



Pasos por Telecomunicaciones II

Notas de un estudiante

Jose Antonio Hanco M.



Copyright © 2022 Jose Hancco

LIBRO LIBRE DE USOS

[HTTPS://GITHUB.COM/YASPERTERIAN](https://github.com/YASPERTERIAN)

Con licencia de Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License (la “Licencia”). No puede usar este archivo excepto de conformidad con la Licencia. Puede obtener una copia de la Licencia en <http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>. A menos que lo exija la ley aplicable o se acuerde por escrito, el software distribuido bajo la Licencia se distribuye “TAL CUAL”, SIN GARANTÍAS NI CONDICIONES DE NINGÚN TIPO, ya sea expresa o implícita. Consulte la Licencia para conocer el idioma específico que rige los permisos y las limitaciones en virtud de la Licencia.

Primera edición, septiembre 2022

Si existe algún error, crees que una sección se puede mejorar o dar cualquier tipo de feedback acerca del libro no dudes y mándame un correo a jhanccoma@unsa.edu.pe, te responderé lo más pronto que pueda y gracias por mejorar este libro de todos y para todos.

Dedicatoria aquí



Contenido

0.1	Circuitos resonantes	6
0.2	Osciladores	11
0.2.1	Sistemas retroalimentados	11
0.2.2	Osciladores de frecuencia muy constante	15

I

Antenas

1	Unidad I	18
1.1	Introducción	18
1.1.1	Ancho de banda y capacidad de información	20
1.1.2	Ruido	21
1.1.3	Ruido térmico	21
1.1.4	Ángulo crítico	22
1.1.5	Repaso: Propagación de ondas electromagnéticas	24
1.2	Antenas	27
1.2.1	Tipos de antenas	27
1.2.2	Características y parámetros de las antenas transmisoras	27
1.2.3	Parámetros de acción directiva de antenas	29
1.2.4	Antenas receptoras	30

II

Internetworking 2

2	Unidad I	33
2.1	Protocolo spanning tree	33
2.1.1	Problemas con la redundancia de capa 1	33
2.1.2	Introducción	36

2.2	Tecnología EtherChannel	36
2.2.1	Funcionamiento	36
2.2.2	Ventajas de EtherChannel	37
2.2.3	Restricciones	37
2.2.4	Funcionamiento del PAgP	38
2.2.5	PAgP	38
2.2.6	LACP	39
2.2.7	Pautas y restricciones para la configuración	39

III

Control Adaptativo Moderno

3	Unidad I	42
3.1	CADe Simu	42
3.1.1	Paneles	42
3.1.2	Simulaciones	43
3.1.3	Ladder	50

IV

Software de telecomunicaciones

4	Unidad I	57
----------	-----------------------	-----------

V

Microelectrónica en radiofrecuencia

5	Unidad I	59
5.1	Ondas electromagnéticas	59
5.2	Distorsión	62
5.2.1	Distorsión lineal	62
5.2.2	Distorsión no lineal	65

VI

Anexos

5.3	Constantes universales	73
	Bibliography	74
	Articles	74
	Books	74

Libros recomendados:

- Fundamentos de circuitos eléctricos [alexander2013fundamentos]
- Signals and Systems Using MATLAB [chaparro2018signals]
- Procesamiento de señales analógicas y digitales [ambardar1995analog]
- Física Para Ciencias E Ingeniería. Vol 1 [serway2018fisica1]
- Física Para Ciencias E Ingeniería. Vol 2 [serway2018fisica2]
- Cálculo de una variable: trascendentes tempranas. 7ma edición [stewart12calculo]
- Análisis de Fourier [hsu1998analisis]
- Matemáticas Avanzadas Para Ingeniería [o2014matematicas]
- Métodos numéricos para ingenieros [chapra2013metodos]
- Comunicaciones y redes de computadores [stallings2004comunicaciones]
- Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos [boylestad1989electronica]
- Fundamentos de sistemas digitales [floyd2006fundamentos]
- Tratamiento de señales en tiempo discreto [oppenheim2011tratamiento]
- Tratamiento digital de señales [proakis2007tratamiento]
- Sistemas de comunicación digitales y análogos [couchsistemas]
- Data communication and networking [forouzan2007data]
- Life Pre-Intermediate 2e [hughes2017life]
- Redes de computadoras [tanenbaum2012computer]
- Líneas de transmisión [velalineas1999]

0.1 Circuitos resonantes

Un circuito resonante es una combinación de elementos sensibles a la frecuencia, conectados para obtener una respuesta selectora de frecuencia.

Circuito resonante en paralelo

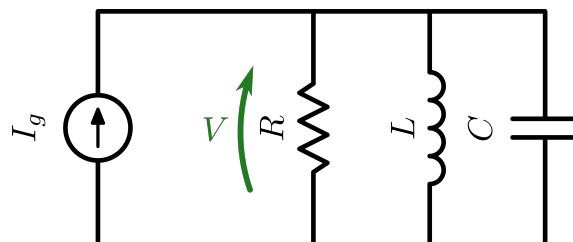


Figure 1: Circuito resonante en paralelo.

$$Y(j\omega) = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (1)$$

En paralelo, al buscar una igualdad entre la reactancia capacitiva y la inductiva, estos no entrarán en corto circuito, sino entrarán en circuito abierto. De este modo, la admitancia será tan solo la conductancia:

$$Y(j\omega_0) = G$$

- **Notación 0.1** En serie, la impedancia en los elementos L y C tiende a 0, mientras que en paralelo tiende a infinito cuando el circuito está en resonancia (funcionando con frecuencia de resonancia).

Cuando se logra una impedancia o admitancia puramente real es cuando se trabaja en la **frecuencia de resonancia**, cuando se logra eso se dice que el circuito mismo están en resonancia. En la resonancia, el voltaje y la corriente están en **fase** y, por consiguiente, el **ángulo de fase es cero** y el **factor de potencia es unitario**.

En el caso en serie, en la resonancia, la **impedancia es un mínimo** y, por consiguiente, la **corriente es máxima** para un voltaje dado.

■ **Notación 0.2** A bajas frecuencias, la impedancia del circuito en serie está dominado por el término capacitivo y la admitancia del circuito en paralelo está dominada por el término inductivo.

A altas frecuencias, la impedancia del circuito en serie está dominado por el término inductivo y la admitancia del circuito en paralelo está dominada por el término capacitivo.

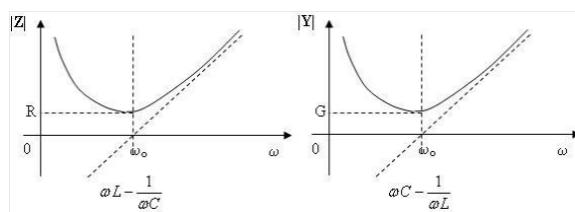


Figure 2: Gráficas del comportamiento en la frecuencia de resonancia para serie y paralelo.

■ **Definición 0.1 — Función de transferencia en paralelo.** Realizando una asociación de admitancias en paralelo para hallar la función de transferencia sobre una fuente de corriente se obtiene:

$$H = \frac{1}{1 + j(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L})R} \quad (2)$$

■ **Definición 0.2 — Factor de calidad-paralelo.** En esencia Q es una medida de la capacidad de almacenamiento de energía de un circuito en relación con su capacidad de disipación de energía.

$$Q = \omega_r \cdot C \cdot R = \frac{R}{\omega_r \cdot L} = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3)$$

Donde:

- ω_r : Frecuencia de resonancia. (rad/s)
- C : Capacitancia. (F)
- R : Resistencia. (Ω)
- L : Inductancia. (H)

R Cuando está en resonancia, la función de transferencia debe ser igual a la unidad.

Con el factor de calidad se puede llegar a una expresión para la función de transferencia expresada en la ecuación 2 :

$$H = \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (4)$$

Donde su magnitud y fase están dadas por:

$$|H| = \frac{1}{\left[+Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (5)$$

$$\phi = -\tan^{-1} Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (6)$$

A ciertas frecuencias se obtiene los siguientes valores:

ω	0	ω_1	ω_0	ω_2	∞
$ H $	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	1	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	0
ϕ	90°	45°	0°	-45°	-90°

Table 1: Valores importantes para el módulo y fase de H.

Notamos que tenemos dos frecuencias: ω_1 y ω_2 , que corresponden a $H = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Examinando la ecuación de la magnitud H, se observa que $H = \frac{1}{\sqrt{2}}$ se presenta cuando:

$$Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2 = 1 \quad (7)$$

La ecuación 7 se puede reordenar en forma de una ecuación de cuarto grado, en función de ω . Despejando los valores de interés, se obtiene:

Definición 0.3 — Límites de ancho de banda. Estos parámetros indican desde qué frecuencias hasta qué frecuencias opera nuestro circuito, en otras palabras limita el ancho de banda:

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q} \right)^2} - \frac{\omega_r}{2Q} \quad (8)$$

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q} \right)^2} + \frac{\omega_r}{2Q} \quad (9)$$

Definición 0.4 — Ancho de banda. El ancho de banda (WB) del circuito se define como el intervalo que se encuentra entre las dos frecuencias donde la magnitud de la ganancia es $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (-3dB). El ancho de banda de un circuito selectivo en frecuencia es el intervalo entre las frecuencias donde la magnitud de la ganancia cae a $\frac{1}{\sqrt{2}}$ veces el valor máximo.

$$WB = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_r}{Q} \quad (10)$$

Donde:

- **WB:** Ancho de banda. (rad/s)
- ω_2 : Frecuencia superior en -3dB. (rad/s)
- ω_1 : Frecuencia inferior en -3dB. (rad/s)
- ω_r : Frecuencia de resonancia. (rad/s)

- Q : Factor de calidad.

La ecuación 10 ilustra que el ancho de banda es inversamente proporcional a Q . Por tanto, la selectividad de frecuencia del circuito esta determinada por el valor de Q . Un circuito de Q alta tiene un ancho de banda pequeño y, por consiguiente, el circuito es muy selectivo.

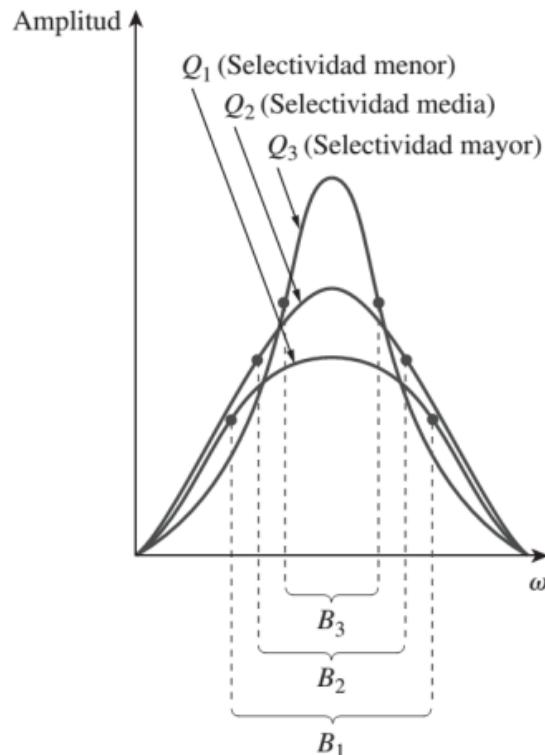


Figure 3: Cuanto más alta Q , tanto más pequeño el ancho de banda.

Cuando $Q > 10$, las expresiones 9 se reducen a:

$$\omega_1 \cong \omega_r - \frac{WB}{2} \quad (11)$$

$$\omega_2 \cong \omega_r + \frac{WB}{2} \quad (12)$$

Cuando $Q > 10$, la curva de magnitud tiene una simetría aritmética aproximada entorno ω_r . Independientemente de Q , la respuesta es simétrica en una escala logarítmica de frecuencia.

- R** Si la banda de frecuencia que se va a seleccionar o a rechazar es estrecha, el Q del circuito resonante debe ser alto. Si la banda de frecuencias es amplia, el Q debe ser bajo.

Para pequeñas desviaciones de frecuencias con respecto a ω_0 , Q es relativamente alta y definimos δ como:

$$\delta = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} = \frac{\omega}{\omega_r} - 1$$

donde δ representa la cantidad proporcional por la que la frecuencia se desvía de ω_r , entonces podemos escribir el siguiente factor en términos de δ :

$$\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = (\delta + 1) + \left(\frac{1}{\delta + 1} \right) = \frac{(\delta + 1)^2 - 1}{\delta + 1} = \frac{\delta^2 + 2\delta}{\delta + 1}$$

Usando $\delta \ll 1$ para pequeñas desviaciones de ω_r :

$$\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \cong 2\delta$$

Entonces H es:

$$H = \frac{1}{1 + j2Q\delta} \quad (13)$$

Que es una aproximación válida siempre que $\delta \ll 1$.

Circuito resonante en serie

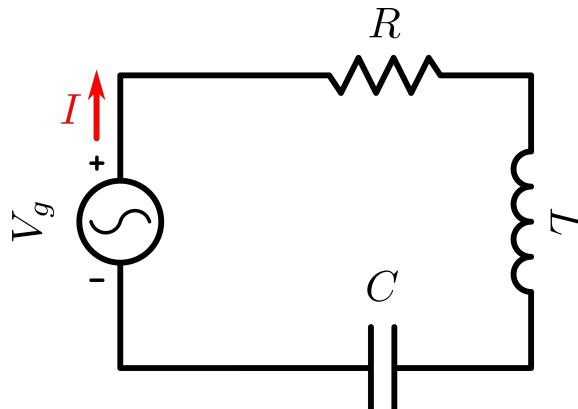


Figure 4: Circuito resonante en serie.

Para un circuito RLC en serie, la **impedancia de entrada** se define:

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (14)$$

Vemos que las reactancias inductivas y capacitivas se mueven, independientemente de sus valores L y C, con la frecuencia ω , lo que se busca es que las reactancias se anulen para que nos quede la impedancia como un elemento netamente resistivo:

$$Z(j\omega_0) = R$$

■ **Notación 0.3** Que las reactancias se anulen significa que esos elementos funcionarán como un corto circuito.

Definición 0.5 — Función de transferencia en serie. La función de transferencia para un circuito en serie está dada por:

$$H = \frac{1}{1 + j \left(\frac{\omega \cdot L}{R} - \frac{1}{\omega C R} \right)} \quad (15)$$

Definición 0.6 — Factor de calidad-serie.

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (16)$$

Donde:

- ω_r : Frecuencia de resonancia. (rad/s)
- C: Capacitancia. (F)
 - R: Resistencia. (Ω)
 - L: Inductancia. (H)

Con el factor de calidad se puede definir la ecuación 15 como:

$$H = \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (17)$$

Característica	Circuito en serie	Circuito en paralelo
Frecuencia resonante, ω_0	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$
Factor de calidad, Q	$\frac{\omega_0 L}{R} \circ \frac{1}{\omega_0 R C}$	$\frac{R}{\omega_0 L} \circ \omega_0 R C$
Ancho de banda, B	$\frac{\omega_0}{Q}$	$\frac{\omega_0}{Q}$
Frecuencias de media potencia, ω_1, ω_2	$\omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q} \right)^2} \pm \frac{\omega_0}{2Q}$	$\omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q} \right)^2} \pm \frac{\omega_0}{2Q}$
Para $Q \geq 10$, ω_1, ω_2	$\omega_0 \pm \frac{B}{2}$	$\omega_0 \pm \frac{B}{2}$

Figure 5: Resumen de osciladores: ω_0 es la frecuencia de resonancia ω_r

0.2 Osciladores

0.2.1 Sistemas retroalimentados

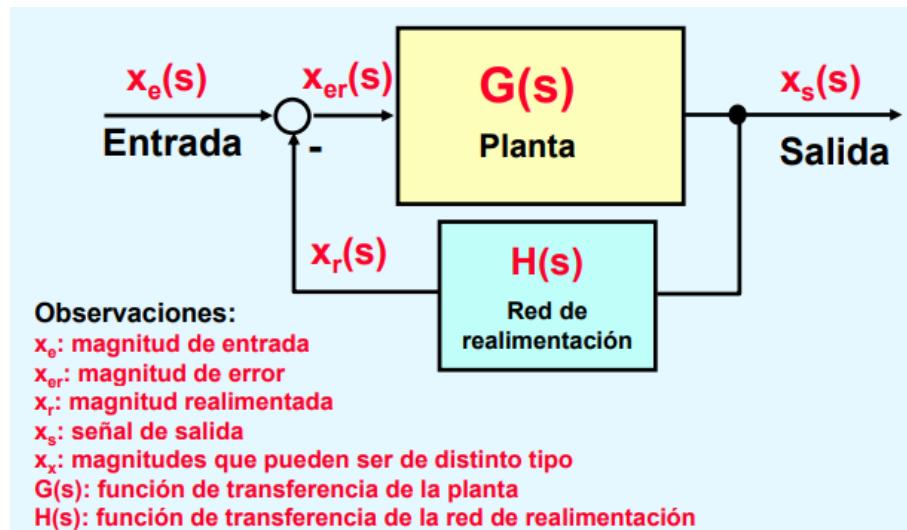


Figure 6: Sistemas retroalimentados.

De esta figura se desprenden dos ecuaciones que caracterizan a la función de transferencia:
Lazo abierto: ganancia

$$G(s) = \frac{x_s(s)}{x_{er}(s)} \quad (18)$$

Lazo cerrado: ganancia retroalimentada:

$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (19)$$

■ **Notación 0.4** Si la retroalimentación es negativa, en la ecuación de lazo cerrado es positiva; igualmente si es positiva la retroalimentación, la ecuación es negativa.

Algunos casos particulares que tenemos son:

- Realimentación negativa:

$$|1 + G(s) \cdot H(s)| > 1$$

- Alta ganancia de lazo: Cuando la ganancia es muy grande

$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{1}{H(s)}$$

- Realimentación positiva:

$$|1 + G(s) \cdot H(s)| < 1$$

- Oscilación

$$|1 + G(s) \cdot H(s)| = 0$$

La **oscilación** es indeseada en servosistemas y deseada en osciladores.

Caso de oscilación

Si tenemos en cuenta la condición de oscilación, entonces se tendrá $x_s(s)/x_e(s) \rightarrow \infty$. Por lo tanto se genera una señal de salida (x_s) aunque no haya entrada (x_e)

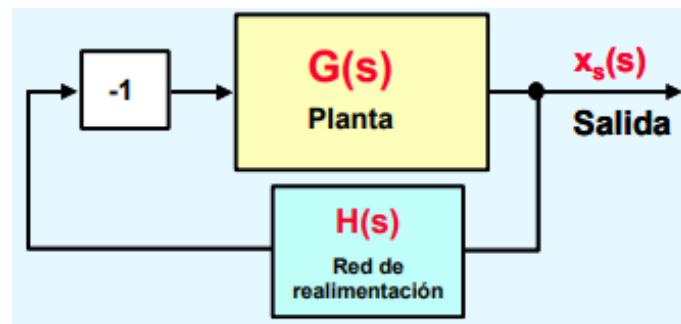


Figure 7: Inversión de la red de retroalimentación

Cuando se está oscilando, se tiene:

$$|G(s) \cdot H(s)| = 1$$

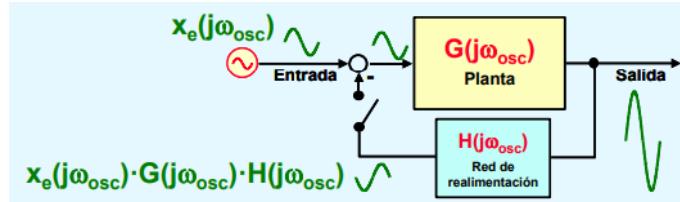


Figure 9: Condición de oscilación

$$\angle G(s) \cdot H(s)^\circ = 180^\circ$$

En oscilación:

$$|G(j\omega_r) \cdot H(j\omega_r)| = 1$$

$$\angle G(j\omega_r) \cdot H(j\omega_r)^\circ = 180$$

Graficando la oscilación en la figura 8, nota como la señal sale en fase de la planta, en la salida llega la onda amplificada mientras que en la red de retroalimentación se atenúa la señal un poco pero esta totalmente desfasada. Por mejor del bloque inversor esta se acoplada nuevamente a la onda. Con esto nos aseguramos que la oscilación ha comenzado.

0.2.1.1 Condición de oscilación

¿Qué tiene que suceder para que comience la oscilación?

Los circuitos osciladores son un tanto especiales, necesitamos para arrancar una señal de entrada que sirva como una señal de arranque (x_e) (Fig. 9). Cuando el sistema termine de arrancar, cerramos el switch y podemos quitar la señal de entrada.

Hay que asegurarnos que $|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| > 1$

$H(j\omega_{osc})| > 1$, cuando el desfase es 180° , entonces podemos hacer que la salida del lazo de retroalimentación haga las funciones de la magnitud de entrada. En la figura 10 el sistema ya esta arrancando, pero no termina ahí, ahora debe calibrarse para que pueda auto-arrancar por si solo.

Momento de oscilación

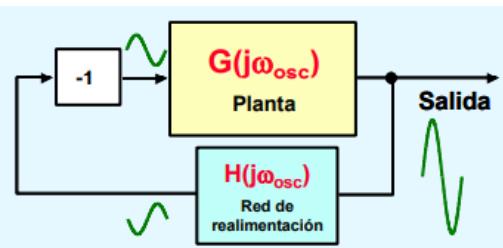


Figure 8: Condición de oscilación.

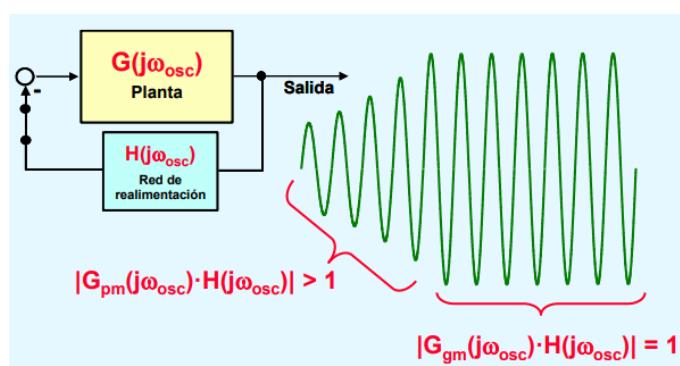


Figure 11: Transición a estable.

- **Notación 0.5** $G_{pm}(s)$ significa función de transferencia de pequeña magnitud. $G_{gm}(s)$: función de transferencia de gran magnitud.

