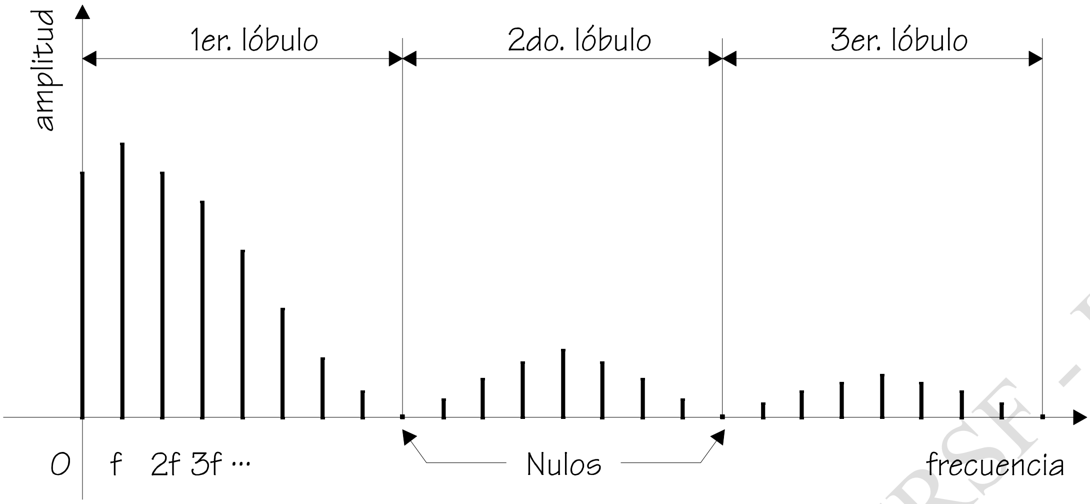


Fig. 16 - Componentes espectrales de una Onda Periódica de pulso Rectangular

Las siguientes características son ciertas para todas las ondas que tengan pulsos rectangulares de período repetitivo:

- El componente cd que se verifica a frecuencia nula, es en valor absoluto igual a la amplitud del ciclo de trabajo y asume el significado físico de componente continua
- Existen componentes de 0 V (nulos) en la frecuencia $(1/\tau)$ Hz, y en todos los múltiplos enteros de esta frecuencia cuando $T = n\,\tau$, en donde n es entero impar. Ver fórmulas (34, 35, 36)
- La envolvente de componentes espectrales toma una forma de onda seno amortiguada, en la cual todos los componentes espectrales en los lóbulos impares son positivos, y en los pares son negativos, aunque se representen como positivos.

Interpretando los resultados

La forma de la onda

La señal que pretendemos generar como una onda rectangular, podría realmente tener esta forma sólo en un sistema ideal: generadores de señal con velocidad de cambio infinita, medios de comunicación ideales, ausencia de ruidos, materiales de capacidad infinita y resistencia nula, etc. El desarrollo por Fourier nos muestra que en la realidad, la señal es sólo parecida a la ideal, y que será tanto más parecida cuanto más componentes espectrales incluyamos en la señal transmitida.

No se puede incluir infinitos componentes espectrales en la señal transmitida porque el canal real no lo toleraría.

Por ello, nuestra señal onda rectangular es en realidad una componente continua con voltaje igual a V_0, más una señal periódica $f(t)$ fundamental con voltaje pico igual a V_1, más un conjunto finito de señales armónicas cada una con voltaje igual a V_n, que dan forma a la señal verdadera, que resulta ser en la realidad una onda no tan rectangular.

De todos modos, no es necesario que la onda resultante real sea una onda rectangular, sino sólo lo suficiente como para que los sistemas digitales puedan reconstruir la información.

También revisemos el concepto de Ancho de Banda. Si bien lo hemos definido intuitivamente de muchas maneras, podemos ahora formalizar la definición de ancho de banda.

Definición del ancho de banda

Definimos entonces ancho de banda a

$$\Delta F = F_2 - F_1 \quad \textbf{(35)}$$

tal que ΔF contenga a las componentes espectrales que realizan trabajo útil. Serán, por tanto, las primeras en el espectro de frecuencias hasta un punto arbitrario y en general es suficiente tomar las del primer lóbulo.

