



SISTEMAS DE LA TELECOMUNICACIÓN  
AMPLIACIÓN DE SISTEMAS DE LA TELECOMUNICACIÓN

Práctica/Ejercicio 1:

## **Lineas de Trasmisión y Fibra Óptica**

---

Adrián Sacristán Ibáñez

# 1. LINEA DE TRANSMISIÓN

## 1.1. CORTOCIRCUITO A UNA DISTANCIA $X_p$

### 1.1.1. $V(x,s)$ y $I(x,s)$ en dominio de Laplace

Partiendo de las ecuaciones genéricas:

$$V(x, s) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_G} \frac{e^{-\lambda x} + \Gamma_L e^{-\lambda(2L-x)}}{1 - \Gamma_0 \Gamma_L e^{-\lambda 2L}} V_g(s) \quad (1)$$

$$I(x, s) = \frac{1}{Z_C + Z_G} \frac{e^{-\lambda x} - \Gamma_L e^{-\lambda(2L-x)}}{1 - \Gamma_0 \Gamma_L e^{-\lambda 2L}} V_g(s) \quad (2)$$

Y considerando que:

- Sin reflexión en el generador:  $\Gamma_0 = 0 \rightarrow Z_G = Z_C$
- El cortocircuito conlleva que  $Z_L = 0 \rightarrow \Gamma_L = -\frac{Z_C}{Z_C} = -1$
- Sin distorsión:  $\lambda = \alpha + s\sqrt{lc}$
- Sustituimos  $L$  por  $X_p$

Podemos simplificar las ecuaciones (1) y (2) de la siguiente forma:

$$V(x, s) = \frac{1}{2} [e^{-x(\alpha+s\sqrt{lc})} - e^{-(2X_p-x)(\alpha+s\sqrt{lc})}] V_g(s) \quad (3)$$

$$I(x, s) = \frac{1}{2Z_G} [e^{-x(\alpha+s\sqrt{lc})} + e^{-(2X_p-x)(\alpha+s\sqrt{lc})}] V_g(s) \quad (4)$$

### 1.1.2. $V(x,t)$ y $I(x,t)$ en función de $V_G$ escalón

$V_g$  es un pulso de amplitud  $V$  y duración  $T$ . Teniendo en consideración los siguientes puntos:

- $V_g = V(U(t) - U(t - T))$
- $TL^{-}[F(s)e^{-\alpha s}] = f(t - \alpha)U(t - \alpha)$

A partir de las ecuaciones (3) y (4) se simplifica:

$$V(x, s) = \frac{1}{2}[e^{-x\alpha}e^{-xs\sqrt{lc}} - e^{-(2X_p-x)\alpha}e^{-(2X_p-x)s\sqrt{lc}}]V_g(s) \quad (5)$$

$$I(x, s) = \frac{1}{2Z_G}[e^{-x\alpha}e^{-xs\sqrt{lc}} + e^{-(2X_p-x)\alpha}e^{-(2X_p-x)s\sqrt{lc}}]V_g(s) \quad (6)$$

A partir de aquí, resulta sencillo hacer la inversa de Laplace para llevar V e I al dominio del tiempo:

$$V(x, t) = \frac{1}{2}[e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}x) - e^{-\alpha(2X_p-x)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x))] \quad (7)$$

$$I(x, t) = \frac{1}{2Z_G}[e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}x) + e^{-\alpha(2X_p-x)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x))] \quad (8)$$

### 1.1.3. Onda incidente y reflejada

$$V(x, t) = \frac{1}{2}\left[\frac{e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}x)}{INCIDENTE} - \frac{e^{-\alpha(2X_p-x)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x))}{REFLEJADA}\right]$$

$$I(x, t) = \frac{1}{2Z_G}\left[\frac{e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}x)}{INCIDENTE} + \frac{e^{-\alpha(2X_p-x)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x))}{REFLEJADA}\right]$$

### 1.1.4. Determinar $t_{ir}$ y $x_{ir}$

- Resulta evidente que  $x_{ir} = X_p$ , ya que la onda reflejada se origina en el final de la LT.
- $t_{ir} = \sqrt{lc}(2X_p - x)$

### 1.1.5. Demostración $v(t_{ir}, x_{ir}) = 0$

$$\begin{aligned} v(t_{ir}, x_{ir}) &= \frac{1}{2}[e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}X_p) - e^{-\alpha(2X_p-X_p)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - X_p))] \\ &= \frac{1}{2}[e^{-\alpha X_p}V_G(t - \sqrt{lc}X_p) - e^{-\alpha X_p}V_G(t - \sqrt{lc}X_p)] = 0 \end{aligned}$$

### 1.1.6. Cálculo $i(t_{ir}, x_{ir})$

$$\begin{aligned} i(t_{ir}, x_{ir}) &= \frac{1}{2}[e^{-\alpha X_p} V_G(t - \sqrt{lc} X_p) + e^{-\alpha X_p} V_G(t - \sqrt{lc} X_p)] \\ &= e^{-\alpha X_p} V_G(t_{ir} - \sqrt{lc} X_p) \end{aligned}$$

Se detecta corriente durante  $T(s)$ , el ancho del pulso.