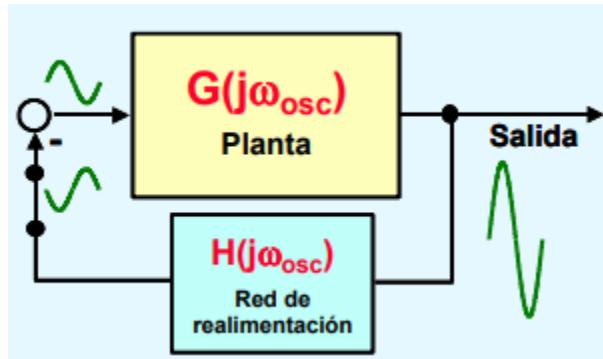


Figure 10: Oscilación.

Criterio de Nyquist

Para que empiece la oscilación:

- Tiene que existir una ω_{osc} a la que se cumpla:

$$\angle G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})^\circ = 180^\circ$$

- A esa ω_{osc} tiene que cumplirse:

$$|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| > 1$$

Cuando se estabiliza la oscilación:

- Disminuye la ganancia

$$G(j\omega_{osc})$$

hasta que

$$|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| = 1$$

cuando

$$\angle G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})^\circ = 180^\circ$$

Diagramas de Bode

Observa la linea punteada, de la figura 12a, debe ser corregida pues tanto la fase como la magnitud deben coincidir en la misma frecuencia a 0dB (o $|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})|$)

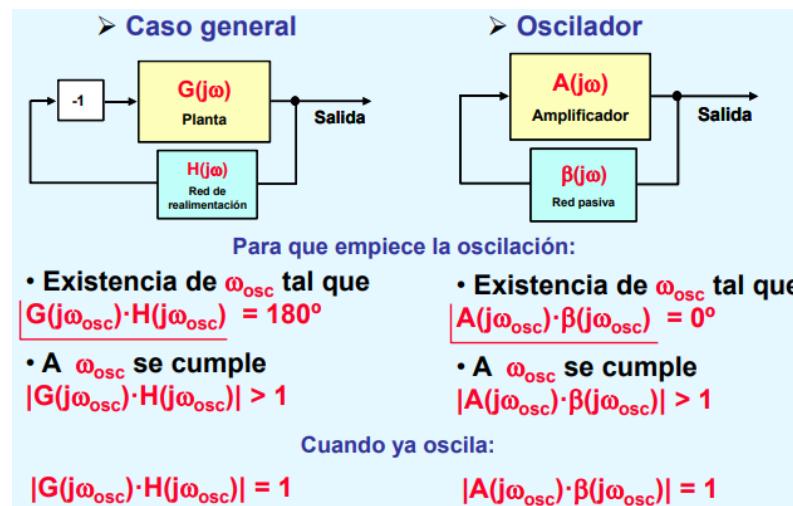


Figure 13: Resumen de arranque de osciladores.

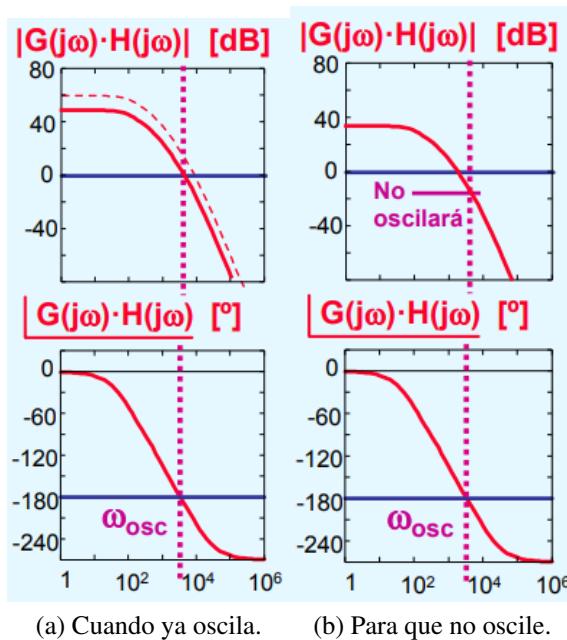


Figure 12: Condición de oscilación

0.2.2 Osciladores de frecuencia muy constante

Cristales osciladores

Es un cristal de cuarzo (u otro material piezoelectrónico) que consta de una placa de cuarzo en medio de dos contactos metálicos, encapsulados. Se aplica voltaje en sus terminales para que vibren de manera tan exacta que es muy precisa.

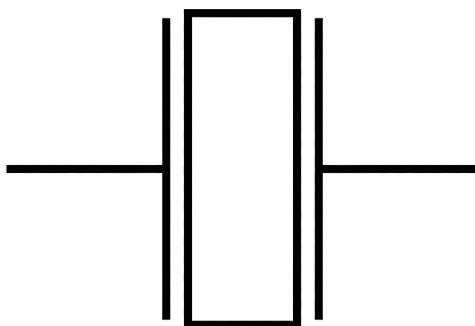


Figure 14: Símbolo cristal oscilador

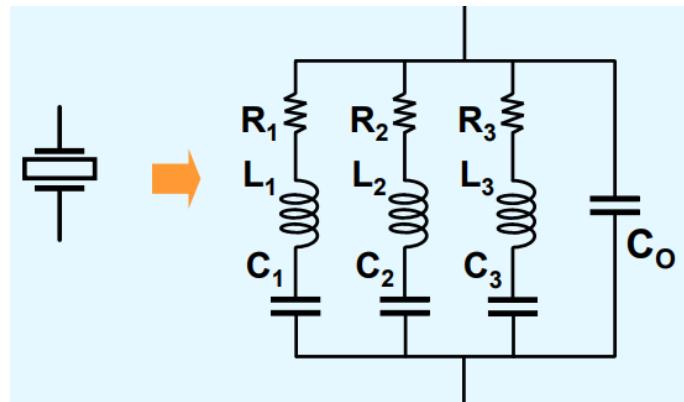
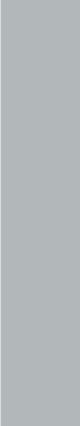


Figure 16: Circuito equivalente de un cristal de cuarzo.



Figure 15: Cristal oscilador



Antenas

1	Unidad I	18
1.1	Introducción	18
1.2	Antenas	27



1. Unidad I

1.1 Introducción

Como siempre, antes de este curso hay que recordar algunos términos o conceptos para poder entender cosas que se vienen. Empezamos con las unidades logarítmicas:

$$Belio = \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right)$$

$$Decibelio(dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right)$$

$$Decibelio(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

$$Neper(Np) = \ln \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

Asimismo debemos tener en cuenta las demás medidas respecto a un valor como 1mW, 1W, 1V, etc.¹ Otros conceptos importantes a recordar son:

Definición 1.1 — Longitud de Onda.

$$\lambda = \frac{v}{f} \tag{1.1}$$

Donde:

- λ : Longitud de onda. (m)
- v : Velocidad, si el medio es el aire o espacio libre: $v=c=300000$ km/s= 300000000 m/s (m/s)
- f : Frecuencia. (Hz)

Definición 1.2 — Temperatura.

$$\frac{C}{5} = \frac{F - 32}{9} = \frac{K - 273}{5} = \frac{R - 492}{9} \tag{1.2}$$

¹Estas puedes ser vistas en la sección **Decibelios** en el capítulo de **Ingeniería en mantenimiento**.

Despejando podemos obtener:

$$C = \frac{5}{9}(F - 32)$$

$$K = C + 273$$

$$R = F + 460$$

Además debemos recordar las bandas y frecuencias designadas por la ITU:

Nº de banda	Rango de frecuencia	Indicativo	Propagación
2	30-300 Hz	ELF	Onda terrestre
3	0.3-3 KHz	SLF	Onda terrestre
4	3-30 KHz	VLF	Onda terrestre
5	30-300 KHz	LF	Onda terrestre y superficial
6	0.3-3 MHz	MF	Onda superficial
7	3-30 MHz	HF	Onda superficial y Ionosférica
8	30-300 MHz	VHF	Onda Ionosférica y directa
9	0.3-3 GHz	UHF	Onda directa
10	3-30 GHz	SHF	Onda directa
11	30-300 GHz	EHF	Onda directa e infrarrojo
12	0.3-3 THz		Luz infrarroja
13	3-30 THz		Luz infrarroja
14	30-300 THz		Luz infrarroja
15	0.3-3 PHz		Luz visible
16	3-30 PHz		Luz ultravioleta
17	30-300 PHz		Rayos X
18	0.3-3 EHz		Rayos X
19	3-30 EHz		Rayos cósmicos

Table 1.1: Designación de bandas CCIR por la ITU.

Los medios de transmisión:

Medio de transmisión	Banda de frecuencia	Longitud de onda	Aplicación principal
Par de alambres, cable multipar	30-300 Hz	10000-1000 Km	Comunicación submarina
Par de alambres, cable multipar	0.3-3 KHz	1000-100 Km	Telefonía, transmisión de datos, telex, fax.
Par de alambres, cable multipar, ondas de tierra	3-30 KHz	100-10 Km	Telefonía de onda portadora baja, capacidad, navegación y radiotelegrafía.
Par de alambres, ondas de tierra	30-300 KHz	10-1 Km	Telefonía de onda portadora mediana capacidad, radiofaros, navegación, radiodifusión onda larga.
Cable coaxial, ondas de cielo	0.3-3 MHz	1000-100 m	Radiodifusión, AM, radio aficionados, radio móvil.
Cable coaxial, cable UTP cat 3-4, ondas de cielo	3-30 MHz	100-10m	Radio aficionados, comunicaciones militares, marítimas, radio telefonía móvil.
Cable coaxial, cable UTP cat 5, ondas directas	30-300 MHz	10-1 m	TV, radiodifusión FM, multiacceso radial, radio enlaces, direccionales.
Ondas directas	0.3-3 GHz	100-10 cm	TV, telemetría por radar, comunicaciones militares por satélite, telefonía celular, radio de espectro ensanchado.
Guía de onda, línea visual	3-30 GHz	10-1 cm	Comunicaciones vía satélite, radio enlace direccional analógico y digital, operación aérea por radar.
Guía de onda, línea visual.	30-300 GHz	1-0.1 cm	Comunicación militar por satélite, radio astronomía, aterrizaje por radar.
Fibra óptica	100-1000 THz	3-0.3 pm	Telefonía muy alta capacidad, servicios de banda ancha (SONET, SDH y ATM), video conferencia, CATV por F.O.

1.1.1 Ancho de banda y capacidad de información

Las limitaciones más importantes para el funcionamiento de una sistema de comunicaciones son el **ruido** y el **ancho de banda**. El ancho de banda de un canal de comunicación es la diferencia entre la frecuencia máxima y mínima que puede pasar por el canal. El ancho de banda de un canal de comunicación debe ser igual o mayor que el ancho de banda de la información.

Definición 1.3 — Ley de Hartley. Es la medida de cuanta información se puede transferir a través de un sistema de comunicaciones en un determinado tiempo.

$$I \approx B \times t \quad (1.3)$$

Donde:

- **I:** Capacidad de información.
- **B:** Ancho de banda. (Hz)
- **t:** Tiempo de transmisión. (s)

■ **Notación 1.1** Se requieren **3 KHz** de ancho de banda para transmitir las señales telefónicas con calidad de voz.

Se asigna **200 KHz** para transmisión comercial de FM para música, con alta fidelidad.

Se requieren casi **6 MHz** de ancho de banda para emitir señales de televisión de alta calidad

Otra medida que debemos saber es:

Definición 1.4 — Capacidad de información de un canal digital. Shannon relacionó la capacidad de información de un canal de comunicaciones, en bits por segundo

(bps), con el ancho de banda y la relación señal a ruido:

$$I = B \cdot \log_2(1 + S/N) \quad (1.4)$$

Donde:

- I: Capacidad de información. (bps)
- B: Ancho de banda. (Hz)
- S/N: Relación señal a ruido.

1.1.2 Ruido

Energía eléctrica no deseable presente en la banda útil del circuito de comunicación. Se puede clasificar el ruido en dos categorías:

1. **Correlacionado:** Solo existe cuando hay una señal. Es aquel que se relaciona mutuamente con la señal, y no puede estar en un circuito a menos que haya una señal de entrada. Se produce por amplificación no lineal, e incluye la distorsión armónica (cuando se producen las armónicas no deseadas de una señal, debido a una amplificación no lineal) y de intermodulación (generación de frecuencias indeseables de suma o diferencia), ya que las dos son formas de distorsión no lineal.
2. **No Correlacionado:** Está presente siempre, haya o no señal. El ruido No Correlacionado puede sub dividirse en dos categorías generales:
 - a. **El Ruido Externo** es el que se genera fuera del dispositivo o circuito. Hay tres causas principales de ruido Externo:
 - i. **Ruido atmosférico:** Perturbaciones eléctricas naturales. Electricidad estática (rayos)
 - ii. **Ruido extraterrestre:** Señales eléctricas originadas fuera de la atmósfera terrestre (solar y cósmico)
 - iii. **Ruido hecho por el hombre:** Su puente principal son mecanismos que producen chispas, ruido industrial (conmutadores, generadores, lámparas fluorescentes)
 - b. **El Ruido Interno** es la interferencia eléctrica generada dentro de un dispositivo o circuito. Las causas principales son:
 - i. **Ruido Térmico:** Asociado con el movimiento rápido y aleatorio de electrones libre, producido por la agitación térmica.
 - ii. **Ruido de Tiempo de Tránsito:** Variación irregular y aleatoria, producida por la modificación de una corriente de portadores, cuando pasa de la entrada a la salida de un dispositivo.
 - iii. **Ruido de Disparo:** Se debe a la llegada aleatoria de portadoras al elemento de salida de un dispositivo electrónico (diodo, FET, transistor bipolar).

1.1.3 Ruido térmico

Es el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de un conductor, causado por la agitación térmica. Llamado también: Movimiento Browniano por su descubridor Robert Brown, Ruido de Johnson en honor a quien lo relacionó con el movimiento de los electrones y Ruido Blanco porque se produce en todas las frecuencias.

Definición 1.5 — Potencia de ruido térmico.

$$P_{tn} = K \cdot T \cdot B \quad (1.5)$$

Donde:

- P_{tn} : Potencia del ruido. (W) térmico^a (W)
- K : Constante de Boltzmann= $1.38 \times 10^{-23} J/K$.
- T : Temperatura absoluta. ($^{\circ}\text{K}$)
- B : Ancho de banda. (Hz)

Alternativamente, el ruido térmico puede ser expresado en dBm, para ello debemos usar la siguiente expresión:

$$P_{tn}(dBm) = 10 \cdot \log \left(\frac{K \cdot T \cdot B}{0.001} \right) \quad (1.6)$$

En temperatura ambiente, el ruido térmico ambiente:

$$P_{tn}(dBm) = -174dBm + 10\log(B) \quad (1.7)$$

^atn:thermal noise o ruido térmico.

Definición 1.6 — Voltaje ruido térmico.

$$V_{tn} = \sqrt{4 \cdot R \cdot K \cdot T \cdot B} \quad (1.8)$$

Donde:

- R : Resistencia interna. (Ω)
- V_{tn} : Voltaje RMS del ruido. (V)

■ **Notación 1.2** Para la máxima potencia transferencia de potencia $R_L = R_I$.

■ **Definición 1.7 — Relación señal a ruido-SNR.** Es la relación en decibelios entre la potencia de la señal(S) y la potencia del ruido(N):

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_s}{V_n} \right) \quad (1.9)$$



El **factor a ruido** se define como el cociente entre la potencia SNR de entrada y potencia SNR de salida. Por consecuencia, la **cifra de ruido** es el factor de ruido expresado en dB.

■ **Notación 1.3** Para voltaje, 6dB indica que la salida es dos veces el valor de la entrada, es decir: Si la entrada es 1, la salida será 2. Para potencia, 3dB indica lo mismo: el valor de la salida es dos veces el valor de la entrada.

1.1.4 Ángulo crítico

Debemos recordar ecuaciones como Ley de Snell,

Definición 1.8 — Ley de Snell.

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (1.10)$$

$$\sqrt{\varepsilon_1} \sin \theta_1 = \sqrt{\varepsilon_2} \sin \theta_2 \quad (1.11)$$

Donde:

- n : Índice de refracción.
- θ : Ángulo de refracción.
- ε : Permitividad relativa del material.

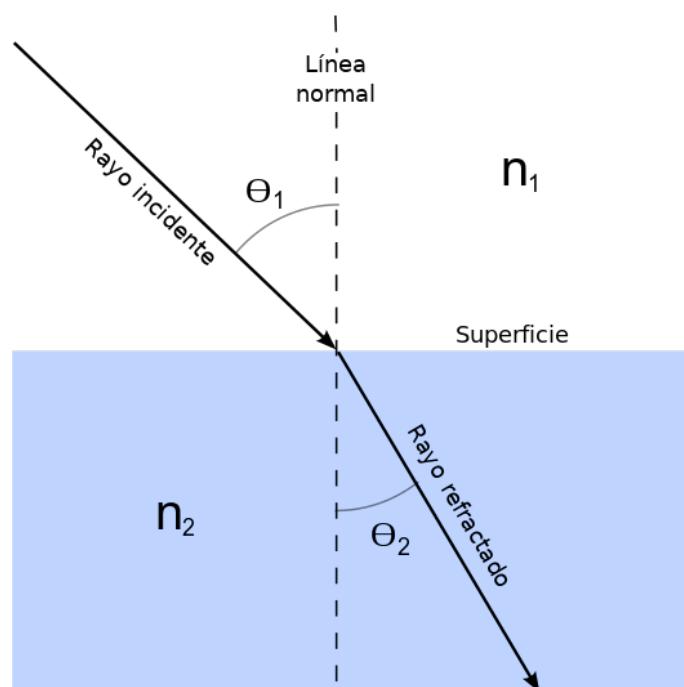
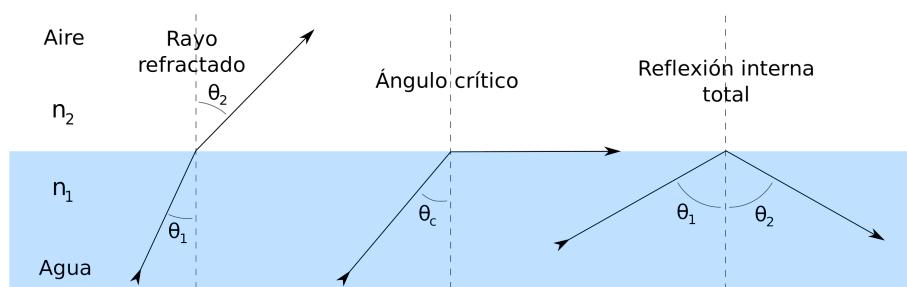


Figure 1.1: Ley de Snell

dentro de ella una que usaremos es la del *ángulo crítico*:



La forma de obtener el ángulo crítico es:

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (1.12)$$

■ **Notación 1.4** El índice de refracción esta definido como el cociente de la **velocidad de la luz en el vacío** entre la **velocidad de la luz del medio donde se propaga**. Generalmente se utiliza la velocidad de la luz en el vacío (c) como medio de referencia para cualquier

materia, aunque durante la historia se han utilizado otras referencias, como la velocidad de la luz en el aire. En el caso de la luz, es igual a $n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$. Para la mayoría de los materiales, la **permeabilidad magnética relativa** (μ_r) es muy cercano a 1 en frecuencias ópticas, es decir, luz visible, por lo tanto, n es aproximadamente $\sqrt{\epsilon_r}$

1.1.5 Repaso: Propagación de ondas electromagnéticas

La propagación de OEM por el espacio libre se suele llamar propagación de radiofrecuencia o radio propagación. Las OEM, en el espacio libre se propagan en línea recta a la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$).

Definición 1.9 — Distancia máxima de línea.

$$d_{max} = \sqrt{2 \cdot h} \quad (1.13a)$$

$$d_{max} = \sqrt{17 \cdot h} \quad (1.13b)$$

Donde:

d_{max} : Distancia máxima de línea de vista. (millas ó Km)

- h : Altura (Pies ó m)^a

^aLa distancia será en millas si se trabaja con la ecuación 1.13a, donde la altura debe ser introducida en pies. Para la ecuación 1.13b, la distancia estará en metros y la altura en metros.

Hablemos también de las **pérdidas por trayectoria**. El modelo de pérdida por trayectoria en el espacio libre es usado para predecir la intensidad del nivel de recepción cuando el transmisor y receptor tienen una trayectoria de línea de vista clara, sin obstrucciones entre ellos.

Definición 1.10 — Pérdidas por trayectoria.

$$L_p = \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \cdot d \cdot f}{c} \right)^2 \quad (1.14a)$$

$$L_p = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi \cdot d \cdot f}{c} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi}{c} \right) + 20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(d) \quad (1.14b)$$

Donde:

- d : Distancia. (m)
- f : Frecuencia. (Hz)
- c : Velocidad de la luz.
- λ : Longitud de onda. (m)

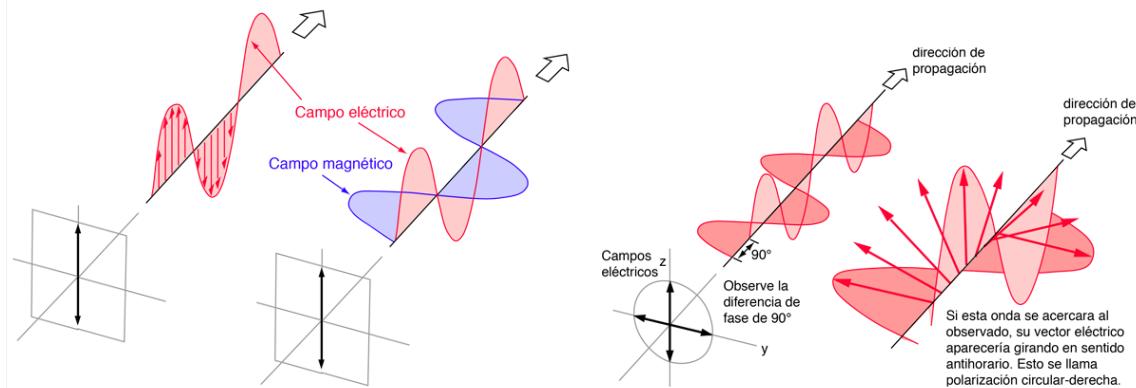
Si la distancia se expresa en Km y la frecuencia en MHz:

$$L_p(\text{dB}) = 32.4 + 20 \cdot \log(f) + 20 \log(d) \quad (1.15)$$

Otro término usado es la **polarización**, recordando que una OEM contiene un campo eléctrico y un campo magnético que forman 90° entre sí. Por lo tanto, la polarización de una OEM plana, no es mas que la orientación del vector campo eléctrico respecto a la superficie de la tierra.