Analizando esto podemos concluir que aunque nuestra generación de señal sea ideal y generemos una onda rectangular perfecta, el canal transportará sólo una componente continua, más la fundamental, más algunas frecuencias armónicas porque el ancho de banda no es infinito, y entonces volveremos a tener nuestra señal cuya forma es la de una onda no tan rectangular.

Veamos también que la componente continua es indeseable. Graficada como V=*f*(t) ella es una recta paralela al eje X y esto significa que no varía en el tiempo y por lo tanto no transporta información. Además, no puede circular por el sistema de comunicaciones pasando por transformadores y filtros y encima se pierde generalmente en forma de ruido audible y calor, y por añadidura éste se convierte –una parte- en ruido eléctrico.

Se puede reducir la componente continua reduciendo el ciclo de trabajo, es decir, cuando se reduce el ancho del pulso o cuando se estira el período. A medida que disminuyamos el ciclo de trabajo, la función (sen x)/x se hará cada vez más amortiguada y el primer lóbulo se aleja del origen. Tales ciclos tienen como espectro de frecuencia una envolvente cada vez más amortiguada y en el límite cuando el Ciclo de Trabajo tiende a cero, la envolvente es lineal con un número infinito de armónicas de igual amplitud.

Si el número de armónica es infinito y ellas son de igual amplitud y no hay lóbulo, el canal debería transmitir a todas. Ese espectro es imposible de producir porque corresponde a una señal que a su vez es imposible de producir, y más aun de propagar ya que el canal debería tener $\Delta F = \infty$ y esta es la razón por la cual no se deben generar señales con ancho de pulsos excesivamente angostos respecto al período, teniendo presente que lo mismo ocurre cuando se mantiene el ancho del pulso y se hacen períodos muy grandes, salvo –por supuesto- que se disponga de canales con inmenso ancho de banda, lo cual es posible.

En el límite, es decir con una relación $\tau/T \rightarrow 0$ y supuesto que existiera la capacidad para generar y transportar dicha señal, ésta tendería a ser inútil para nuestro propósito porque el concepto de Ciclo de Trabajo nulo significa que o bien no hay pulso o bien el período es eterno. En ambos casos, es imposible que usemos esa señal para transmitir información.

El espectro de potencia y energía

Siendo que el objetivo de un canal de comunicaciones es transferir energía de una fuente a un sumidero, o en nuestros términos desde un emisor a un receptor, es importante tener en cuenta la relación entre cantidad de energía emitida y recibida.

La cantidad de potencia transmitida en una señal –y por lo tanto cuánta energía transporta la señal- es una función cuadrática de la tensión o de la corriente de la señal, según lo ya visto en (5), Nótese que para las relaciones de potencia podemos reemplazar la amplitud usada como tensión por otra usada en términos de potencia en la serie de Fourier, y *f*(t) sería $[f(t)]^2$. En tal caso obtendríamos nuevamente un espectro de potencias del tipo (sen x)/x pero con un primer lóbulo más alto y una envolvente más amortiguada (es decir, mayor cantidad de lóbulos y cada uno más plano).

Debe notarse que todos los componentes espectrales de potencia ahora son realmente positivos, dado que siendo P una función cuadrática carecerá de valores negativos.

También con este enfoque debemos preocuparnos por tener un canal que tenga un ancho de banda para dejar pasar, al menos, los componentes espectrales del primer lóbulo. Para el resto –posiblemente- la relación entre el costo de poder hacerlo y el beneficio obtenido no tenga sentido.

El efecto del ancho de banda en la señal

Siendo los canales de comunicaciones reales y no ideales, todos tienen un ancho de banda finito. En la práctica, un canal se comportará como un filtro para la señal generada. Retomando el concepto de filtro, éste es un elemento que permite pasar sólo un conjunto de frecuencias; cuando ese filtro deja pasar sólo las frecuencias que están debajo de una frecuencia dada denominada frecuencia de referencia, se llama filtro ***pasabajos***. Si lo hace con las que están por encima de ella, se llama ***pasaaltos***. Si permite pasar todas las frecuencias que están entre una de referencia inferior y otra superior, es ***pasabanda***. El término habitual para la frecuencia de referencia es ***frecuencia de corte***.