### 1.1.7. Cálculo evolución temporal $v(t, x_{li})$

Siendo  $x_{li} = X_p - \frac{T/2}{\sqrt{lc}}$

$$\begin{aligned} V(x_{li}, t) &= \frac{1}{2}[e^{-\alpha x_{li}} V_G(t - \sqrt{lc} x_{li}) - e^{-\alpha(2X_p - x_{li})} V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x_{li}))] \\ &= \frac{1}{2}[e^{-\alpha(X_p - \frac{T/2}{\sqrt{lc}})} V_G(t - \sqrt{lc} X_p + T/2) - e^{-\alpha(X_p + \frac{T/2}{\sqrt{lc}})} V_G(t - \sqrt{lc} X_p + T/2)] \\ &= \frac{1}{2} V_G(t - \sqrt{lc} X_p + T/2) [e^{-\alpha(X_p - \frac{T/2}{\sqrt{lc}})} - e^{-\alpha(X_p + \frac{T/2}{\sqrt{lc}})}] \end{aligned}$$

### 1.1.8. Cálculo evolución temporal $v(t, 0)$

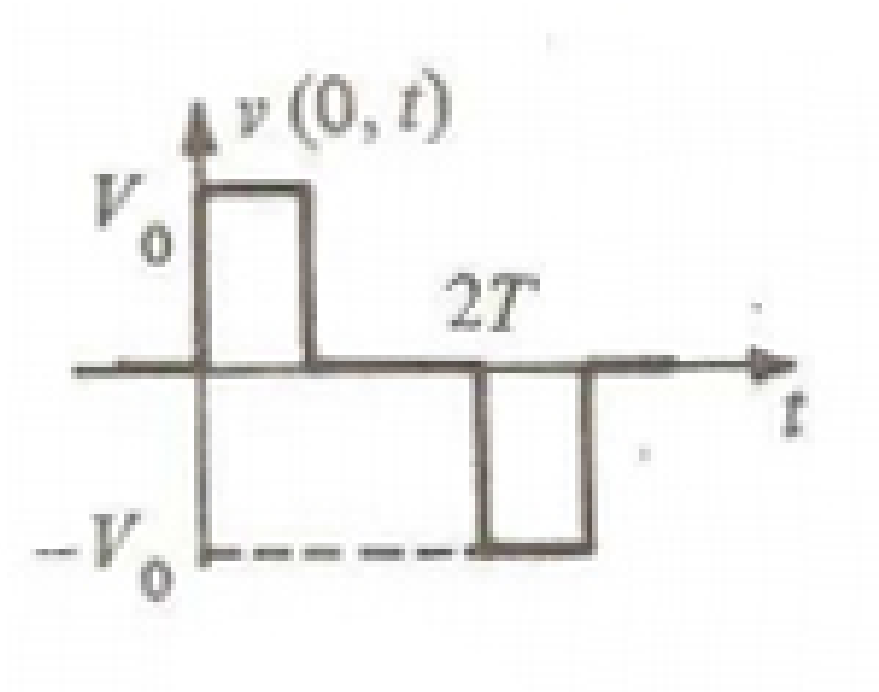


Figura 1: Cortocircuito

Se observa que no hay distorsión ya que el pulso producido por reflexión no está distorsionado con respecto al pulso incidente.

### 1.1.9. Cálculo evolución temporal $v(t, 0)$ . Caso $Z_C$ al final de la LT

En este caso, las consideraciones iniciales cambian, teniendo que modificarse la siguiente:

- Carga al final:  $Z_L = Z_C \rightarrow \Gamma_L = \frac{0}{2Z_C} = 0$

Antes de encontrar la expresión, ya podemos observar que el coeficiente de reflexión al final de la carga es 0, por lo que no va a existir onda reflejada:

$$V(x, s) = \frac{1}{2}[e^{-x(\alpha+s\sqrt{lc})}]V_g(s)$$

$$V(x, t) = \frac{1}{2}[e^{-\alpha x}V_g(t - \sqrt{lc}x)]$$

$$V(0, t) = \frac{1}{2}V_G(t)$$

Se observa que no depende de  $L$  y que no existe onda reflejada (ya que se esta usando la carga adaptada).

#### 1.1.10. Reconocer un corto y su posición

Se puede reconocer un cortocircuito en la LT enviando un pulso con una anchura  $T$ . Si se recibe un pulso negativo también como se ha observado en la figura previa, se confirmara que existe un cortocircuito.