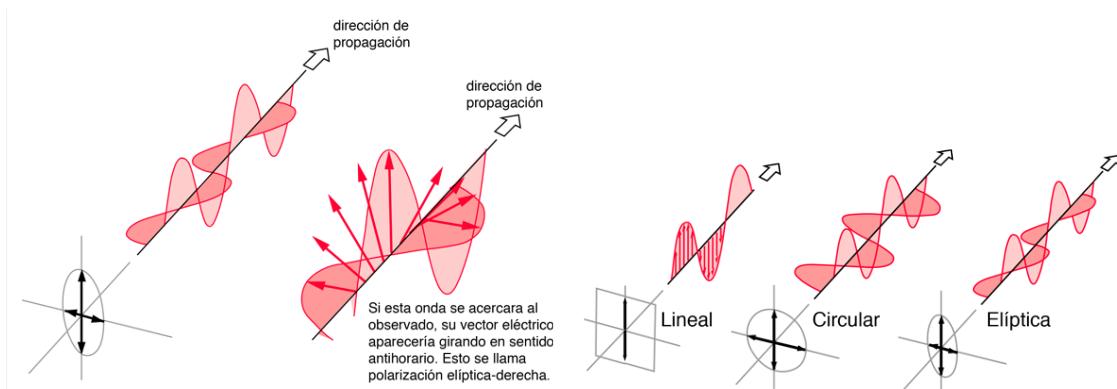
Tipos de polarización:

1. **Polarización lineal**: Si la polarización permanece constante. Las formas lineales son:(Fig. 1.2a)



(a) El campo eléctrico transversal de la onda va acompañado de un campo magnético como el que se ilustra.

(b) El vector de polarización gira 360° a medida de que la onda recorre una longitud de onda en el espacio



(c) Cuando la Intensidad de Campo varía con cambios en la polarización, se dice que es una Polarización Elíptica.

(d) Tipos de polarizaciones.

Figure 1.2: Polarización de ondas.

- a. **Polarización Horizontal:** Campo eléctrico paralelo a la superficie de la tierra.
- b. **Polarización Vertical:** Campo eléctrico perpendicular a la superficie terrestre.
- 2. **Polarización Circular:** Luz polarizada circularmente consta de dos ondas electromagnéticas planas perpendiculares con una diferencia de fase de 90° . (Fig. 1.2b)
- 3. **Polarización elíptica:** La luz polarizada elípticamente consiste de dos ondas perpendiculares de amplitudes desiguales y con una diferencia de fase de 90° . (Fig. 1.2c)

■ **Notación 1.5** Si el vector gira en sentido de las manecillas del reloj, se dice que es Derecho, si es contrario se dice que es Izquierdo

1.1.5.1 Densidad de potencia radiada

La **rapidez** con que la energía pasa a través de una **superficie** dada en el espacio libre se llama **Densidad de Potencia**. La **Densidad de Potencia Radiada** se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Las unidades son **Watt por Metro Cuadrado (W/m^2)**. Se puede calcular a partir de los valores eficaces de los campos eléctrico o magnéticos.

Definición 1.11 — Potencia Isotrópica Radiada Equivalente.

$$PIRE = P_r \cdot D = P_A \cdot G \quad (1.16)$$

Donde:

PIRE: Potencia Isotrópica Radiada Equivalente. (W)

- P_r : Potencia de radiación.
- P_A : Potencia suministrada a la antena. (W)
- G : Ganancia.
- D : Directividad de la antena.^a

^aEstos conceptos se detallan más adelante.

Definición 1.12 — Intensidad de campo. Es la intensidad de los campos eléctrico y magnético de una onda electromagnética que se propaga por el espacio libre.

$$\mathbb{P} = E \cdot H = \frac{PIRE}{4\pi r^2} = Z_s \times H^2 = \frac{E^2}{Z_s} \quad (1.17)$$

Donde:

- \mathbb{P} : Densidad de potencia. (W/m^2)
- E : Intensidad de campo eléctrico. (V/m)
- H : Intensidad del campo magnético. (A/m)
- r : Radio de la esfera. (m)
- **PIRE**: Potencia Isotrópica Radiada Equivalente. (W)

Definición 1.13 — Impedancia en el espacio libre. La relación entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético es la impedancia característica del medio. La impedancia característica de un medio de transmisión **sin pérdidas** es igual a la raíz cuadrada de la relación de su permeabilidad magnética entre su permitividad eléctrica:

$$Z_s = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (1.18)$$

Donde:

- Z_s : Impedancia en el espacio libre. (Ω)
- μ_0 : Permeabilidad magnética ($1.26 \times 10^{-6} \text{H/m}$ ó $4\pi \cdot KN/A^2$ donde $K = \times 10^{-7}$).
- ϵ_0 : Permitividad eléctrica del vacío ($8.85 \times 10^{-12} \text{F/m}$).

La **Intensidad de Radiación** es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección.

1.1.5.2 Ley de cuadrado inverso

La **densidad de potencia** es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia de la fuente.

$$\frac{\mathbb{P}_2}{\mathbb{P}_1} = \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \quad (1.19)$$

Para que se cumpla esta ley, la velocidad de propagación en todas las direcciones debe ser uniforme (Medio Isotrópico)

Atenuación y absorción

Atenuación es la reducción de la Densidad de Potencia con la distancia. La atenuación se debe al esparcimiento esférico de la onda, se le llama “atenuación espacial” de la onda. Se expresa generalmente en términos del logaritmo de la relación de densidad de potencia (pérdida en dB)

Absorción solo se presenta cuando los CEM se propagan por la atmósfera. Es la energía transferida de la OEM a los átomos y las moléculas de la atmósfera. La absorción de radiofrecuencias en una atmósfera normal, es relativamente insignificante a frecuencias por debajo de 10 GHz.

1.2 Antenas

Las dos funciones primordiales de la antena son:

1. Convertir la energía electromagnética, procedente del generador a través de la línea de transmisión, en energía electromagnética que se propaga libremente por el espacio.
2. Adapta la impedancia interna del generador a la impedancia del espacio.

En las líneas de transmisión se propagan ondas electromagnéticas **guiadas**, es decir campos electromagnéticos variables entre cargas y corrientes. Las antenas convierten estos ondas electromagnéticas guiadas en **libres y viceversa**. Tanto las ondas guiada como las libres son señales de radio.

En el proceso de su propagación, las ondas de radio se **dispersan** más allá de las líneas de radio-comunicación y son absorbidas por el medio circundante. Si la dirección de radiocomunicación es conocida y limitada, las perdidas pueden reducirse concentrando las ondas emitidas en direcciones definidas.

1.2.1 Tipos de antenas

A grandes rasgos existen dos tipos de antenas: antenas de **transmisión** y antenas de **recepción**.

Antenas de transmisión

La antena de transmisión transforma energía de un campo electromagnético estacionario producido por la señal de radio, en energía de un campo electromagnético de radiación, añadiendo además que este último debe emitirse en unas direcciones dadas.

Antenas de recepción

La antena de recepción está destinada a la transformación de la energía de una radioseñal consistente en un campo de radiación que procede de una dirección dada, en energía de un campo estacionario de ondas electromagnéticas.



La antena de transmisión y recepción tienen procesos **recíprocos**. Esto quiere decir que existe la posibilidad de utilizar la misma antena en calidad de transmisora y de receptora, y de conservar invariables los parámetros principales de la antena.

1.2.2 Características y parámetros de las antenas transmisoras

Definición 1.14 — Potencia de radiación y resistencia de radiación. Representa

la característica de la antena para la emisión energía electromagnética.

$$R_r = \frac{P_r}{i^2} \quad (1.20)$$

Donde:

- R_r : Resistencia de radiación. (Ω)
- P_r : Potencia de radiación. (W)
- i : Valor eficaz de la corriente de la antena. (A)

Cuantitativamente la resistencia de radiación se define como aquella resistencia pura en la que se libera una potencia numéricamente igual a la potencia de radiación, para una corriente en la resistencia igual a la corriente en la antena.

Definición 1.15 — Potencia de Pérdidas y resistencia de pérdidas. Potencia que se pierde por el calentamiento del conductor, en los aisladores, en la tierra y en los objetos situados cerca de la antena.

$$R_p = \frac{P_p}{i^2}$$

Donde:

- R_p : Resistencia de pérdidas. (Ω)
- P_p : Potencia de pérdidas. (W)
- i : Valor eficaz de la corriente de la antena.

Definición 1.16 — Potencia de una antena y resistencia activa total o resistencia de antena. Resistencia que corresponde a potencia suministrada a la antena. Potencia de antena es la suministrada a la antena por el transmisor, a través de la línea de transmisión, se obtiene con la suma de la potencia de **radiación** y la potencia de **pérdidas**.

$$P_A = P_r + P_p = i^2 (R_r + R_p) \quad (1.21)$$

$$R_A = R_r + R_p \quad (1.22)$$

Donde:

- P_A : Potencia suministrada a la antena. (W)
- P_r : Potencia de radiación. (W)
- P_p : Potencia de pérdidas. (W)
- i : Valor eficaz de la corriente de la antena. (A)
- R_r : Resistencia de radiación. (Ω)
- R_p : Resistencia de pérdidas. (Ω)
- R_A : Resistencia activa total. (Ω)

Definición 1.17 — Rendimiento o Eficacia de una antena. Es la relación entre la

Potencia de Radiación y la Potencia Suministrada a la Antena.

$$\eta_A = \frac{P_r}{P_A} = \frac{R_r}{R_r + R_p} = \frac{R_r}{R_A} = \frac{G}{D}$$

$$0 \leq \eta_A \leq 1$$

Donde:

- η_A : Rendimiento de antena.
- P_A : Potencia suministrada a la antena. (W)
- P_r : Potencia de radiación. (W)
- R_r : Resistencia de radiación. (Ω)
- R_p : Resistencia de pérdidas. (Ω)
- R_A : Resistencia activa total. (Ω)
- **G**: Ganancia.
- **D**: Directividad.

1.2.3 Parámetros de acción directiva de antenas

1.2.3.1 Directividad

La característica de directividad de antena muestra la **dependencia** de la intensidad de campo de radiación respecto a la dirección, con la condición que este campo sea medido siempre a igual distancia de la antena. Para el estudio de la radiación de una antena, se supone que la antena está situada en el punto medio de una “esfera” y en el origen de un sistema de coordenadas espaciales. En la superficie de la “esfera” se calcula E y H en cualquier punto de esta, alejado una distancia r del centro del dipolo.

Características:

1. **Propiedad Directiva:** Todas las antenas reales tienden a concentrar los campos radiado en alguna dirección.
2. **Característica de Directividad:** Depende de la intensidad de campo de radiación, respecto a la dirección, medido siempre a igual distancia de la antena.
3. **Función de Directividad:** Expresión matemática de la directividad.

$$f^2(\theta, \phi)$$

4. **Diagrama de Directividad:** Representación gráfica de la función de directividad.

Normalmente se expresa en proyecciones:

- a. Plano Horizontal (ϕ varía y $\theta = 90^\circ$)
- b. Plano Vertical (θ varía y $\phi = 0^\circ$)

Definición 1.18 — Factor de directividad. Factor de Directividad es la relación entre la densidad del flujo de potencia emitido por la antena dada en una **determinada dirección**, y la densidad de flujo de potencia que emitiría una antena absolutamente **no direccional** en cualquier dirección, siendo iguales las potencias totales de radiación de ambas antenas y medido a igual distancia.

$$D = \frac{\mathbb{P}_{max}}{\mathbb{P}_{ref}} = \frac{E_{max}^2}{E_0^2} \quad (1.23)$$

Donde:

- **D:** Factor de directividad.
- \mathbb{P}_{max} : Densidad de potencia en un punto, en la dirección de máxima radiación. (W/m^2)
- \mathbb{P}'_{ref} : Densidad de potencia en el mismo punto, con una antena no direccional o de referencia. (W/m^2)

Definición 1.19 — Ganancia de potencia.

$$G = \eta_A \cdot D = \frac{\mathbb{P}_{max}}{\mathbb{P}'_{ref}} \quad (1.24)$$

Donde:

- G:** Ganancia.
- η_A : Rendimiento de la antena.
 - **D:** Directividad de la antena.
 - \mathbb{P}_{max} : Densidad de potencia en un punto, en la dirección de máxima radiación. (W/m^2)
 - \mathbb{P}'_{ref} : Densidad de potencia en el mismo punto, con una antena no direccional o de referencia sin pérdidas. (W/m^2)

Definición 1.20 — Factor de calidad.

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (1.25)$$

Donde:

- Q:** Factor de calidad.
- f_r : Frecuencia de resonancia. (Hz)
 - BW : Ancho de banda. (Hz)

1.2.4 Antenas receptoras

Definición 1.21 — Área de captura. Mientras que la **ganancia de potencia** es el parámetro natural para describir la mayor densidad de potencia de una señal transmitida, por las propiedades direccionales de la antena transmisora, para describir las propiedades receptoras de una antena se usa una cantidad relacionada: **área de captura**

$$A_{cap} = \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (1.26)$$

Donde:

- A_{cap} : Área efectiva de captura. (m^2)
- G_r : Ganancia del receptor.
- λ : Longitud de onda de la señal recibida. (m)

Definición 1.22 — Potencia capturada. Potencia disponible en las terminales de salida de la antena receptora. La potencia capturada es directamente proporcional a la

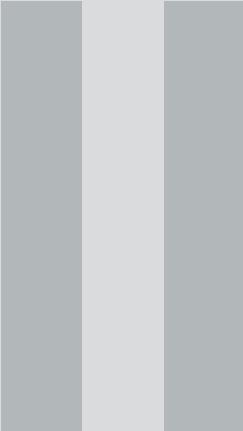
densidad de potencia recibida y al área de captura de la antena receptora.

$$P_{cap} = \mathbb{P} \cdot A_{cap} \cdot G \quad (1.27)$$

Donde:

- P_{cap} : Potencia capturada. (W)
- \mathbb{P} : Densidad de potencia capturada. (W/m^2)
- A_{cap} : Área capturada. (m^2)
- **G**: Ganancia.

R Recuerda que en todas las ecuaciones se debe trabajar con unidades **lineales**. Esto significa que todos los decibelios que nos da los problemas deben ser transformadas a sus equivalentes lineales para poder usar las ecuaciones dadas a lo largo de este capítulo.



Internetworking 2

2	Unidad I	33
2.1	Protocolo spanning tree	33
2.2	Tecnología EtherChannel	36



2. Unidad I

2.1 Protocolo spanning tree

Las redes comutadas, por lo general, tienen rutas redundantes y enlaces redundantes incluso entre los mismos dos dispositivos. Las rutas redundantes eliminan un punto de falla único para mejorar la confiabilidad y disponibilidad. Las rutas redundantes pueden causar bucles de capa 2 físicos y lógicos.

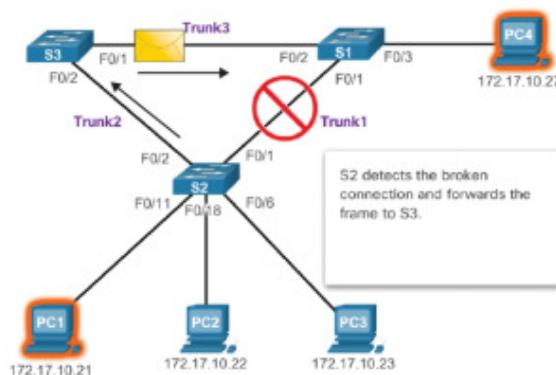


Figure 2.1: Camino redundante de PC1 a PC4 en caso falle una ruta.

El algoritmo **Spanning Tree** (árbol de expansión) se utiliza en los switches para prevenir los bucles lógicos que pueden aparecer en una red. Los bucles se producen cuando existen varios caminos distintos entre dos puntos de la red y su efecto es que las tramas pueden circular de forma indefinida atrapadas en un bucle sin conseguir alcanzar su destino, lo que además afectará negativamente al rendimiento de la red. El algoritmo *Spanning Tree* ayuda a los switches a elegir el camino más idóneo y, por tanto, elimina los bucles.

- **Notación 2.1** El protocolo *spanning tree* está detallado especificado en el estándar *IEEE 802.1D*. Existe su variante con funcionamiento optimizado: *spanning tree rápido-IEEE 802.1w*

2.1.1 Problemas con la redundancia de capa 1

Los problemas con los bucles son:

- **Inestabilidad de la base de datos MAC:** Las tramas de ethernet no poseen Tiempo de duración, como el encabezado IP de capa 3. Esto significa que Ethernet no tiene ni un mecanismo para descartar las tramas que se propagan innecesariamente. El bucle empieza de la siguiente manera; observando la imagen 2.2:

1. PC1 envía un marco de transmisión a S2. S2 recibe el marco de transmisión en F0/11. Cuando S2 recibe la trama de transmisión, actualiza su tabla de direcciones MAC para registrar que la PC1 está disponible en el puerto F0/11.
2. Debido a que es una trama de transmisión, S2 reenvía la trama por todos los puertos, incluidos Trunk1 y Trunk2. Cuando la trama de transmisión llega a S3 y S1, los switches actualizan sus tablas de direcciones MAC para indicar que PC1 está disponible en el puerto F0/1 en S1 y en el puerto F0/2 en S3.
3. Debido a que es una trama de transmisión, S3 y S1 reenvían la trama por todos los puertos excepto el puerto de entrada. S3 envía el marco de transmisión de PC1 a S1. S1 envía el marco de transmisión de PC1 a S3. Cada conmutador actualiza su tabla de direcciones MAC con el puerto incorrecto para PC1.
4. Cada conmutador reenvía la trama de difusión por todos sus puertos excepto el puerto de entrada, lo que hace que ambos conmutadores reenvíen la trama a S2.
5. Cuando S2 recibe las tramas de transmisión de S3 y S1, la tabla de direcciones MAC se actualiza con la última entrada recibida de los otros dos conmutadores.
6. S2 reenvía la trama de transmisión por todos los puertos excepto el último puerto recibido. El ciclo comienza de nuevo.

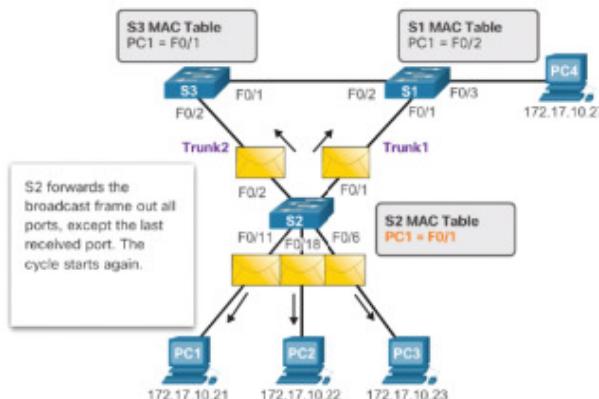


Figure 2.2: Momento 6 del bucle.

Debido a los cambios constantes en la tabla de direcciones MAC, los switches S3 y S1 no saben a qué puerto reenviar las tramas.

- **Tormenta de difusión:** Si no controlamos el problema anterior, las demás computadoras también deben mandar primero sus marcos de transmisión, y el problema de inestabilidad se acrecentará, esto se refleja en el sistema como varios tramas de transmisión atrapados en la red, **consumiendo ancho de banda** y hasta saturándola. Haciendo que sea imposible el envío de datos legítimos de comunicación. Si no hay ancho de banda útil para el envío de información, la red no estará disponible causando una denegación de servicio efectiva (DoS).

Hay otras consecuencias de las tormentas de transmisión. Debido a que el tráfico de difusión se reenvía a todos los puertos de un conmutador, todos los dispositivos

conectados tienen que procesar todo el tráfico de difusión que se inunda sin cesar alrededor de la red en bucle. Esto puede hacer que el dispositivo final no funcione correctamente debido a los requisitos de procesamiento necesarios para soportar una carga de tráfico tan alta en la NIC.

Secuencia de eventos:

1. PC1 envía una trama de transmisión a la red en bucle (Inestabilidad en la base de datos MAC).
2. La trama de transmisión se repite entre todos los comutadores interconectados en la red.
3. La PC4 también envía una trama de transmisión a la red en bucle.
4. La trama de transmisión PC4 queda atrapada en el bucle entre todos los comutadores interconectados, al igual que la trama de transmisión PC1.
5. A medida que más dispositivos envían transmisiones a través de la red, más tráfico queda atrapado en el bucle y consume recursos. Esto eventualmente crea una tormenta de transmisión que hace que la red falle.
6. Cuando la red está totalmente saturada con el tráfico de difusión que circula entre los comutadores, el comutador descarta el tráfico nuevo porque no puede procesarlo. La Figura 2.3 muestra la tormenta de difusión resultante.

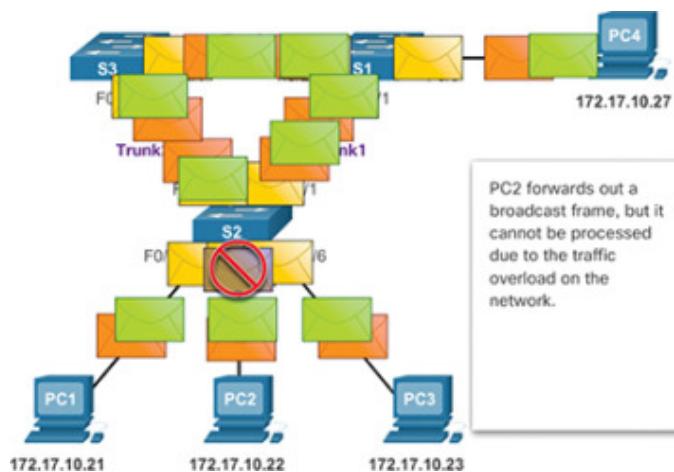


Figure 2.3: Tormenta de difusión

Una tormenta de transmisión puede desarrollarse en segundos porque los dispositivos conectados a una red envían regularmente tramas de transmisión, como solicitudes ARP. Como resultado, cuando se crea un bucle, la red comutada se desconecta rápidamente.