Podemos imaginar al canal de comunicación como un filtro pasabajos que tiene una frecuencia de corte conocida.

En el ejemplo que nos acompaña, obtenido de [Tomasi], podemos ver una señal y los efectos de transmitirla por un canal.

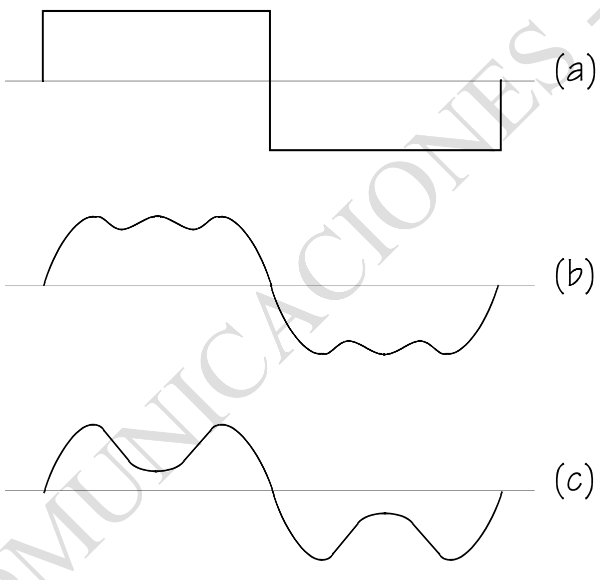


Fig. 17 - Efecto del ancho de banda sobre la señal

La señal en cuestión es una onda periódica de pulso rectangular de amplitud V y frecuencia f =1 KHz, en (a) mostrada en su forma ideal.

Se puede ver el efecto de la limitación cuando el canal recorta la señal en una banda de 8 KHz (b) y a una banda de 4 KHz (c) y se podrían obtener numerosas formas intermedias con canales de distintos anchos de banda.

En el caso de la figura 17 el canal se comporta como un filtro lineal pasabanda de 8 y 4 KHz respectivamente. En rigor, el canal es pasabajos porque admite frecuencias desde 0 a 4 o a 8 KHz. Pero dado que en esa banda es habitual considerar la frecuencia inferior de referencia a 300 Hz, en atención a los canales de voz que comienzan allí, al canal se lo considera un pasabanda desde 300 a 4000 Hz o desde 300 a 8000 Hz.

En [Tanenbaum, págs. 86 en ad.] se hace una interesante discusión sobre la limitación del ancho de banda, cuya lectura se recomienda.

Determinaciones con análisis de Fourier

En [Tomasi, págs. 18 en ad.] se analiza la serie resultante para varios tipos de ondas periódicas no senoidales. A nosotros, desde el punto de vista de la generación de señal, nos interesan principalmente la onda cuadrada polar y la rectangular unipolar positiva. Ésta última es la que hemos analizado.

Para cada caso nos interesa calcular el voltaje (si hay) de la componente continua, el voltaje V_1 de la fundamental, que no es el nominal, y el voltaje V_n de cada armónica. El objetivo que se persigue es encontrar, a partir de ese análisis, el ancho de banda del canal o del circuito.

Para hacer una determinación por serie de Fourier, conviene recordar que una armónica es una señal que tiene como frecuencia un múltiplo de la fundamental ($F_n = n\ F \ \ \forall\ n = 0, 1, 2...$ enteros positivos), y actuar de la siguiente manera:

1. Determinar claramente los elementos primarios de la señal nominal que es una onda rectangular:
   - τ, duración del ancho del pulso.
   - T, período de la señal.
   - V, voltaje de la señal.
2. Calcular la frecuencia fundamental para agregarla a los datos:
   $F_1 = 1/T$
   Nótese que el subíndice 1 indica que es para n = 1, es decir, para la fundamental.

3. Calcular la corriente continua :
   $V_0 = V \times \tau/T$
   Nótese que el subíndice 0 indica que es para n = 0, (para la componente continua) dado que tiene frecuencia $F_0 = 0 \times F = 0$
   Si la señal original fuera onda cuadrada Polar, V_0 será nula. Para unipolares será $V_0 \neq 0$
4. Calcular las V_n.
   Si la señal es unipolar rectangular, deberemos calcular V_n para n = 1 en adelante, para todos los n hasta, por ejemplo, que se anule y se haga V_n [0. Con estos voltajes calculados, podremos dibujar la envolvente del espectro de frecuencias, empezando por, e incluyendo, n = 0.

Habiendo procedido así, podremos adoptar el ancho de banda del canal de acuerdo a los criterios vistos, o podremos verificar si el canal que disponemos satisfará los requerimientos de la transmisión.

Finalmente, si se desea graficar la función *f*(t), se puede dividir un ciclo de la onda m intervalos y calcular cada 1/m unidades de tiempo el valor de la función, considerando sólo los componentes espectrales que entran en el ancho de banda.

Apéndice A. Análisis de la impedancia

La reactancia

Veamos primeramente la reactancia, necesaria para el análisis.

La reactancia capacitiva e inductiva

El parámetro necesario para definir la impedancia en sus distintas formas, es la reactancia, que toma dos formas básicas:

- capacitiva
- inductiva

La definición de cada una de ellas, es la siguiente:

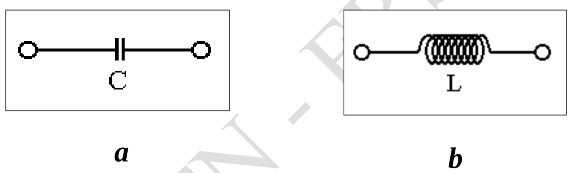


Fig. A.1 –Un circuito (a) capacitivo y (b) inductivo

Sea el circuito de la figura A.1 (a), entonces

$$X_c = \frac{1}{2 \times \pi \times F \times C}$$

Donde X_c es ***reactancia capacitiva*** y se expresa en Ω, F es la frecuencia y se expresa en Hz y C es la capacidad y se expresa en faradios[28]. Se puede y suele expresar X_c en KΩ, F en KHz y C en microfaradios o μF

Sea ahora el circuito de la figura A.1 (b), entonces

$$X_L = 2 \times \pi \times F \times L$$

Donde X_L es la ***reactancia inductiva*** en Ω, F es la frecuencia y se expresa en Hz y L es la inductividad de la bobina en henrios[29]. Se puede y suele expresar X_L en KΩ, F en KHz y L en milihenrios o mH

Análisis de la impedancia en distintos circuitos

Al ser la impedancia una función de la inductancia y de la capacitancia, varía con la composición del circuito. Tres grupos de circuitos se destacan: RC, RL y RLC.

[28] Recibe el nombre del físico y químico inglés Michel Faraday, 1791-1867

[29] En honor a Joseph Henry, físico estadounidense, 1797-1878

Circuitos RC

Los circuitos equivalentes a un resistor R y un capacitor C, se llaman circuitos RC y se muestran en la figura A.2.

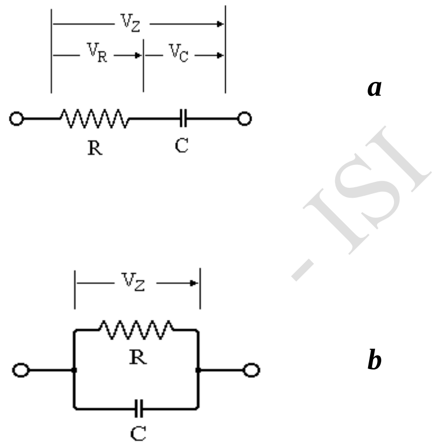


Fig. A.2 – Circuito RC:
(a) en serie y (b) en paralelo

Impedancia RC serie

Sea un circuito que se comporte como el de la figura A.2-a con un resistor R y un capacitor C en serie, entonces definimos *impedancia* para el circuito RC serie:

$$Z = (X_C^2 + R^2)^{1/2}$$

Impedancia RC paralelo

Si el circuito RC es como el de la figura A.2-b con la resistencia R y el capacitor C en paralelo, entonces definimos *impedancia* para el circuito RC paralelo:

$$Z = \frac{R \times X_C}{(X_C^2 + R^2)^{1/2}}$$

La impedancia así definida, se mide en ohmios cuando R y X_c se miden en Ω .

Circuitos RL

Los circuitos equivalentes a un resistor R y una bobina L, se llaman *circuitos RL* y se muestran en la figura A.3.