- **Tramas de unidifusión duplicadas:** Una trama de unidifusión desconocida se produce cuando el switch no tiene la dirección MAC de destino en la tabla de direcciones MAC y debe difundir la trama a todos los puertos, excepto el puerto en el que se recibió la trama (puerto de ingreso). Si se envían tramas de unidifusión desconocidas a una red con bucles, se puede producir la llegada de tramas duplicadas al dispositivo de destino.

Secuencia de eventos:

1. PC1 envía una trama de unidifusión destinada a PC4.
2. S2 no tiene una entrada para PC4 en su tabla MAC. En un intento por encontrar la PC4, inunda la trama de unidifusión desconocida de todos los puertos del

- switch excepto el puerto que recibió el tráfico.
3. La trama llega a los conmutadores S1 y S3.
 4. S1 tiene una entrada de dirección MAC para PC4, por lo que reenvía la trama a PC4.
 5. S3 tiene una entrada en su tabla de direcciones MAC para PC4, por lo que reenvía la trama de unidifusión de Trunk3 a S1.
 6. S1 recibe la trama duplicada y la reenvía a la PC4.
 7. PC4 ahora ha recibido el mismo marco dos veces.

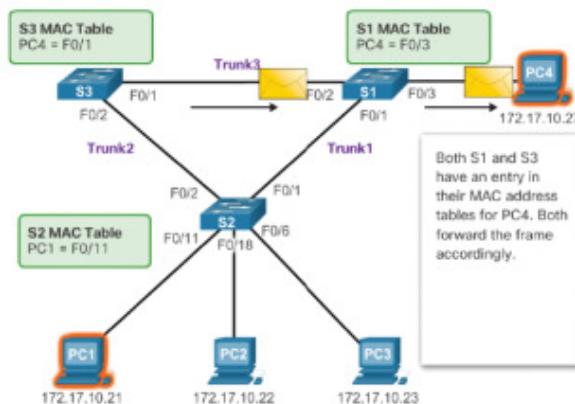


Figure 2.4: S1 y S3 envian una trama duplicada a la PC4.

2.1.2 Introducción

2.2 Tecnología EtherChannel

2.2.1 Funcionamiento

Hay escenarios en los que se necesita más ancho de banda o redundancia entre dispositivos que lo que puede proporcionar un único enlace. Se pueden conectar varios enlaces entre dispositivos para aumentar el ancho de banda. Sin embargo, el protocolo de árbol de expansión (STP), que está habilitado en dispositivos de **capa 2** como switches. Cisco de forma predeterminada, bloqueará enlaces redundantes para evitar bucles de conmutación. Se necesita una tecnología de agregación de enlaces que permita **vínculos redundantes** entre dispositivos que **no serán bloqueados por STP**. Esa tecnología se conoce como EtherChannel.

EtherChannel es una tecnología de agregación de enlaces que **agrupa** varios enlaces físicos Ethernet en un único enlace lógico. Se utiliza para proporcionar tolerancia a fallos, uso compartido de carga, mayor ancho de banda y redundancia entre switches, routers y servidores. La tecnología de EtherChannel hace posible combinar la cantidad de enlaces físicos entre los switches para aumentar la velocidad general de la comunicación switch a switch.

En los inicios, Cisco desarrolló la tecnología EtherChannel como una técnica switch a switch LAN para **agrupar** varios puertos Fast Ethernet o gigabit Ethernet en un único canal lógico. Cuando se configura un EtherChannel, la interfaz virtual resultante se denomina “canal de puertos” (*port channel*). Las interfaces físicas se agrupan en una interfaz de canal de puertos, como se muestra en la figura 2.5.

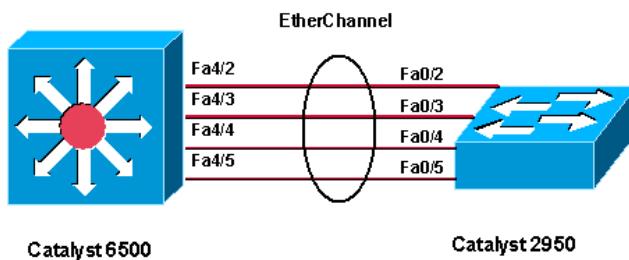


Figure 2.5: Tecnología EtherChannel

2.2.2 Ventajas de EtherChannel

- La mayoría de las tareas de configuración se pueden realizar en la interfaz EtherChannel en lugar de en cada puerto individual, lo que asegura la coherencia de configuración en todos los enlaces.
- EtherChannel depende de los puertos de switch existentes. No es necesario actualizar el enlace a una conexión más rápida y más costosa para tener más ancho de banda.
- El equilibrio de carga ocurre entre los enlaces que forman parte del mismo EtherChannel.
- EtherChannel crea una agregación que se ve como un único enlace lógico. Cuando existen varios grupos EtherChannel entre dos switches, STP puede bloquear uno de los grupos para evitar los bucles de switching. Cuando STP bloquea uno de los enlaces redundantes, bloquea el EtherChannel completo. Esto bloquea todos los puertos que pertenecen a ese enlace EtherChannel. Donde solo existe un único enlace EtherChannel, todos los enlaces físicos en el EtherChannel están activos, ya que STP solo ve un único enlace (lógico).
- EtherChannel proporciona redundancia, ya que el enlace general se ve como una única conexión lógica. Además, la pérdida de un enlace físico dentro del canal no crea ningún cambio en la topología.

2.2.3 Restricciones

- No pueden mezclarse los tipos de interfaz. Por ejemplo, Fast Ethernet y Gigabit Ethernet no se pueden mezclar dentro de un único EtherChannel.
- En la actualidad, cada EtherChannel puede constar de hasta ocho puertos Ethernet configurados de manera compatible. El EtherChannel proporciona un ancho de banda full-duplex de hasta 800 Mbps (Fast EtherChannel) u 8 Gbps (Gigabit EtherChannel) entre un switch y otro switch o host.
- El switch Cisco Catalyst 2960 Layer 2 soporta actualmente hasta seis EtherChannels.
- La configuración de los puertos individuales que forman parte del grupo EtherChannel debe ser coherente en ambos dispositivos. Si los puertos físicos de un lado se configuran como enlaces troncales, los puertos físicos del otro lado también se deben configurar como enlaces troncales dentro de la misma VLAN nativa. Además, todos los puertos en cada enlace EtherChannel se deben configurar como puertos de capa 2.
- Cada EtherChannel tiene una interfaz de canal de puertos lógica, la configuración aplicada a la interfaz de canal de puertos afecta a todas las interfaces físicas que se asignan a esa interfaz.

Protocolos de negociación automática

Los EtherChannels se pueden formar por medio de una negociación con uno de dos protocolos: Port Aggregation Protocol (PAgP) o Link Aggregation Control Protocol (LACP). Estos protocolos permiten que los puertos con características similares formen un canal mediante una negociación dinámica con los switches adyacentes.

2.2.4 Funcionamiento del PAgP

PAgP (pronunciado “Pag - P”) es un protocolo patentado por Cisco que ayuda en la creación automática de enlaces EtherChannel. Cuando se configura un enlace EtherChannel mediante PAgP, se envían paquetes PAgP entre los puertos aptos para EtherChannel para negociar la formación de un canal. Cuando PAgP identifica enlaces Ethernet compatibles, agrupa los enlaces en un EtherChannel. El EtherChannel después se agrega al árbol de expansión como un único puerto.

Cuando se habilita, PAgP también administra el EtherChannel. Los paquetes PAgP se envían cada 30 segundos. PAgP revisa la coherencia de la configuración y administra los enlaces que se agregan, así como las fallas entre dos switches. Cuando se crea un EtherChannel, asegura que todos los puertos tengan el mismo tipo de configuración.

- **Notación 2.2** En EtherChannel, es obligatorio que todos los puertos tengan la misma velocidad, la misma configuración de dúplex y la misma información de VLAN. Cualquier modificación de los puertos después de la creación del canal también modifica a los demás puertos del canal.

2.2.5 PAgP

PAgP ayuda a crear el enlace EtherChannel al detectar la configuración de cada lado y asegurarse de que los enlaces sean compatibles, de modo que se pueda habilitar el enlace EtherChannel cuando sea necesario. Los modos de PAgP de la siguiente manera:

- **Encendido:** Este modo obliga a la interfaz a proporcionar un canal sin PAgP. Las interfaces configuradas en el modo encendido no intercambian paquetes PAgP.
- **PAgP deseable:** Este modo PAgP coloca una interfaz en un estado de negociación activa en el que la interfaz inicia negociaciones con otras interfaces al enviar paquetes PAgP.
- **PAgP auto:** Este modo PAgP coloca una interfaz en un estado de negociación pasiva en el que la interfaz responde a los paquetes PAgP que recibe, pero no inicia la negociación PAgP.

Los modos deben ser compatibles en cada lado. Si se configura un lado en modo automático, se coloca en estado pasivo, a la espera de que el otro lado inicie la negociación del EtherChannel. Si el otro lado se establece en modo automático, la negociación nunca se inicia y no se forma el canal EtherChannel. Si se deshabilitan todos los modos mediante el comando **no** o si no se configura ningún modo, entonces se deshabilita el EtherChannel. El modo *encendido* coloca manualmente la interfaz en un EtherChannel, sin ninguna negociación. Funciona solo si el otro lado también se establece en modo encendido. Si el otro lado se establece para negociar los parámetros a través de PAgP, no se forma ningún EtherChannel, ya que el lado que se establece en modo *encendido* no negocia. El hecho de que no haya negociación entre los dos switches significa que no hay un control, para asegurarse de que todos los enlaces en el EtherChannel terminen del otro lado o de que haya compatibilidad con PAgP en el otro switch.

S1	S2	Establecimiento del canal
On	On	Sí
On	Desirable/Auto	No
Desirable	Desirable	Sí
Desirable	Auto	Sí
Auto	Desirable	Sí
Auto	Auto	No

Table 2.1: Combinación PAgP y el resultado del establecimiento.

2.2.6 LACP

LACP forma parte de una especificación IEEE (802.3ad) que permite agrupar varios puertos físicos para formar un único canal lógico. LACP permite que un switch negocie un grupo automático mediante el envío de paquetes LACP al otro switch. Realiza una función similar a PAgP con EtherChannel de Cisco. Debido a que LACP es un estándar IEEE, se puede usar para facilitar los EtherChannels en entornos de varios proveedores. En los dispositivos de Cisco, se admiten ambos protocolos.

LACP proporciona los mismos beneficios de negociación que PAgP. LACP ayuda a crear el enlace EtherChannel al detectar la configuración de cada lado y al asegurarse de que sean compatibles, de modo que se pueda habilitar el enlace EtherChannel cuando sea necesario. Los modos para LACP son los siguientes:

- **On:** Este modo obliga a la interfaz a proporcionar un canal sin LACP. Las interfaces configuradas en el modo encendido no intercambian paquetes LACP.
- **LACP active:** Este modo de LACP coloca un puerto en estado de negociación activa. En este estado, el puerto inicia negociaciones con otros puertos mediante el envío de paquetes LACP.
- **LACP passive:** Este modo de LACP coloca un puerto en estado de negociación pasiva. En este estado, el puerto responde a los paquetes LACP que recibe, pero no inicia la negociación de paquetes LACP.

S1	S2	Establecimiento del canal
On	On	Sí
On	Active/Passive	No
Active	Active	Sí
Active	Passive	Sí
Passive	Active	Sí
Passive	Passive	No

Table 2.2: Diversas combinaciones de modos LACP en S1 y S2 y el resultado resultante del establecimiento de canales.

2.2.7 Pautas y restricciones para la configuración

- **EtherChannel support:** Todas las interfaces Ethernet deben admitir EtherChannel, sin necesidad de que las interfaces sean físicamente contiguas
- **Speed and duplex:** Configure todas las interfaces en un EtherChannel para que funcionen a la misma velocidad y en el mismo modo dúplex.

- **VLAN match:** Todas las interfaces en el grupo EtherChannel se deben asignar a la misma VLAN o se deben configurar como enlace troncal (mostrado en la figura).
- **Rango de VLAN:** Un EtherChannel admite el mismo rango permitido de VLAN en todas las interfaces de un EtherChannel de enlace troncal. Si el rango permitido de VLAN no es el mismo, las interfaces no forman un EtherChannel, incluso si se establecen en modo auto o deseable .

Control Adaptativo Moderno

3	Unidad I	42
3.1	CADe Simu	42

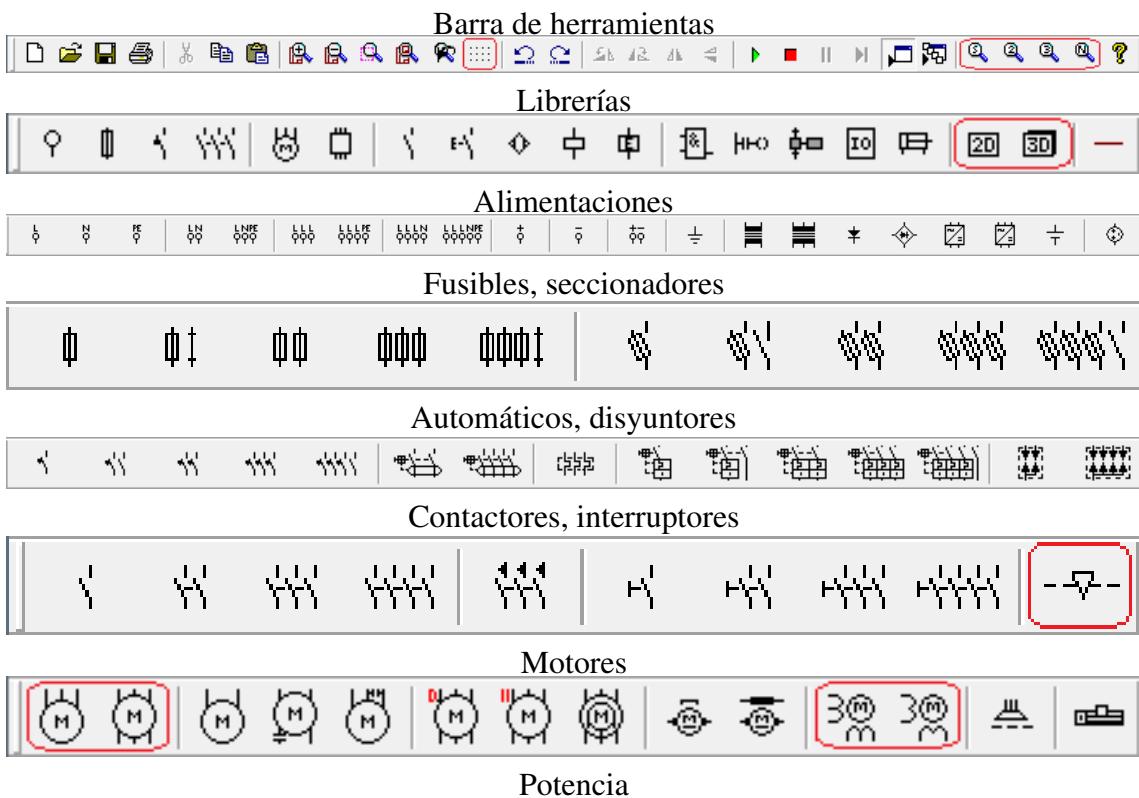
3. Unidad I

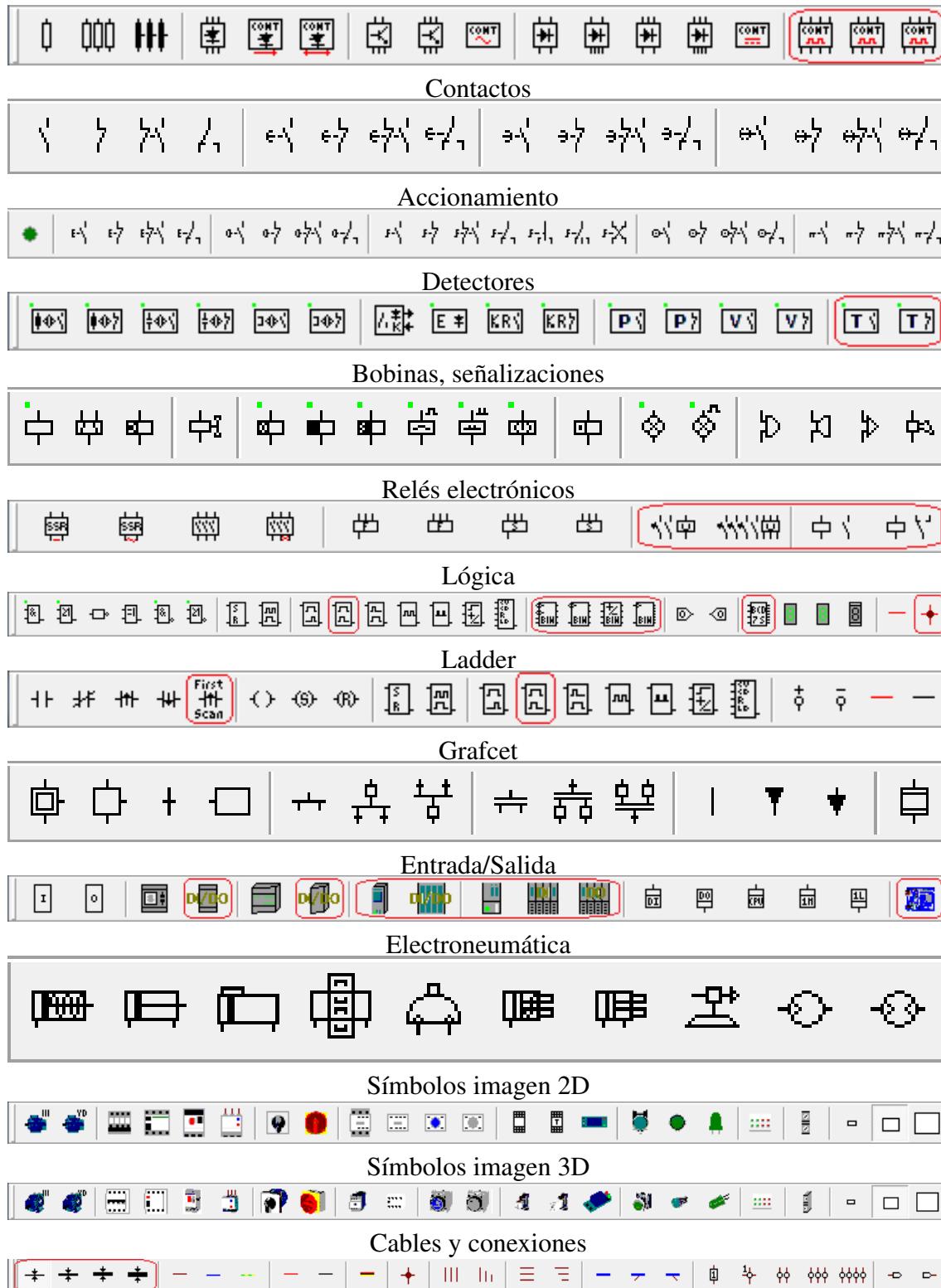
3.1 CADe Simu

CADe SIMU es un programa de CAD electrotécnico que permite insertar los distintos símbolos organizados en librerías y trazar un esquema eléctrico de una forma fácil y rápida para posteriormente realizar la simulación.

El programa en modo simulación visualiza el estado de cada componente eléctrico cuando esta activado al igual que resalta los conductores eléctricos sometidos al paso de una corriente eléctrica.

3.1.1 Paneles





■ **Notación 3.1** La clave del CADe Simu es 4962 y del PC Simu es 9966.

3.1.2 Simulaciones

Para poder realizar circuitos en CADe Simu, necesitamos tener en cuenta los siguientes pasos:

1. Realizar el esquema insertando los componentes eléctricos.

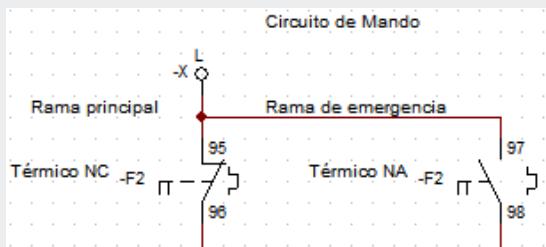
2. Los distintos componentes siempre se tendrán que conectar a través del distinto cableado, NO se pueden conectar los distintos componentes de forma directa sin el cableado.
3. En un circuito eléctrico se tiene que partir siempre de una alimentación pudiendo ser de corriente continua o corriente alterna. La librería de alimentaciones permite seleccionar una gran variedad de símbolos de alimentación.
4. Durante la simulación se realiza una comprobación de la existencia tanto de cortocircuitos y de conexiones a masa. Si se produce uno de estos errores la simulación se para y se nos advierte con el correspondiente mensaje.
5. En un esquema los distintos símbolos de un mismo componente tienen que tener el mismo nombre y no se puede repetir con símbolos de otros componentes.

Ejemplo 3.1 — Arranque de motor trifásico con sistema de parada de emergencia. Nos piden diseñar un arranque de motor trifásico con botones de Start y Stop, además que tenga un sistema de protección si el motor se sobre carga.

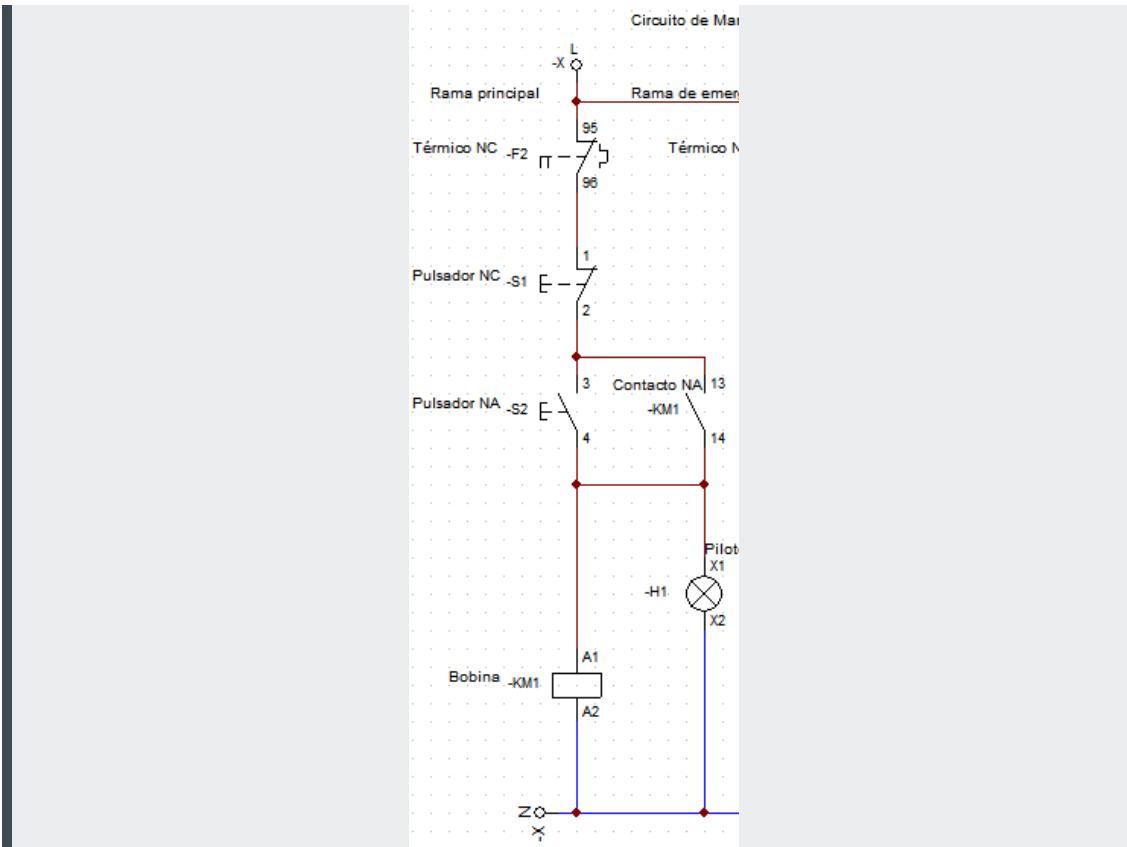
Solución

Círculo de mando:

Empezamos con dos relés térmicos: NA (normalmente abierto) y NC (normalmente cerrado). Estos van a actuar al mismo tiempo, por eso les ponemos el mismo nombre: -F2. Con esta configuración podemos desviar la corriente de la rama principal, en la cual irá el circuito de arranque, de la rama de emergencia.

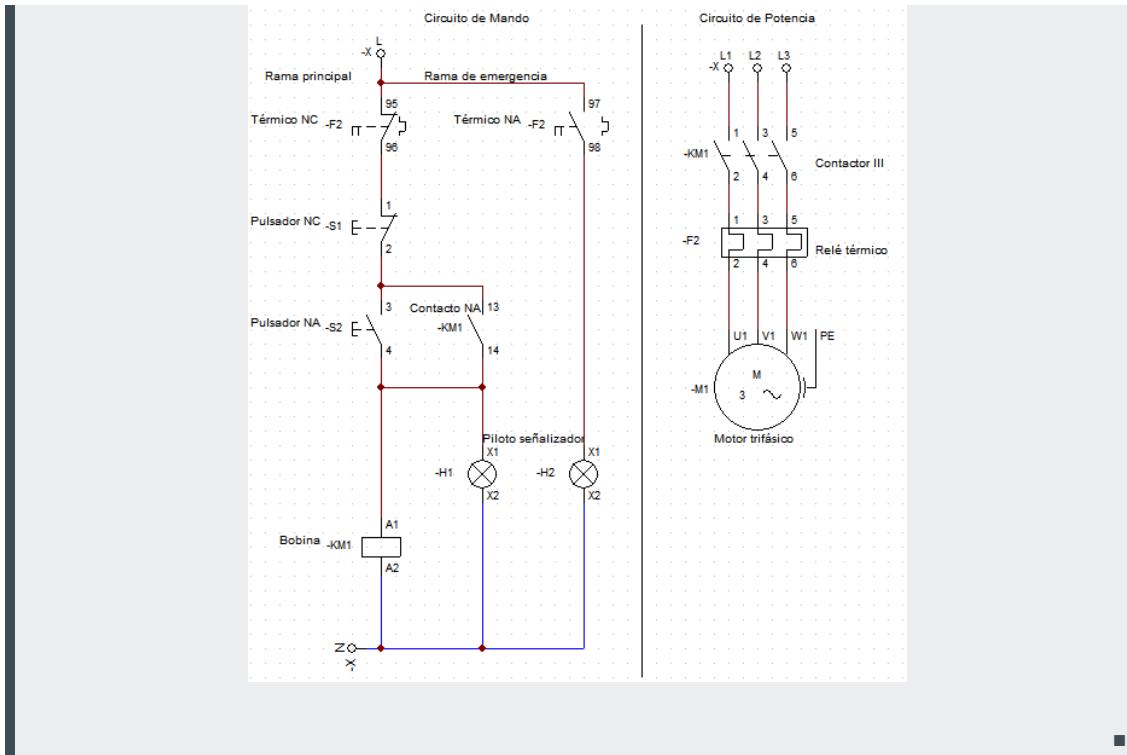


En la **rama principal** pondremos un pulsador NC con el nombre -S1. Colocamos un NC pues inicialmente la corriente debe fluir hacia debajo de este. Si accionamos el pulsador -S1, este se abrirá y hará que el circuito por debajo de este deje de energizarse: Esto nos servirá como interruptor de apagado. Seguidamente pondremos en paralelo un pulsador NA con el nombre -S2 y un contacto NA con el nombre -KM1. Este contacto se activará al pulsar -S2. Lo sé, no tienen el mismo nombre pero haremos que funcione con una “memoria”. La “memoria” va ser reemplazada por una bobina que se encuentra en serie del pulsador -S2. Añadiremos un piloto señalizador verde que nos indique que el motor está funcionando.



Resumiendo hasta ahora: el térmico $-F2$ y el pulsador $-S1$ harán pasar la corriente hasta $-S2$. Si este último se presiona, cargará la bobina y este a su vez mantendrá activado el contacto $-KM1$, además se encenderá el piloto $-H1$.

En la **rama de emergencia**, el térmico NA $-F2$ se cerrará cuando el térmico NC $-F2$ se abra, en otras palabras cuando exista una emergencia, la corriente se desviará completamente de la rama principal a la rama de emergencia. En esta rama pondremos solo un piloto rojo a manera de indicar que ha sucedido un problema: piloto rojo $-H2$. **Circuito de potencia:** Poniendo de antemano la alimentación en fase correspondiente pondremos un contactor III con el nombre $-KM1$. Cuando se active la bobina, este mantendrá el piloto $-H1$ activado y también el motor. Seguidamente pondremos un relé térmico $-F2$. Esté será el encargado de activar los térmicos $-F2$ de emergencia. Finalmente colocamos el motor.



R Recuerda, para alimentación Fase necesitas **cable fase** y alimentación Neutro necesitas **cable neutro**.

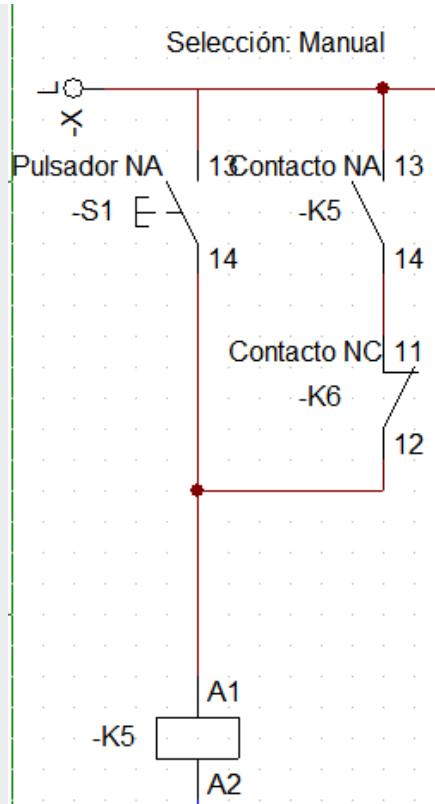
Ejemplo 3.2 — Realizar dos fajas transportadoras con modo Manual y Automático. Se requiere dos fajas transportadoras que funcionen de dos modos:

- **Manual:** Botón de encendido que empiece la marcha de las fajas y motor de detención para detener todo.
- **Automático:** Si se detecta un objeto al inicio de la faja, que empiece a funcionar.

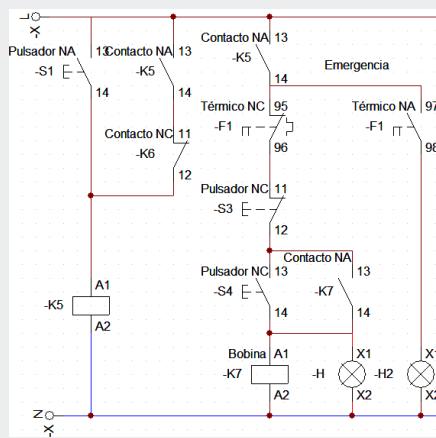
Solución:

Circuito de Mando:

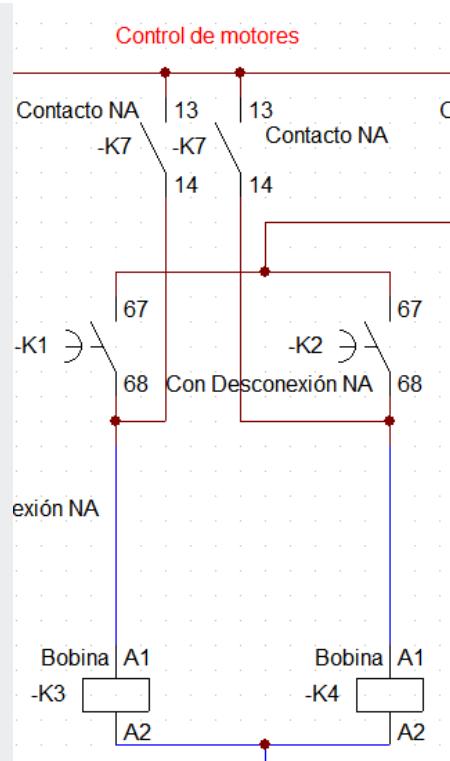
Tomaremos parte del circuito del anterior ejemplo. Empecemos con el modo **manual**, habrá un botón para poder entrar a este modo al igual que con el modo automático. Al ser un “menú”, tenemos que usar pulsadores NA (solo se activarán cuando nosotros lo presionemos). Cuando se presione este pulsador -S1, vamos a guardar su estado usando la bobina -K5, a su vez esta bobina -K5 mantendrá activo el contacto NA -K5. Estamos usando también un contacto NC -K6 para apagar este modo manual. Más tarde veremos como lo usaremos:



Cuando la energía llegué a $-K5$ indica que el modo manual ha sido activado, es por esta razón que procedemos a activar los motores. Al igual que el ejemplo anterior, tendremos una rama (principal) de control y la otra de emergencia. Para este paso no vamos a explicar pues el mismo funcionamiento, la única diferencia es que tanto el rama de control como la de emergencia esta siendo activo solo si el contacto NA $-K5$ se cierra, y eso sucede cuando el seleccionamos modo manual. En este ejercicio el pulsador $-S3$ representa **stop** y el pulsador $-S4$ representa **start**:

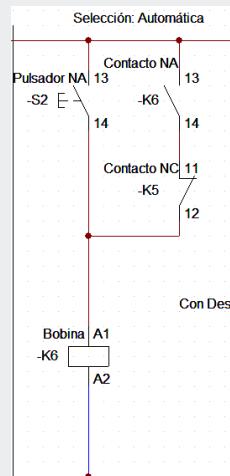


Finalmente, la bobina $-K7$ encenderá los contactos NA $-K7$, que a su vez energizarán las bobinas de los motores.

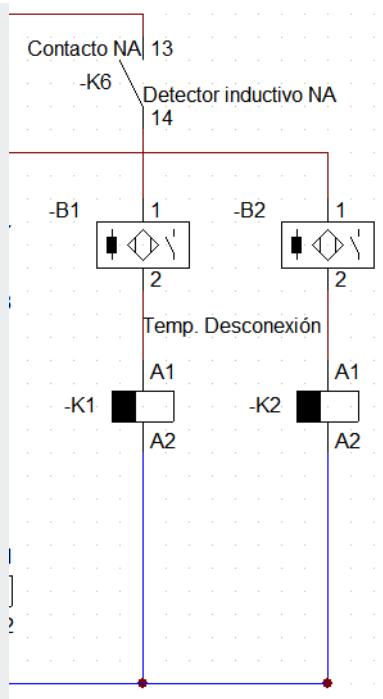


Modo Automático

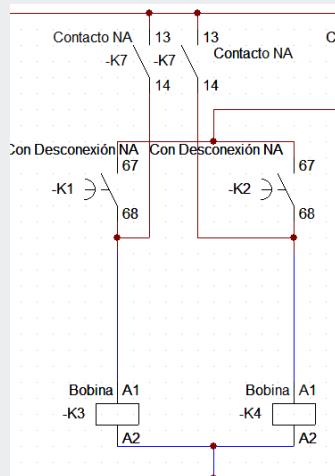
Para la selección de este modo es muy similar al anterior, nota que aquí estamos haciendo uso del contacto NC -K6, este contacto nos ayuda a apagar el otro modo, es decir, si se selecciona el modo manual, el modo automático se apaga y viceversa.



Cuando se seleccione el modo auto, el contacto -K6 se encenderá ayudado por la bobina -K6. Este contacto -K6 activará los detectores inductivos NA -B1 y -B2.

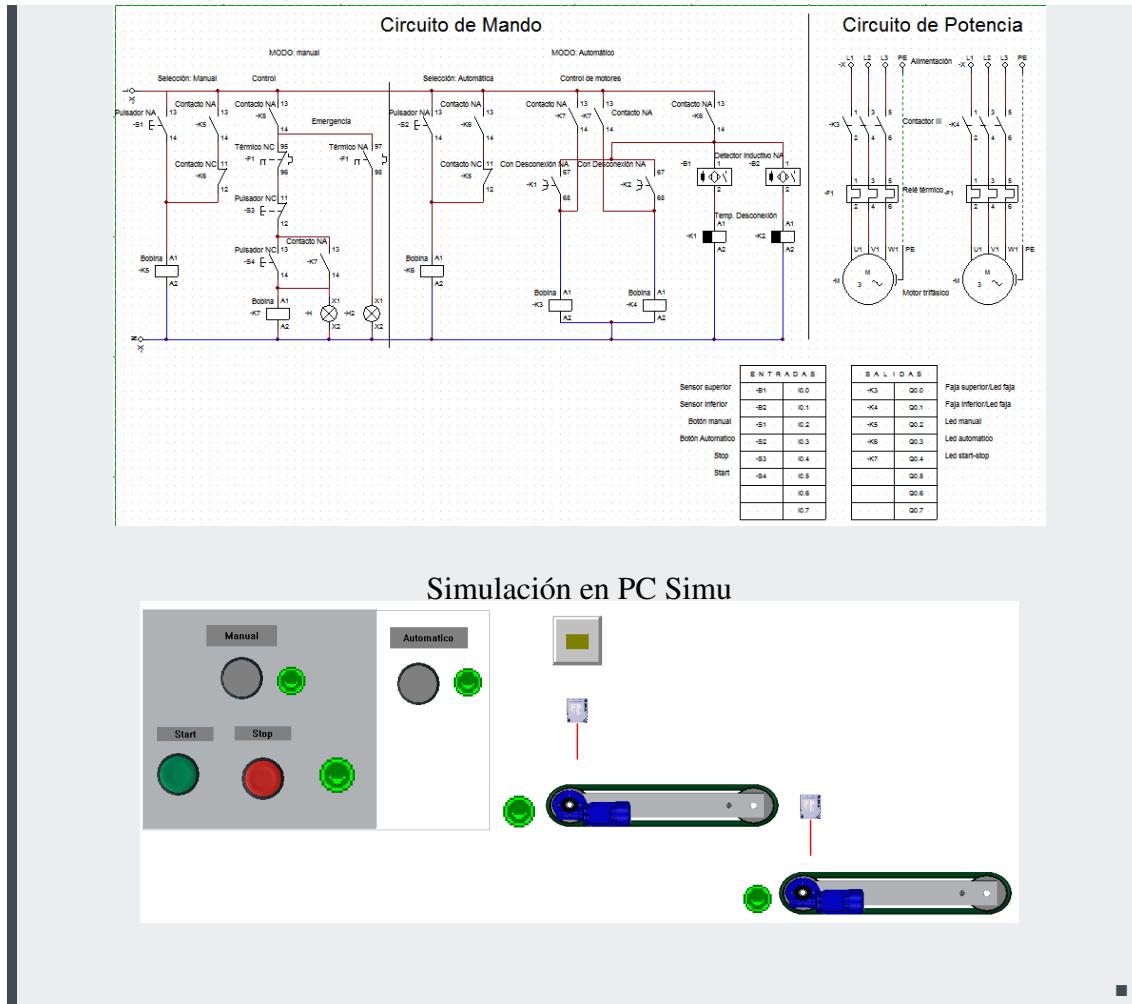


Esto quiere decir que los detectores no dejarán pasar energía a no ser que detecten algo, es ahí cuando se cierran y se activarán los temporizadores, el temporizador a su vez cierra el contacto desconexión NA $-K1$ energizando la bobina del motor $-K3$.



$-K1$ estará encendido durante 3 seg (se configura en el temporizador de desconexión), pasado ese tiempo $-K1$ se desconecta apagando el motor. El proceso es exactamente lo mismo para el detector inductor $-B2$. La parte de los motores es la misma que el ejemplo anterior.

Circuito en CADe Simu



3.1.3 Ladder

Ladder es escalera en inglés. El nombre por lo tanto recuerda que este lenguaje de programación se programa mediante símbolos gráficos y en diferentes segmentos. Como en las escaleras, en cada segmento (o escalón), programamos las diferentes sentencias de la lógica. Al lenguaje Ladder también se le conoce como diagrama de contactos, puesto que realmente programamos mediante contactos eléctricos que, unidos, terminan formando una sentencia lógica.

Ladder es uno de los diferentes lenguajes de programación para los controladores lógicos programables (PLCs) estandarizados con IEC 61131-3. En Ladder, la energía se desplaza de izquierda a derecha en lugar de arriba hacia abajo como en los esquemas eléctricos. En un circuito típico aparecen los contactos en la parte izquierda y una bobina en la parte derecha. La lógica de control que representa dicho circuito puede verse como una inferencia lógica que tiene como antecedente la lógica de los contactos y como concluyente la bobina.

Para programar un autómata con Ladder, además de estar familiarizado con las reglas de los circuitos de conmutación, (también denominada Lógica de Contactos), es necesario conocer cada uno de los elementos de que consta este lenguaje. A continuación se describen de modo general los más comunes (Fig. 3.1)

- **Contacto normalmente abierto (E1):** si la variable asociada E1 vale '0', el contacto permanece abierto, y si vale '1' se cierra.

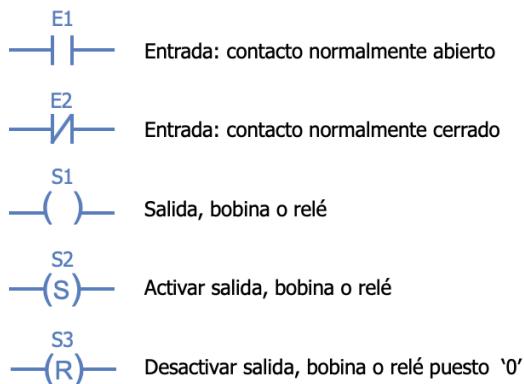


Figure 3.1: Elementos básicos de Ladder.

- **Contacto normalmente cerrado (E2)**: si la variable asociada E1 vale ‘1’, el contacto permanece abierto, y si vale ‘0’ se cierra.
 - **Salida, bobina o relé (S1)**: la variable asociada S1 tomará el valor de la variable (o combinación de variables) que esté a su entrada (punto de conexión del lado izquierdo). También se puede enclavar o desenclavar, indicándolo con una S o R como se indica en los casos de S2 y S3.
- **Notación 3.2** Una bobina normal puede verse como una asignación del valor lógico conectado a su izquierda. Por contra, una bobina de enclavamiento (S / R) se activa de la misma manera que la bobina anterior, pero retiene el valor (‘1’ / ‘0’) aunque el valor lógico conectado a su izquierda pase a ‘0’.

3.1.3.1 Compuertas lógicas

Se pueden implementar funciones lógicas de forma sencilla. Por ejemplo, en la figura siguiente (Fig. 3.2) se implementa un función AND y una OR.

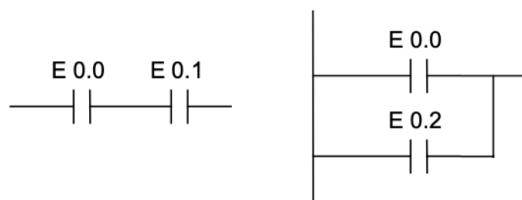


Figure 3.2: Elementos básicos de Ladder.

A manera de explicar el lenguaje Ladder, vamos a arrancar un motor trifásico usando para ello un PLC LOGO¹; vamos a tener 3 botones de control: *Start*, *Stop* y uno auxiliar (puede ser de emergencia). En el PLC hacemos la conexión **Alimentación Fase** y **Alimentación Neutro**. Del positivo debemos tener las siguientes conexiones:

- P1: Conexión directa.
- I1: Conexión por un pulsador NA.
- I2: Conexión por un pulsador NA.

¹Disponible en la pestaña *Entrada/Salida>Módulo Lógico*

- I3: Conexión por un pulsador NA.
- Q1-1: Conexión directa.
- Q2-1: Conexión directa.

El diagrama nos debe quedar como la figura 3.3

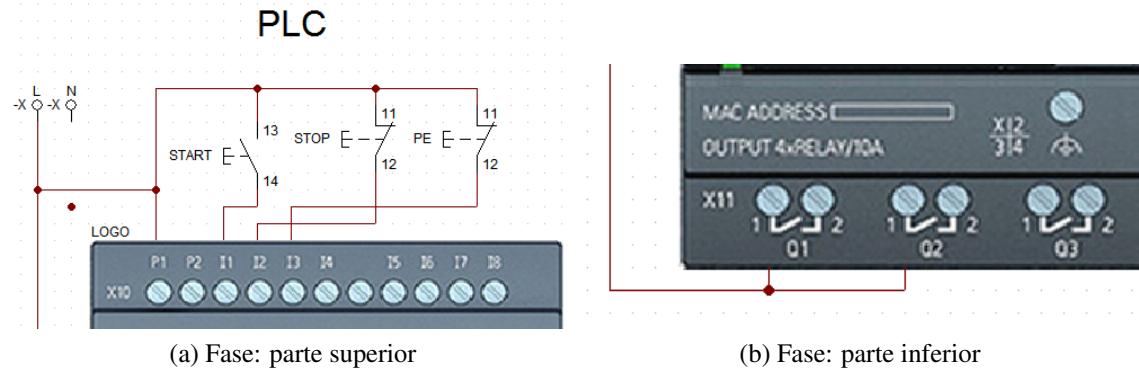


Figure 3.3: Conexión fase.