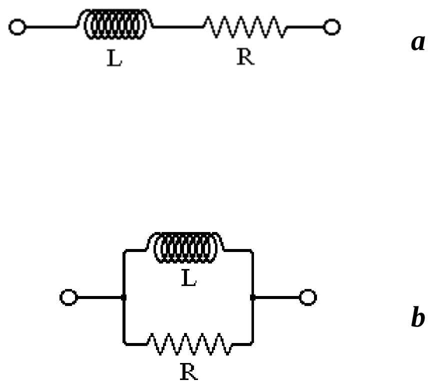


Fig. A.3 – Circuito RL:
(a) serie y (b) paralelo

Impedancia RL serie

Sea un circuito que se comporte como el de la figura A.3-a con un resistor R y una bobina L en serie, definimos impedancia para el circuito RL serie:

$$Z = (X_L^2 + R^2)^{1/2}$$

Impedancia RL paralelo

Si el circuito RL es como el de la figura A.3-b con la resistencia R y la bobina L en paralelo, se define impedancia del circuito RL paralelo:

$$Z = \frac{R \times X_L}{(X_L^2 + R^2)^{1/2}}$$

Para X_L y R medidos en Ω, Z está en Ω.

Circuitos RLC

Los circuitos equivalentes a un resistor R, un capacitor C y una bobina L se llaman circuitos RLC y se muestran en la figura A.4.

Impedancia RLC serie

Sea un circuito que se comporte como un resistor, una bobina y un capacitor en serie como el de la figura A.4-a; entonces definimos impedancia del circuito RLC serie:

$$Z = \{R^2 + (X_C - X_L)^2\}^{1/2}$$

Impedancia RLC paralelo

Si el circuito tiene el resistor, la bobina y el capacitor conectados en paralelo como en la figura A.4-b, definimos impedancia del circuito RLC paralelo a:

$$Z = \frac{1}{(a^2 + b^2)^{1/2}}$$

Donde

$$a = \frac{1}{R} \quad y \quad b = \frac{X_L - X_C}{(X_L \times X_C)}$$

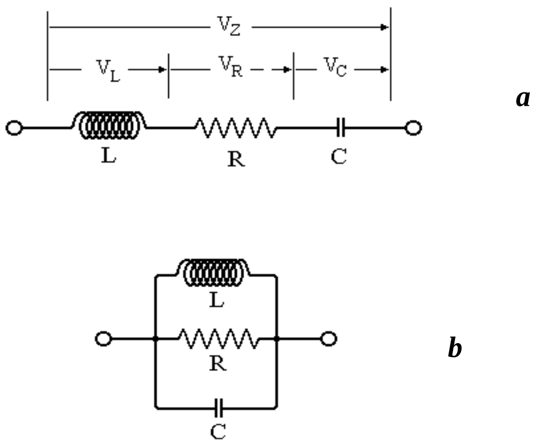


Fig. A.4 – Circuito RLC:
(a) serie y (b) paralelo

Para X_C , X_L y R medidos en Ω, la impedancia está en Ω.

Bibliografía

[Tomasi] Sistemas de comunicaciones electrónicas; Wyne Tomasi; 2ª ed.; 1996; Prentice Hall.
[Tanenbaum] Redes de computadoras; Andrew S. Tanenbaum; 4ª ed.; 2003; Prentice Hall.
[Tipler] Física, tomo II; Paul A. Tipler; 2° ed.; 1990; Ed. Reverté
[Berkeley] Berkeley physics course, volumen 2; Edward M. Purcell; 2° ed.; 1973; Ed. Reverté
[CNC] Estructuras de comunicaciones en comunas y municipios; CNC-CAI; 2006; CNC-CAI

Ver: http://www.firebirds.com.ar/fourier/

Datos de la edición

Creado por la Cátedra de Comunicaciones.
Autores: Ings. Tomás A. Bracalenti, Gabriel A. Filippa, Hernán C. Soperez
Edición: 3ª Edición, 1ª Revisión publicada el 11 de marzo de 2012
Santa Fe, Argentina; marzo de 2012; UTN, FRSF, ISI, CATEDRA DE COMUNICACIONES