Usando la alimentación neutra conectaremos la siguiente manera:

- P2: Conexión directa.
- Q1-2: A la salida de una bobina, esta bobina debe tener el mismo nombres que los contactores III del motor.

El resultado del PLC debe ser como la figura 3.4.

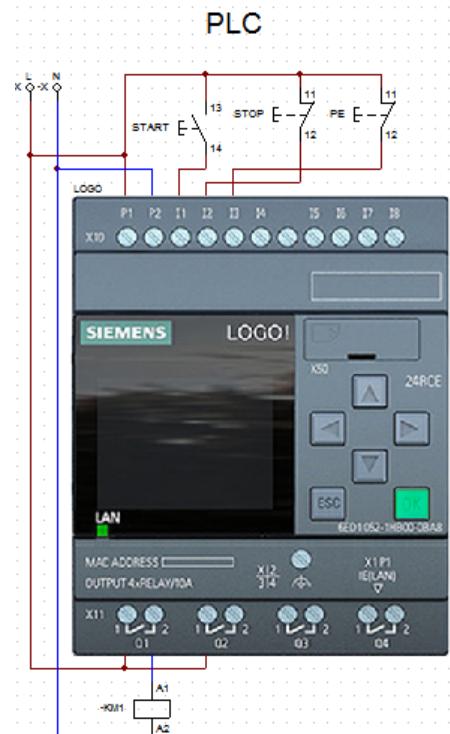


Figure 3.4: Conexión PLC

Recordando la Fig. 3.2, más en específico usaremos la compuerta OR: es necesario que una de las entradas se active para que las energice lo demás. Empezamos colocando

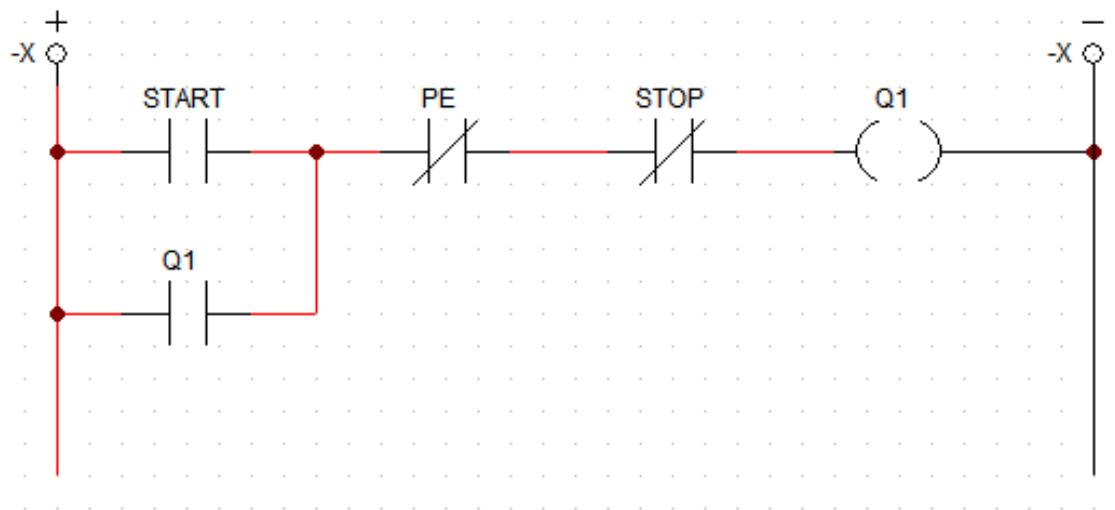


Figure 3.5: Diagrama Ladder.

Alimentación + y Alimentación -. Configuramos la compuerta OR: la primera entrada/contacto que se cierre con el pulsador *START* ó que se cierre con *Q1* (*Q1* va ser configurada luego como una retro-activación). Después de la compuerta OR vamos a tener contactos NC para que dejen pasar la energía inicialmente; estos serán *PE* y *STOP*. Al final de esta rama colocaremos una bobina *Q1*, la que servirá como retroalimentación. (Fig. 3.5) **Funcionamiento:** Para que el motor pueda arrancar, necesitamos activar el pulsador *START* para que la bobina *Q1* se active y a su vez active el contacto *Q1* para que se quede “enganchado”. Esto se quedará enganchado hasta que los contactos NC se abran, esto solo pasará cuando los pulsadores *STOP* y *PE* se active, esto ocasionará que los contactos se abran y se interrumpa el circuito. El circuito final se gráfica en la figura 3.6.

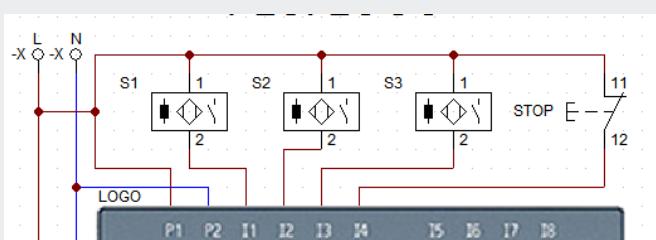


Para PLC necesitas cable fase y cable neutro. Para ladder necesitas cable negativo y cable negativo.

Ejemplo 3.3 — Diseñe una faja transportadora con el PLC LOGO, sensores y tenga apagado automático. Para este proyecto se usaremos parte de encender un motor con ladder explicado anteriormente.

PLC:

Empezamos cambiando las entradas del PLC, esta vez no contaremos con pulsadores, al ser automático usaremos **sensores inductivos NA** (etiquetados con *S1*, *S2* y *S3*) y un pulsador de detención *STOP*.



No te olvides de energizar el PLC.

Por la parte inferior del PLC, conectaremos dos bobinas para cada motor, pues son dos

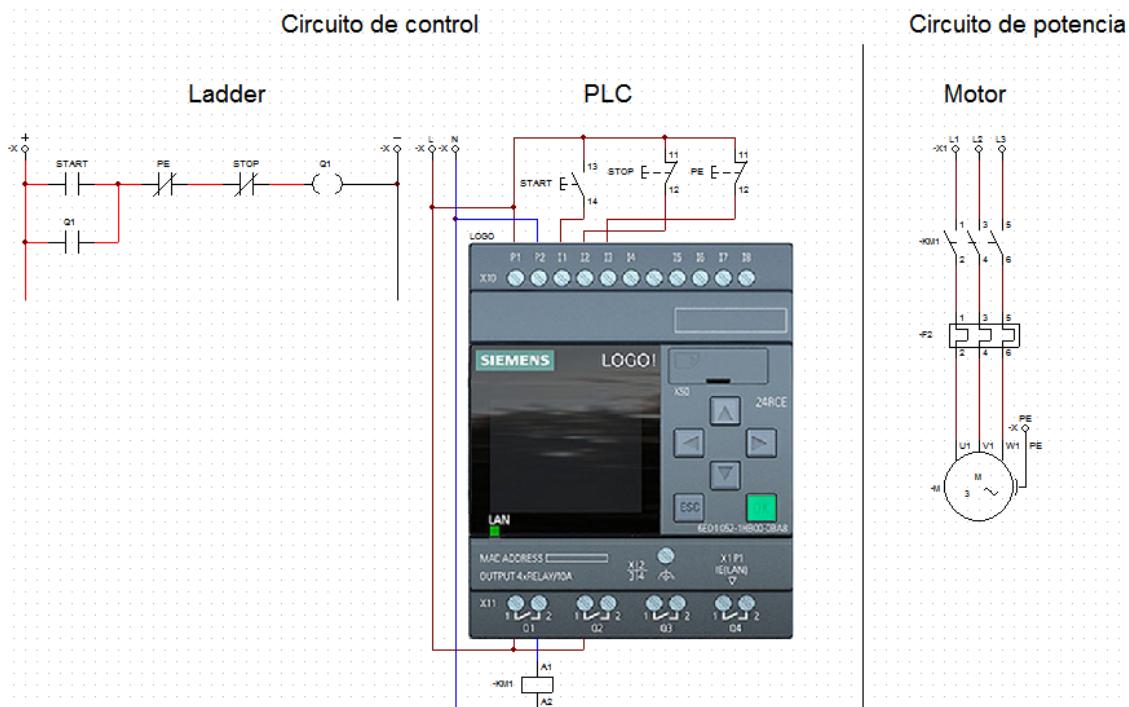
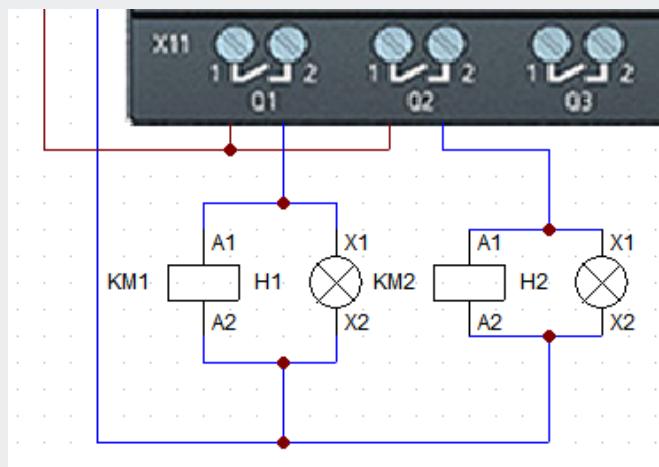


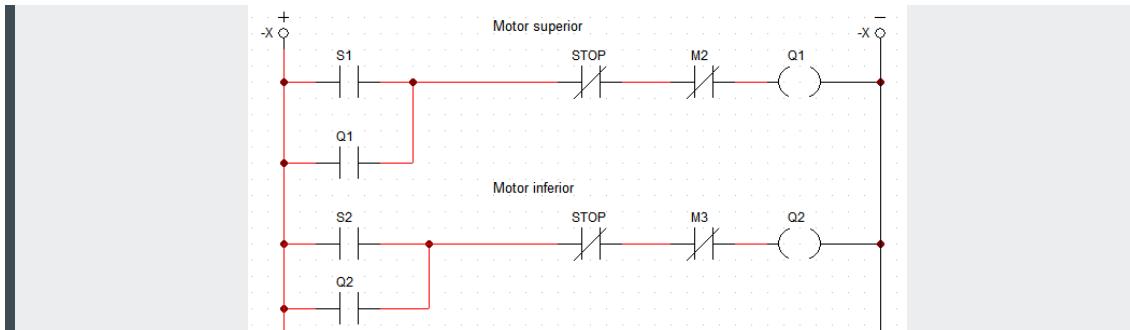
Figure 3.6: Resultado final motor y PLC LOGO.

motores, y en paralelo colocaremos pilotos. No es recomendable colocarlos en serie.



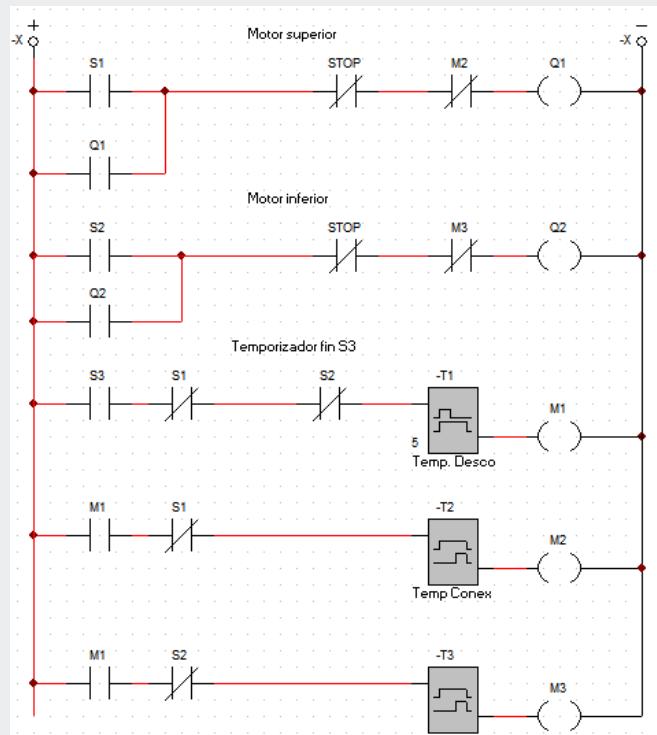
Ladder:

Para ladder vamos a usar el mismo mecanismo de accionamiento del motor visto antes, en este ejemplo usaremos dos “memorias” (M_2 y M_3) NC.



¿Por qué las memorias? Necesitamos que tenga un apagado automático, es decir, cuando el sensor de inicio de carrera (*S1* y *S2*) de ambas fajas no detecte material y el sensor de fin carrera (*S3*) detecte que es último material, debe pasar cierto tiempo y que se apague ambas bajas.

Esto lo haremos estableciendo el sensor *S3* como normalmente abierto, y en la misma rama contactos NC de *S1* y *S2*, de esta manera cuando el sensor *S3* detecte material y los sensores *S1* y *S2* NO detecten nada, activará el **temporizador de desconexión -T1** (5 seg). El temporizador mantendrá la energía hasta pasado un tiempo, luego de ello se apagará. Si se activa *M1* y el sensor *S1* no detecta nada, esta última rama activará el **temporizador de conexión**, que pasado un tiempo (15 seg), activará la bobina *M2*, si esta se activa apagará el motor 1. Lo mismo pasará con la última rama. Si no detectan nada en sus respectivos sensores y *M1* ha sido activado confirmando que todos los sensores no detectan nada, procede a abrir los contactos *M2* y *M3* para apagar motores.



■

Software de telecomunicaciones

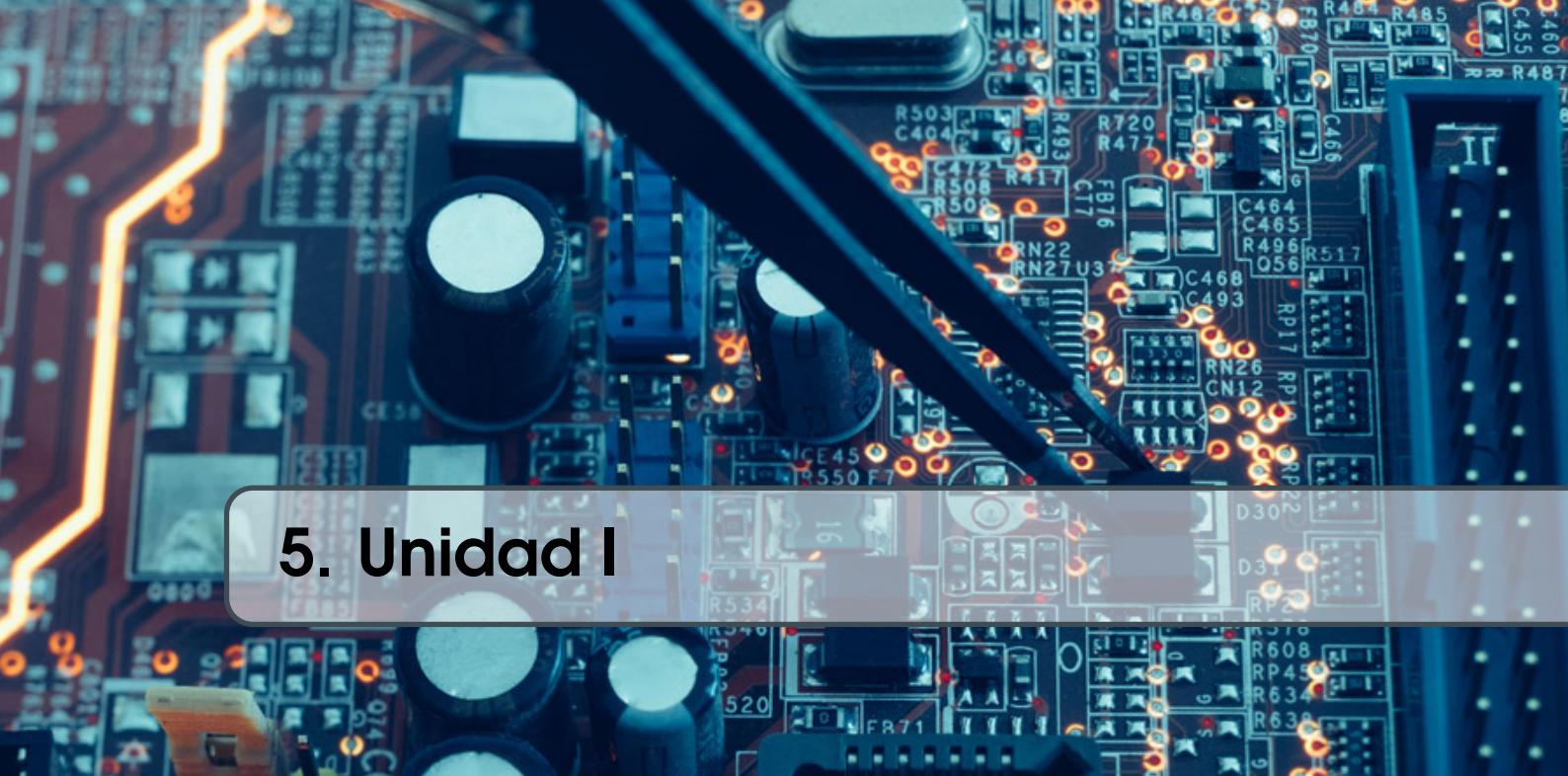




4. Unidad I

Microelectrónica en radiofrecuencia

5	Unidad I	59
5.1	Ondas electromagnéticas	59
5.2	Distorsión	62



5. Unidad I

5.1 Ondas electromagnéticas

Las ecuaciones de Maxwell, propuestas por primera vez por James Clerk Maxwell, reúnen las leyes experimentales de la electricidad y el magnetismo. Estas ecuaciones desempeñan en el electromagnetismo un papel análogo, a las leyes de Newton en la Mecánica. Con estas ecuaciones Maxwell pudo demostrar la existencia de las ondas electromagnéticas. Estas ondas electromagnéticas son originadas por cargas eléctricas aceleradas y fueron producidas por primera vez en el laboratorio por Heinrich Hertz en 1887. Maxwell mostró que la velocidad de las ondas electromagnéticas en el **espacio vacío** es:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (5.1)$$

En otro medio es:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.2)$$

Los campos E y B de la OEM son **perpendiculares** entre sí. Ambos son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda (onda transversal). Las magnitudes de E y B están en fase y se relacionan por la expresión:

$$E = c \cdot B$$

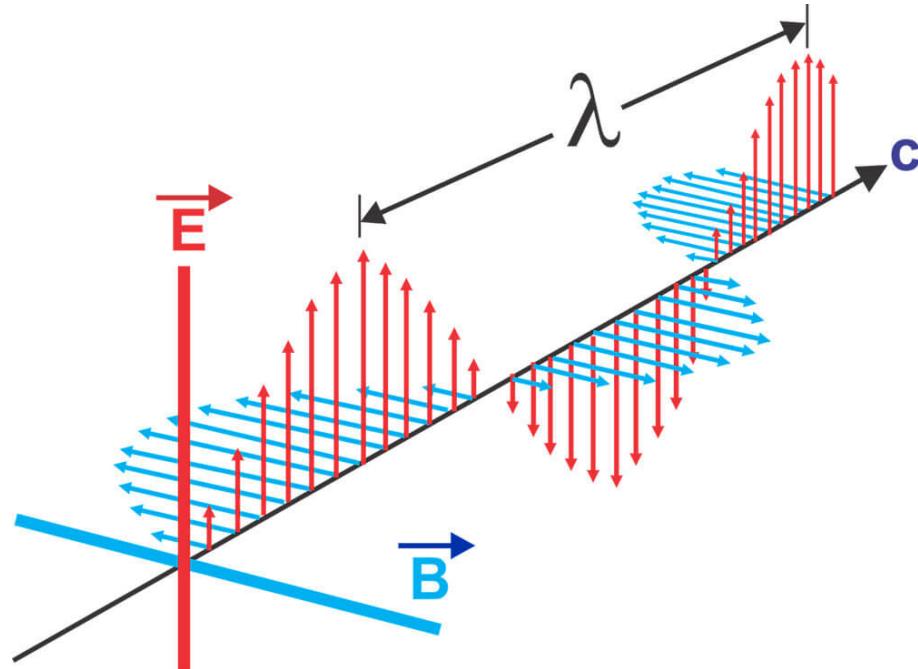


Figure 5.1: Ondas electromagnéticas

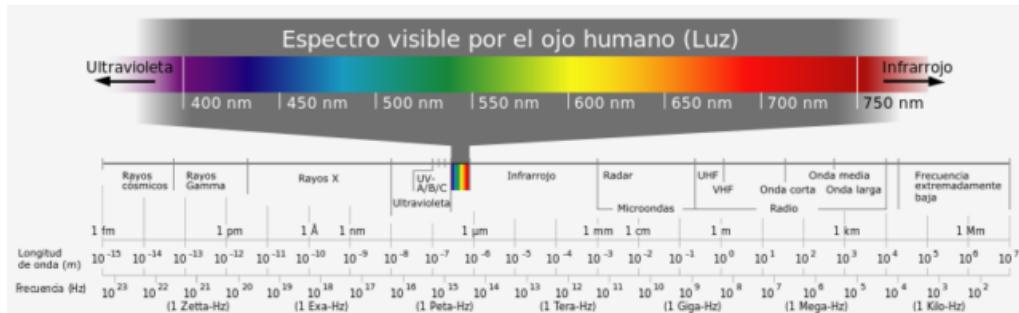


Figure 5.2: Espectro electromagnético

Las ondas electromagnéticas se presentan cuando se aceleran las cargas eléctricas. Las antenas deben tener ciertas impedancias, en esto es importante el tamaño de las antenas para evitar ROE, es por eso el tamaño de las antenas deben estar en resonancia con la longitud de onda. Para este curso, trabajaremos con frecuencias desde $\times 10^3$ – $\times 10^6$ Hz aproximadamente. Altas frecuencias ya estaríamos hablando de microondas.

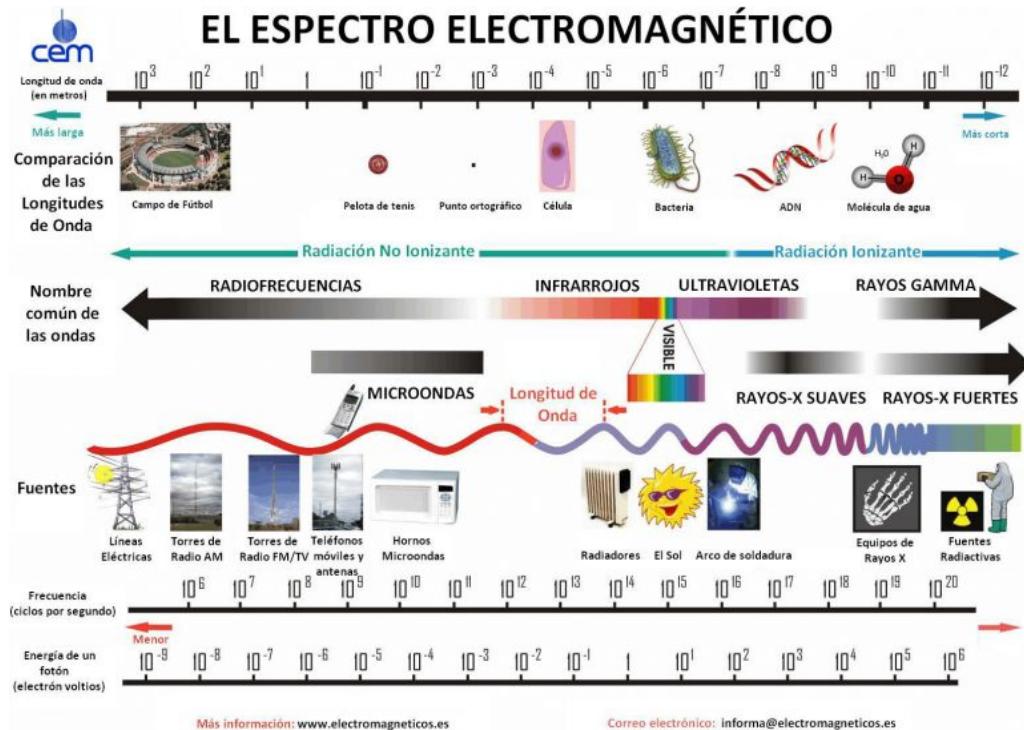


Figure 5.3: Espectro electromagnético con ejemplos.

Infrarojos

La radiación infrarroja (IR) es una radiación electromagnética cuya longitud de onda comprende desde los 760-780 nm, limitando con el color rojo en la zona visible del espectro, hasta los 10.000 o 15.000 nm (según autores), limitando con las microondas.

Ultravioleta

Se denomina radiación ultravioleta o radiación UV a la radiación electromagnética cuya longitud de onda está comprendida aproximadamente entre los 100 nm (100×10^{-9} m) y los 400 nm (400×10^{-9} m). Su nombre proviene del hecho de que su rango empieza desde longitudes de onda más cortas de lo que el ojo humano identifica como luz violeta, pero dicha luz o longitud de onda, es invisible al ojo humano al estar por encima del espectro visible. Esta radiación es parte integrante de los rayos solares y produce varios efectos en la salud al ser una radiación entre no-ionizante e ionizante.

Rayos X

Los rayos X son ondas de energía extremadamente alta con longitudes de onda entre 0.03 y 3 nanómetros, no mucho más largas que un átomo. Los rayos X son emitidos por fuentes que producen temperaturas muy altas como la corona del sol, que es mucho más caliente que la superficie.

Rayos gamma

Rayos gamma. Longitud de onda igual o menor a $\times 10^{-17}$ m. Frecuencia igual o superior a $\times 10^{25}$ Hz. La región de los rayos gamma del espectro electromagnético se solapa con la de los rayos X. La radiación gamma es producto principalmente de los núcleos

inestables de materiales radiactivos artificiales y naturales. También son un componente de la llamada radiación cósmica, radiación que baña la Tierra procedente del espacio exterior. Son rayos muy penetrantes y producen daños serios si son absorbidos por tejidos vivos. En consecuencia, quienes trabajan cerca de este tipo de radiación peligrosa, deben estar protegidos con materiales de gran absorción, como gruesas capas de plomo.

5.2 Distorsión

Tengamos un sistema donde la respuesta ideal es $x(t)$, en realidad no se obtendrá esa señal, por el contrario, obtendremos $y(t)$, esta señal no es la ideal pues puede haberse visto alterada por distintos factores. Se define el error como:

$$e(t) = y(t) - x(t) \quad (5.3)$$

Con esto en mente, podemos definir la distorsión como:

Definición 5.1 — Distorsión. Es cualquier cambio en una señal que altera su forma de onda básica (en el dominio del tiempo) o bien, altera la relación entre sus componentes espectrales (dominio de la frecuencia). La distorsión puede ser del tipo **lineal** o del tipo **no lineal**. Relación de las potencias medias del error y de la señal.

$$D = \frac{\langle e^2(t) \rangle}{\langle y^2(t) \rangle} = \frac{P_e}{P_y} \quad (5.4)$$

Donde:

- $e(t)$: Error.
- $y(t)$: Señal obtenida.
- P_e : Potencia del error. (W)
- P_y : Potencia de la señal recibida. (W)

La distorsión nace de los elementos reales: transmisor, línea de transmisión, antenas, etc. La distorsión no solo afecta la amplitud, puede afectar fase, información dada, etc.

5.2.1 Distorsión lineal

Una distorsión es lineal cuando la respuesta en frecuencia del circuito que trata a dicha señal no es de una amplitud constante, o cuando se producen variaciones de fase en dicha señal. En otras palabras, una distorsión lineal provoca el mismo porcentaje de error en una señal grande que en una pequeña.

Existen distorsión de amplitud en la conversión de FM-AM por ejemplo. Ecos y reflexiones múltiples, los rebotes o propagación con trayectoria.

En un canal sin distorsión, supongamos que tenemos la siguiente señal:

$$y(t) = G \cdot x(t - \tau)$$

Tenemos un desfase en τ . Nuestra respuesta es lineal e invariante con el tiempo; en amplitud es constante con ω y la respuesta en fase es lineal con ω .

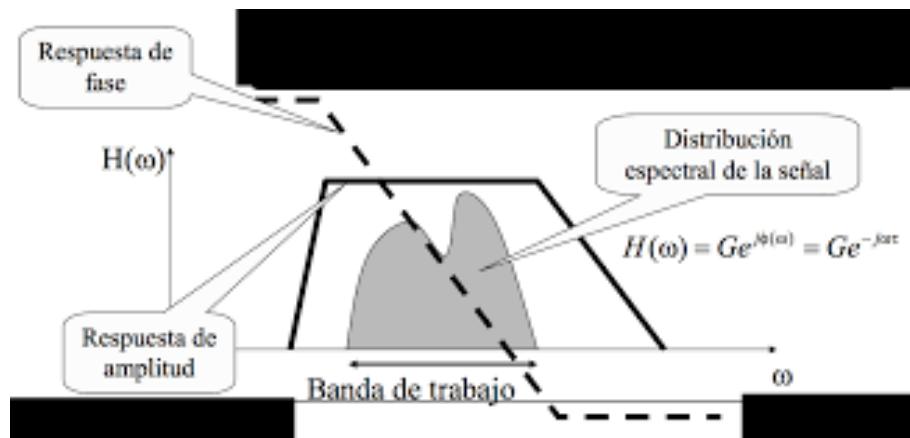


Figure 5.4: Canal de distorsión.

En una **distorsión de amplitud**, la respuesta espectral varía en amplitud con la frecuencia, la modulación PM/FM genera una modulación AM.

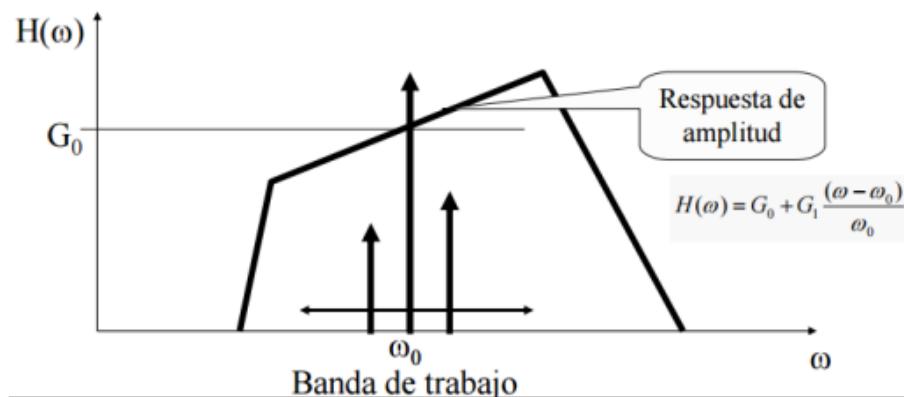


Figure 5.5: Distorsión en FM-AM.

Para **distorsión de fase**,

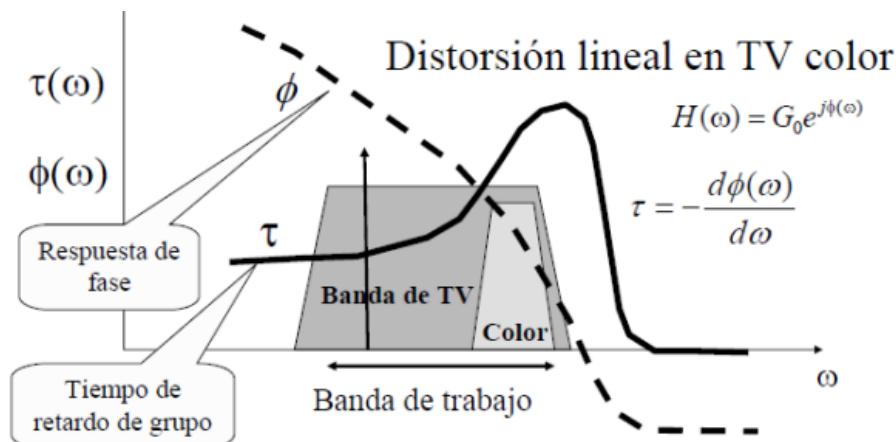


Figure 5.6: Distorsión de fase: retardo no uniforme.

Distorsión lineal por ecos

Ecos y reflexiones múltiples

En la actualidad existen n portadoras de donde sea (artificiales y naturales), para un sistema OFDM, nuestra señal es dividida en pedazos pequeños o portadoras desfasadas, que hacen que reboten en distintos puntos antes de llegar al receptor. El objetivo es evitar que la toda la información se pierda por perdida de línea.

Distorsión por ecos

Las señales que se retardan pueden sumarse a la fundamental, estos pueden ser causadas por ecos, es decir tienen la misma información pero están corridas en el tiempo, esto produce respuestas en amplitud y fase ondulada. Para resolver este problema usamos un ecualizador para cancelar ecos.

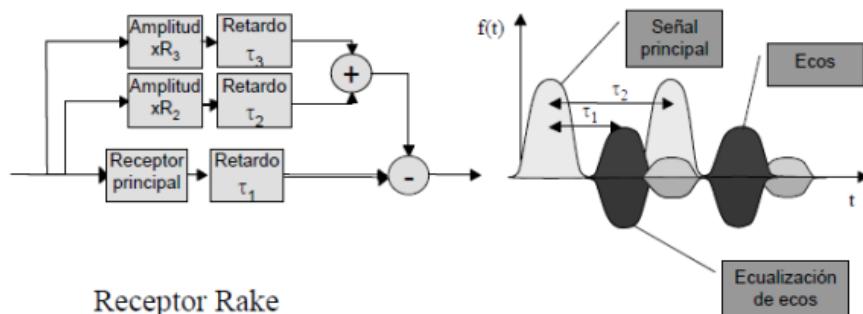


Figure 5.7: Cancelar ecos: receptor Rake.

Si hay llegado múltiples portadoras, habrá un amplificador para ajustar la amplitud a la llegada, luego de ellos se les añadirá un retardo ajustable (aparte del retardo con el que llegó la señal) hasta que los retardos de las portadoras coincidan con un múltiplo del receptor principal. Finalmente resta la señal a la señal principal (Fundamentos del receptor Rake).

Ejemplo 5.1 — Considere un sistema formado por un transmisor de TV analógica y una antena unidos por un cable coaxial, que consideramos sin pérdidas, de 150m de longitud y lleno de un dieléctrico de constante dieléctrica $\epsilon = 2$. La señal de televisión está formada por una portadora de 600 MHz con una banda de modulación de 7.5 MHz. El coeficiente de reflexión a la salida del transmisor es de -10dB, y por un fallo en la conexión a la antena se produce una reflexión a su entrada de -5dB.. Determinando el retardo de la señal a lo largo del cable:

Para el cable coaxial (que no es el vacío), el modo TEM, la velocidad de propagación usando la ecuación 5.2 es:

$$v = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon}} = 212 \times 10^6 \text{ m/s}$$

Usando la ecuación del tiempo en función de la longitud:

$$\tau = \frac{150m}{212 \times 10^6 m/s} = 707.5ns$$

Este retardo nos servirá solo si tenemos una medida con quien comparar, de lo contrario es imperceptible. **¿Cuál será la amplitud de la señal reflejada en ambos extremos respecto de la señal directa?**

Aproximadamente, y si la reflexión es pequeña, el eco generado por reflexión tiene una relación de amplitud y fase en tensión con la señal directa dada por:

$$\frac{Eco}{Seal} \approx \Gamma_1 \Gamma_2 \exp(-2jkL)$$

Pasando las unidades de decibelios a unidades lineales (recordando que son decibelios de voltaje) tenemos:

$$Eco \approx 0.1736 Seal$$

La parte $\exp(-2jkL)$ viene del movimiento senoidal/cosenoidal y puede ser tomada como +1 y -1 pues son los máximos.

Determine el rizado en amplitud y fase de la función de transferencia

Si las reflexiones son pequeñas, y salvando un factor de fase, la función de transferencia puede aproximarse por:

$$H(\omega) \approx 1 + \Gamma_1 \Gamma_2 \exp(-2jkL) = 1 + \Gamma_1 \Gamma_2 \exp(-2j\omega\tau)$$

La fase de reflexión varía dentro de la banda $2(\omega_2 - \omega_1)\tau = 66.9rad$ (más de diez vueltas), y, por tanto, los valores máximos y mínimos de amplitud y fase dentro de la banda serán:

$$\begin{aligned} |H(\omega)|_{mx} &\approx 1 + \Gamma_1 \Gamma_2 = 1.18 \simeq 1.35dB \\ |H(\omega)|_{min} &\approx 1 - \Gamma_1 \Gamma_2 = 0.83 \simeq -1.70dB \\ arg[H]_{mx} &\approx atan(\Gamma_1 \Gamma_2) = 0.176rad \simeq 10.1 \\ arg[H]_{min} &\approx a - tan(\Gamma_1 \Gamma_2) = -0.176rad \simeq -10.1 \end{aligned}$$

■

5.2.2 Distorsión no lineal

Esta distorsión es más difícil de tratar, tiene un comportamiento aleatorio, al no ser lineales las funciones de transferencia poseen valores cuadráticos.

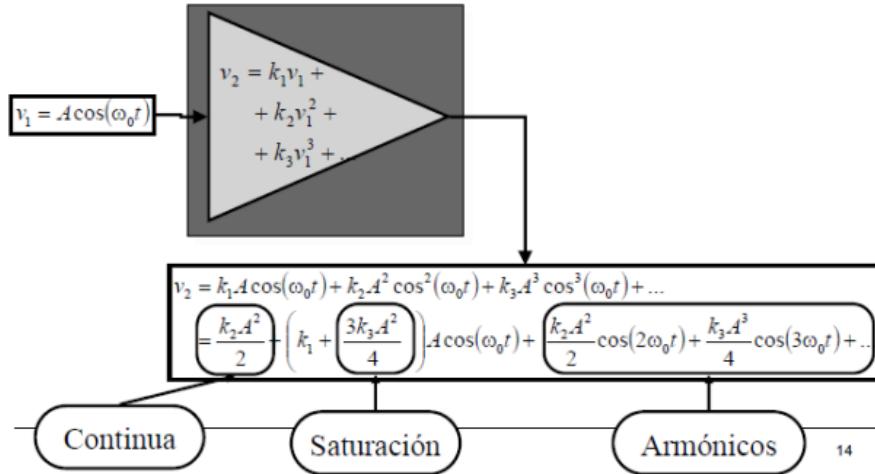


Figure 5.8: Distorsión no lineal: Función de transferencia polinómica.

Vemos que el resultado es de una forma polinómica, y nosotros al querer de bajar de grado los polinomios usando identidades trigonométricas vamos a generar constantes, que se tratan como componentes en **continua**, estos pueden ser eliminados con condensadores. Tenemos saturación, componentes que hacen que la amplitud de nuestra señal se eleve considerablemente, estos consumirán energía y se controlan con atenuación pasiva. Por último tenemos **armónicos**, estos pueden consumen energía y consumen espectros de otras bandas que no se nos fueron asignadas, debemos aplicar filtros para controlarlos. Esto se llama **distorsión armónica**.

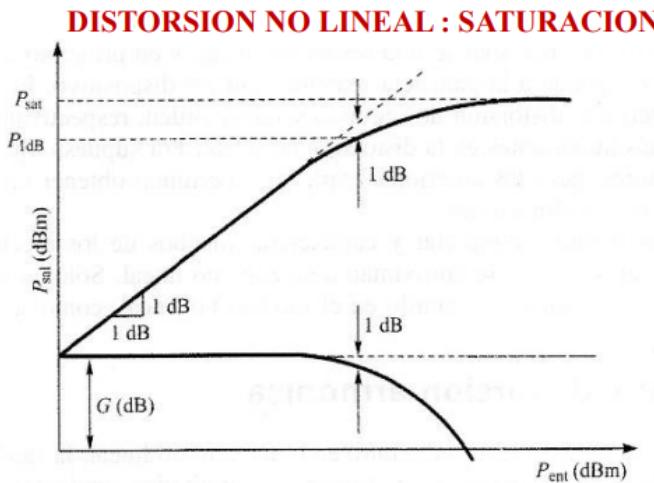


Figure 5.9: Ganancia y potencia de salida en un proceso de saturación.

Nota que se da un margen de 1 dB para poder calcular la potencia de saturación. Esta potencia a 1dB se llama **punto de compresión de 1dB**: Potencia a la salida en que la ganancia se ha reducido un decibelio.

Como lo visto, cuando se inyecta un tono sinusoidal puro en el modelo no lineal, la salida contiene varias componentes de diferentes frecuencias que toman las amplitudes siguientes: Entrada:

$$v_1 = A \cos(\omega_0 t)$$

Salida:

$$\begin{aligned} v_2 &= k_1 A \cos(\omega_0 t) + k_2 A^2 \cos^2(\omega_0 t) + k_3 A^3 \cos^3(\omega_0 t) + \dots \\ &= \frac{k_2 A^2}{2} + \left(k_1 + \frac{3k_3 A^2}{4} \right) A \cos(\omega_0 t) + \dots \end{aligned}$$

Donde $P = \frac{(k_1 A)^2}{2}$ es la potencia de salida en régimen lineal. El punto de compresión de 1 dB se obtiene para una ganancia de tensión que se ha reducido en 1 dB: $g_v = 0.981 k_1$. En ese punto, la potencia de salida viene dada por $P_{1dB} = 0.794 P$. Según el modelo polinómico se cumple entonces:

$$P_{1dB} = -0.058 \frac{k_1^3}{K_3}$$

En amplificadores muy lineales la relación es pequeña (0.3dB), mientras que en amplificadores poco lineales puede ser grande (2dB), siendo típicamente del orden de 1dB.

En el estudio de procesos no lineales en amplificadores de potencia, es frecuente referir la potencia de salida a la de saturación. Puede entonces definirse un *potencia de salida relativa a saturación* (OPBO):

$$OPBO(dB) = P_{sat}(dBm) - P_0(dBm) \quad (5.5)$$

Ejemplo 5.2 — Un amplificador de potencia trabaja con una señal de RF cuya relación de potencia media a potencia pico es de 0.2. Si el nivel de saturación está 2dB por encima del punto de compresión de 1dB que es de 50dBm:.

Determine la potencia máxima de salida para que nunca se sature:

Si se asocia la máxima potencia de salida al punto de compresión de 1dB, la potencia media será 7dB menor que la potencia de pico (factor 0.2).

$$P_{med} = P_{pico} \cdot 0.2$$

$$\frac{P_{pico}}{P_{med}} = 5 \simeq 6.99dB$$

La potencia de pico a la salida corresponde al punto de compresión de 1 dB. En realidad hay que estimar 1dB más por efectos de la compresión de ganancia, de forma que la potencia media es:

$$P_{med}(dBm) = P_{pico}(dBm) - 7 = \underbrace{P_{1dB} + 1}_{P_{pico}} - 7 = 44dBm$$

Determine la OPBO:

El nivel de salida realtivo a saturación se puede obtener como:

$$OPBO(dB) = \underbrace{P_{sat}(dBm)}_{P_{pico}+1dB} - P_{media}(dBm) = 52dB - 44dB = 8dB$$

■

5.2.2.1 Armónicos

La saturación provoca la aparición de armónicos de la señal de entrada, son cortes en las señales saturan la señal transportadora. Los armónicos se eliminan por filtrado. Se mide en porcentaje la tensión eficaz de armónico respecto a la tensión de salida o en dB de potencia.

Definición 5.2 — Nivel de armónico de orden N. Para calcular el nivel de un armónico de orden N (P_{AN}) en un punto de potencia de salida (P_0) diferente del especificado, se puede hacer el siguiente cálculo:

$$P_{AN} = P_{AN0} \left(\frac{P_{out}}{P_{ref}} \right)^N \quad (5.6)$$

Donde:

- P_{out} : Potencia de salida. (W)
- P_{ref} : Potencia de salida en un punto tomado como referencia para la medida del nivel del armónico. (W)
- P_{AN0} : Potencia de referencia para un nivel de armónico. (W)

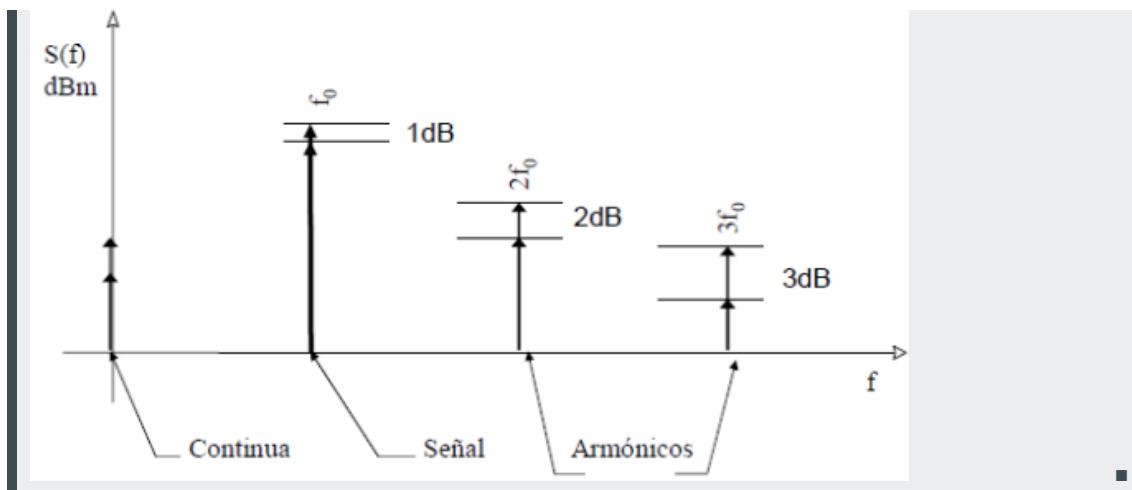
La ecuación 5.6 se puede expresar en dBm como:

$$P_{AN}(dBm) = P_{AN0}(dBm) + N(P_0(dBm) - P_{ref}(dBm)) \quad (5.7)$$

Ejemplo 5.3 — Un amplificador de potencia lejos de la saturación genera un distorsión no lineal de forma que, al poner a la entrada una señal formada por un tono puro con una potencia de 10 dBm, a la salida produce una potencia fundamental de 22 dBm y, medido en el analizador de espectros, se ha detectado un segundo armónico de -10 dBm y un tercer armónico de potencia igual a -18 dBm Determine La potencia de segundo y tercer armónico para una potencia de salida de 26 dBm. La potencia de referencia en la medida de armónicos es $P_{ref} = 22dBm$. De acuerdo con la ecuación 5.7, hemos aumentado la potencia de salida en $P_0 - P_{ref} = 4dB$, lo que significa que el segundo armónico aumentará en 8 y el tercero en 12 dB:

$$P_{A2}(dBm) = P_{A20}(dBm) + 2(P_0(dBm) - P_{ref}(dBm)) = -10 + 8 = -2dBm$$

$$P_{A3}(dBm) = P_{A30}(dBm) + 3(P_0(dBm) - P_{ref}(dBm)) = -18 + 12 = -6dBm$$



5.2.2.2 Intermodulación 3er orden: 2 tonos

Ahora en vez de meter una sola señal (tono) a un amplificador no lineal, vamos a meter dos tonos en diferente frecuencia:

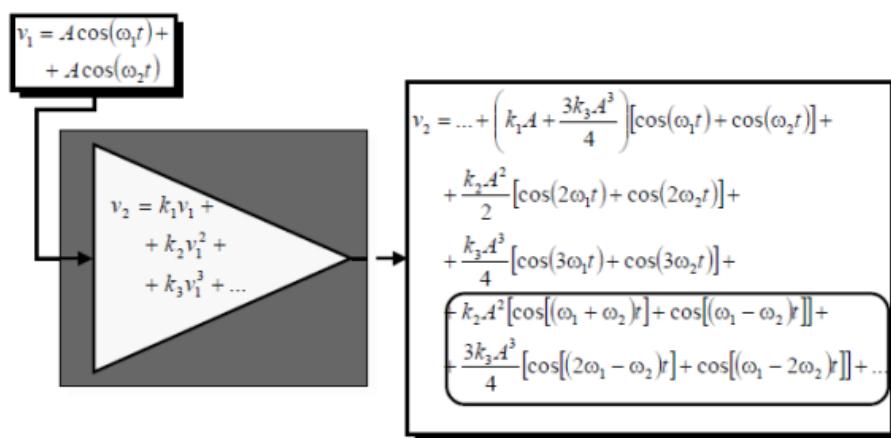


Figure 5.10: Amplificador no lineal a 2 tonos.

Igualmente debemos “bajar” los exponentes a orden uno, aunque los términos aumentarán. La salida en frecuencia se vería así:

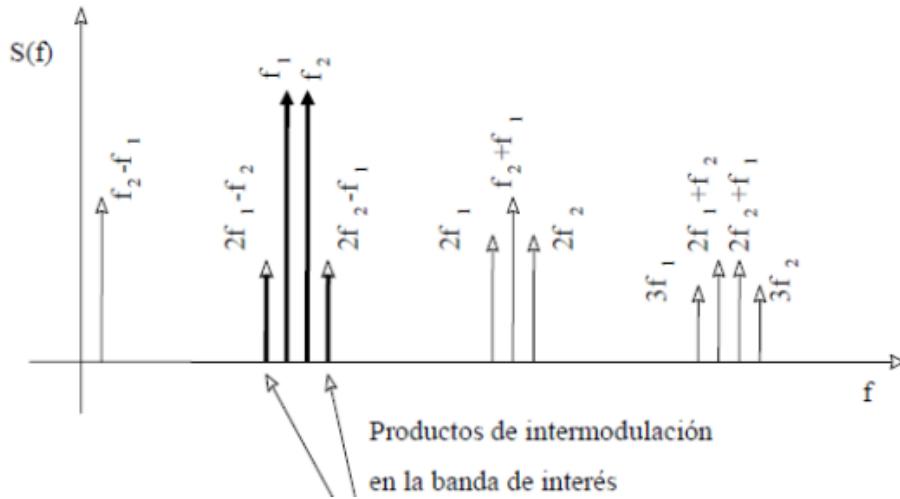


Figure 5.11: Intermodulation de tercer orden con dos tonos.

Nota que las combinaciones de frecuencias están a lo largo del dominio de frecuencia debido a la función de transferencia no lineal. A pesar de dos tonos, la amplificación esta generando 3 tonos.

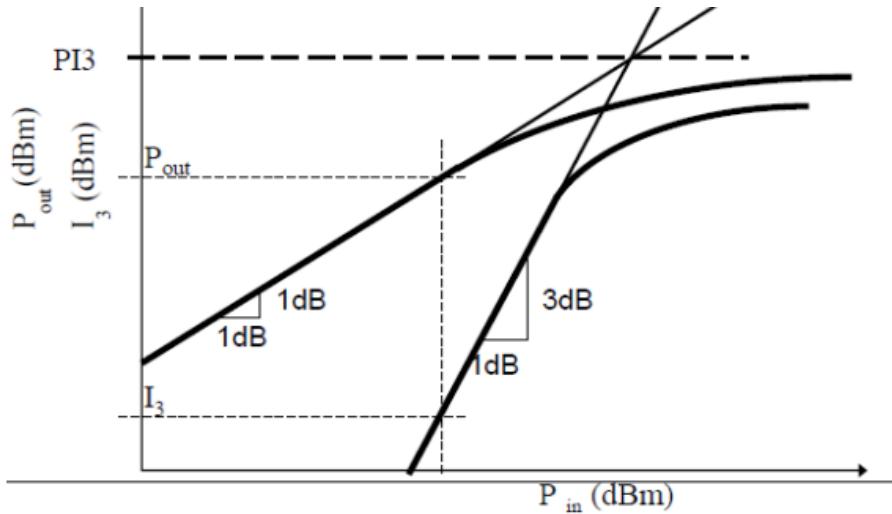


Figure 5.12: Intermodulation de tercer orden con dos tonos: potencia.

La potencia asociada a los productos de intermodulación se define como:

$$I_3 = CP_0^3 \quad (5.8)$$

Para potencia total de las señales de entrada (P_{out}) ubicado en el punto de intersección de tercer orden ($P_{out} = P \cdot I_3$):

$$P_{out} = I_3 = PI_3 \quad C = \frac{1}{P \cdot I_3^2}$$

En función del punto de intersección (PI_3) y de la potencia de salida puede obtenerse la potencia de las componentes de intermodulación o su relación con la potencia de salida

como:

$$I_3 = P_{out} \left(\frac{P_{out}}{PI_3} \right)^2 \Rightarrow \frac{P_{out}}{I_3} = \left(\frac{PI_3}{P_{out}} \right)^2 \quad (5.9)$$

Donde P_0 es la potencia de salida en señal (las dos componentes), PI_3 es la potencia de salida en el punto de cruce e I_3 es la potencia total en los productos de intermodulación (las dos componentes).

Es frecuente trabajar con las potencia en unidades logarítmicas (dBm) o con las relaciones de potencias en dB, lo que aplicado a las expresiones anteriores queda como:

$$I_3(\text{dBm}) = 3 \cdot P_{out}(\text{dBm}) - 2 \cdot PI_3(\text{dBm}) \quad (5.10)$$

$$\left(\frac{P_0}{I_3} \right) (\text{dB}) = 2 \cdot PI_3(\text{dBm}) - 2 \cdot P_{out}(\text{dBm}) \quad (5.11)$$

5.3 Osciladores

5.3.1 Sistemas retroalimentados

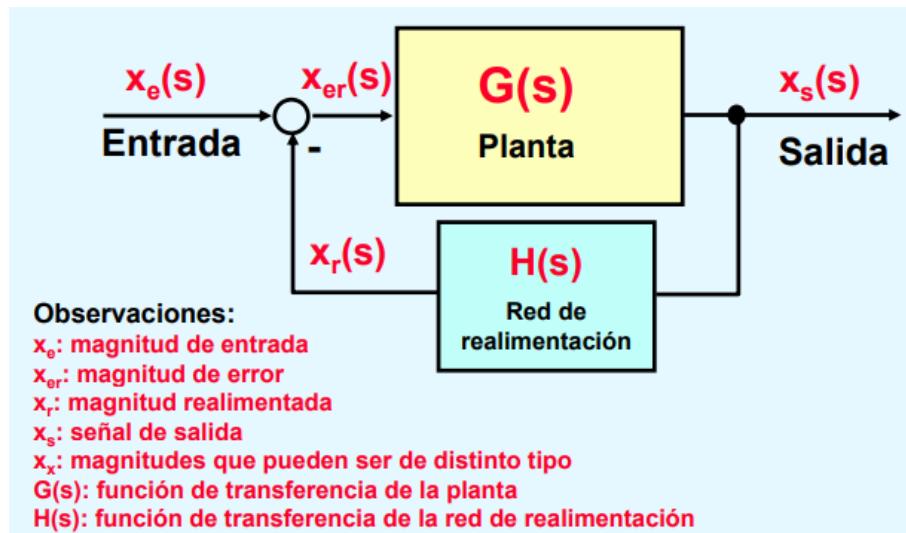


Figure 5.13: Sistemas retroalimentados.

De esta figura se desprenden dos ecuaciones que caracterizan a la función de transferencia:
Lazo abierto: ganancia

$$G(s) = \frac{x_s(s)}{x_{er}(s)} \quad (5.12)$$

Lazo cerrado: ganancia retroalimentada:

$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (5.13)$$

■ **Notación 5.1** Si la retroalimentación es negativa, en la ecuación de lazo cerrado es positiva; igualmente si es positiva la retroalimentación, la ecuación es negativa.

Algunos casos particulares que tenemos son:

- Realimentación negativa:

$$|1 + G(s) \cdot H(s)| > 1$$

- Alta ganancia de lazo: Cuando la ganancia es muy grande

$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{1}{H(s)}$$

- Realimentación positiva:

$$|1 + G(s) \cdot H(s)| < 1$$

- Oscilación

$$|1 + G(s) \cdot H(s)| = 0$$

La **oscilación** es indeseada en servosistemas y deseada en osciladores.

Caso de oscilación

Si tenemos en cuenta la condición de oscilación, entonces se tendrá $x_s(s)/x_e(s) \rightarrow \infty$. Por lo tanto se genera una señal de salida (x_s) aunque no haya entrada (x_e)

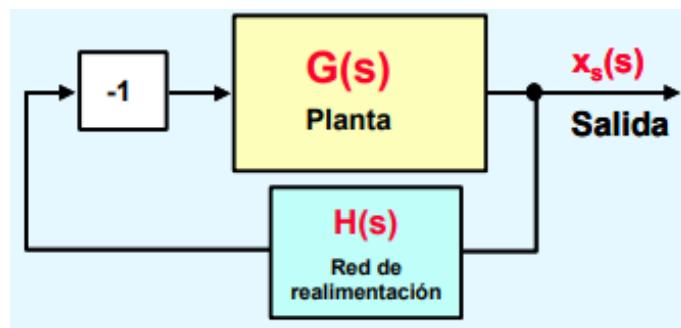


Figure 5.14: Inversión de la red de retroalimentación

Cuando se está oscilando, se tiene:

$$|G(s) \cdot H(s)| = 1$$

$$\angle G(s) \cdot H(s)^\circ = 180^\circ$$

En oscilación:

$$|G(j\omega_r) \cdot H(j\omega_r)| = 1$$

$$\angle G(j\omega_r) \cdot H(j\omega_r)^\circ = 180^\circ$$

Graficando la oscilación en la figura 8, nota como la señal sale en fase de la planta, en la salida llega la onda amplificada mientras que en la red de retroalimentación se atenúa la señal un poco pero esta totalmente desfasada. Por mejor del bloque inversor esta se acoplada nuevamente a la onda. Con esto nos aseguramos que la oscilación ha comenzado.

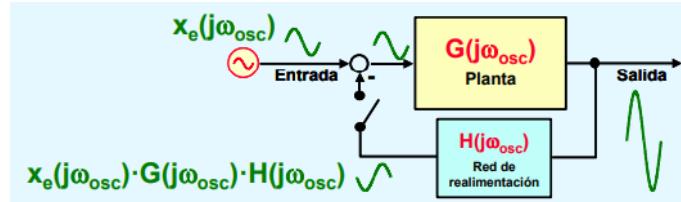


Figure 5.16: Condición de oscilación

5.3.1.1 Condición de oscilación

¿Qué tiene que suceder para que comience la oscilación?

Los circuitos osciladores son un tanto especiales, necesitamos para arrancar una señal de entrada que sirva como una señal de arranque (x_e) (Fig. 9). Cuando el sistema termine de arrancar, cerramos el switch y podemos quitar la señal de entrada. Hay que asegurarnos que $|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| > 1$, cuando el desfase es 180° , entonces podemos hacer que la salida del lazo de retroalimentación haga las funciones de la magnitud de entrada. En la figura 10 el sistema ya esta arrancando, pero no termina ahí, ahora debe calibrarse para que pueda auto-arrancar por si solo.

Momento de oscilación

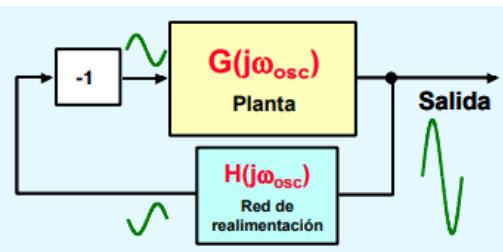


Figure 5.15: Condición de oscilación.

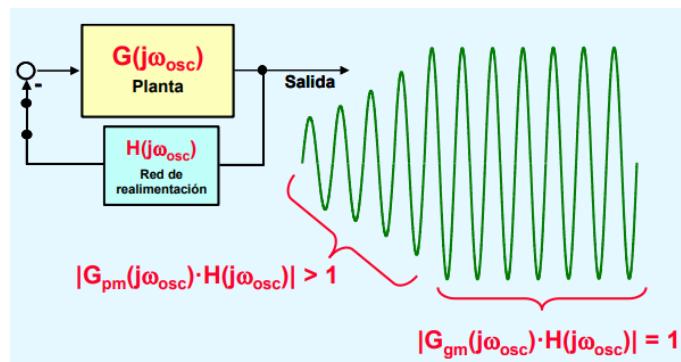


Figure 5.18: Transición a estable.

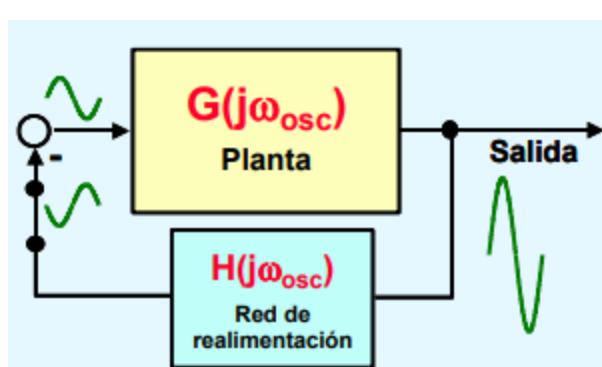
■ **Notación 5.2** $G_{pm}(s)$ significa función de transferencia de pequeña magnitud. $G_{gm}(s)$: función de transferencia de gran magnitud.

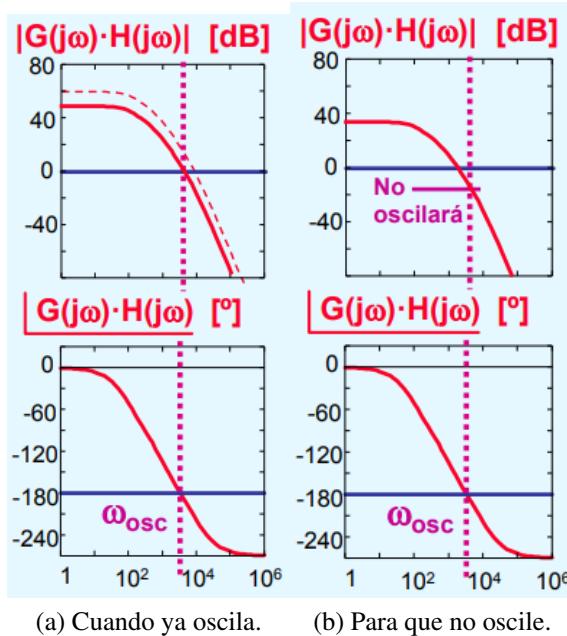
Criterio de Nyquist

Para que empiece la oscilación:

- Tiene que existir una ω_{osc} a la que se cumpla:

$$\underline{\angle G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})} = 180^\circ$$





(a) Cuando ya oscila. (b) Para que no oscile.

Figure 5.19: Condición de oscilación

- A esa ω_{osc} tiene que cumplirse:

$$|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| > 1$$

Cuando se **estabiliza** la oscilación:

- Disminuye la ganancia

$$G(j\omega_{osc})$$

hasta que

$$|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| = 1$$

cuando

$$\angle G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})^\circ = 180^\circ$$

Diagramas de Bode

Observa la linea punteada, de la figura 12a, debe ser corregida pues tanto la fase como la magnitud deben coincidir en la misma frecuencia a 0dB (o $|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})|$)

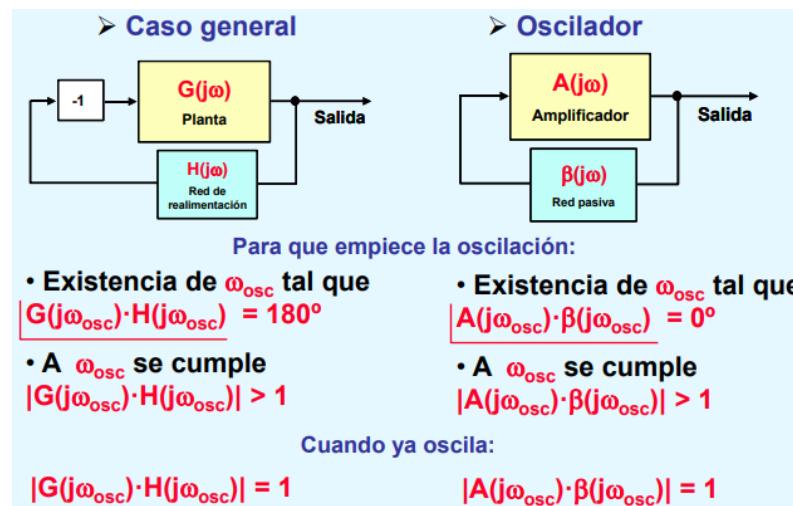


Figure 5.20: Resumen de arranque de osciladores.

5.3.2 Osciladores de frecuencia muy constante

Cristales osciladores

Es un cristal de cuarzo (u otro material piezoelectrónico) que consta de una placa de cuarzo en medio de dos contactos metálicos, encapsulados. Se aplica voltaje en sus terminales para que vibren de manera tan exacta que es muy precisa.

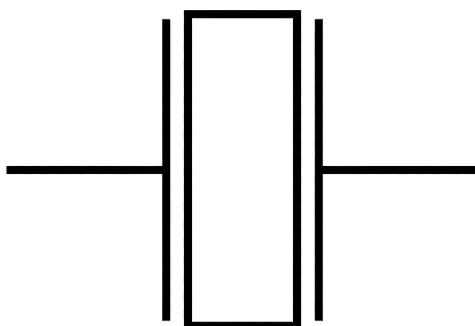


Figure 5.21: Símbolo cristal oscilador

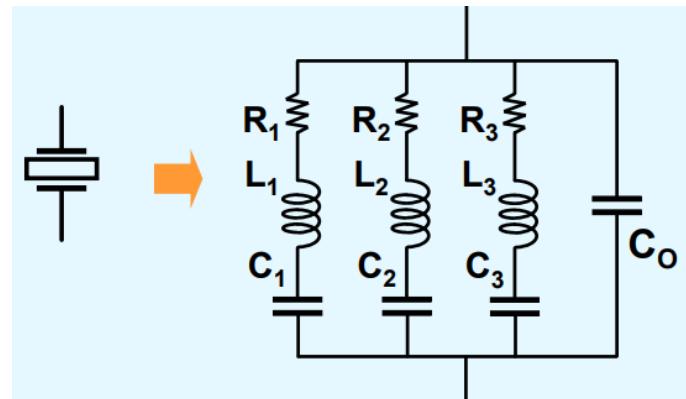


Figure 5.23: Circuito equivalente de un cristal de cuarzo.



Figure 5.22: Cristal oscilador

VI

Anexos

5.4 Constantes universales

- μ_0 : Permeabilidad en el vacío.

$$\mu_0 = 1.2566 \cdot 10^{-6} N/A^2$$

- ϵ_0 : Permitividad en el vacío:

$$\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} F/m$$



Bibliography

Articles

Books