El cortocircuito se produce en  $2T$ , como se trata de una LT sin distorsion, sabemos que  $V_f = \frac{1}{\beta}$ , por lo que la distancia hasta el corto (en este caso  $X_p$ ) será:

$$X_p = 2TV_f = \frac{2T}{\beta} = \frac{2T}{\sqrt{lc}}$$

## 1.2. CIRCUITO ABIERTO A UNA DISTANCIA $X_p$

### 1.2.1. $V(x,t)$ y $I(x,t)$ en función de $V_G$ escalón

Se siguen las ecuaciones y consideraciones del apartado 1.1.1 pero haciendo un pequeño cambio:

- El circuito abierto conlleva que  $Z_L = \infty \rightarrow \Gamma_L = \frac{Z_L}{Z_C} = 1$  (ya que  $Z_C$  se desprecia)

Obteniendo dos ecuaciones similares a (3) y (4):

$$V(x, s) = \frac{1}{2}[e^{-x(\alpha+s\sqrt{lc})} + e^{-(2X_p-x)(\alpha+s\sqrt{lc})}]V_g(s) \quad (9)$$

$$I(x, s) = \frac{1}{2Z_G}[e^{-x(\alpha+s\sqrt{lc})} - e^{-(2X_p-x)(\alpha+s\sqrt{lc})}]V_g(s) \quad (10)$$

Notese que solo cambian en el signo de la onda reflexiva. El efecto sera el mismo que en cortocircuito pero permutando  $v(x,s)$  e  $i(x,s)$ . Para aplicarlas en el dominio del tiempo, se sigue el mismo proceso que en el apartado 1.1.2 dando como resultado ecuaciones similares a las (7) y (8):

$$V(x, t) = \frac{1}{2}[e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}x) + e^{-\alpha(2X_p-x)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x))] \quad (11)$$

$$V(x, t) = \frac{1}{2Z_G}[e^{-\alpha x}V_G(t - \sqrt{lc}x) - e^{-\alpha(2X_p-x)}V_G(t - \sqrt{lc}(2X_p - x))] \quad (12)$$

### 1.2.2. Cálculo evolución temporal $v(t, x_{li})$

$$V(x_{li}, t) = \frac{1}{2}V_G(t - \sqrt{lc}X_p + T/2)[e^{-\alpha(X_p - \frac{T/2}{\sqrt{lc}})} + e^{-\alpha(X_p + \frac{T/2}{\sqrt{lc}})}]$$

$$I(x_{li}, t) = \frac{1}{2Z_G}V_G(t - \sqrt{lc}X_p + T/2)[e^{-\alpha(X_p - \frac{T/2}{\sqrt{lc}})} - e^{-\alpha(X_p + \frac{T/2}{\sqrt{lc}})}]$$

### 1.2.3. Cálculo evolución temporal $v(t, 0)$

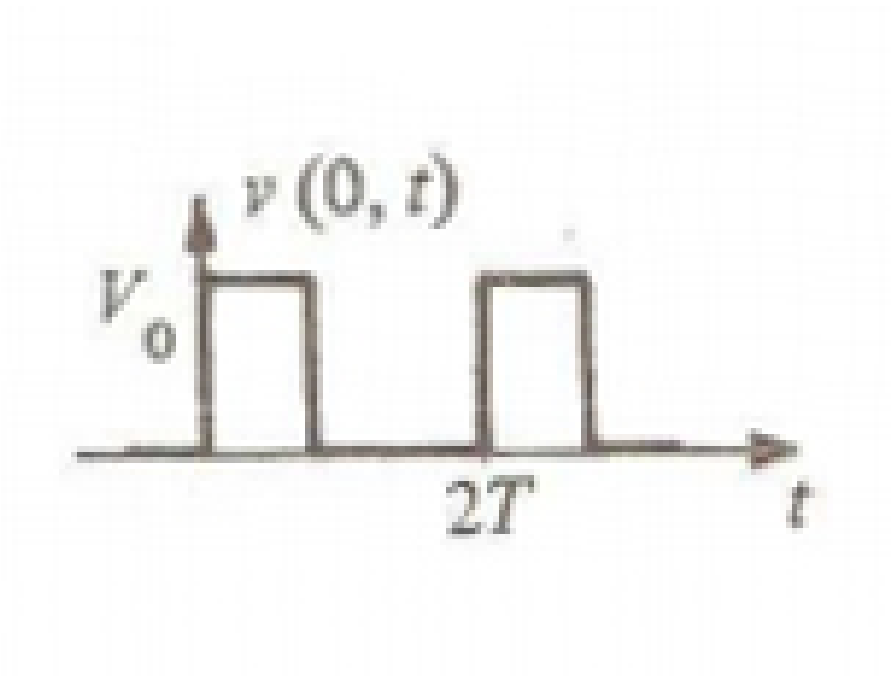


Figura 2: Circuito abierto

La diferencia con el cortocircuito está en como se refleja el impulso, que en este caso lo hace positivamente.

### 1.2.4. Reconocer circuito abierto y su posición

Se puede reconocer una apertura en la LT enviando un pulso con una anchura  $T$ . Si se recibe un pulso positivo también como se ha observado en la figura previa, se confirmará que existe un

circuito abierto.

La apertura (o rotura) se produce en  $2T$ , como se trata de una LT sin distorsión, sabemos que  $V_f = \frac{1}{\beta}$ , por lo que la distancia hasta el corto (en este caso  $X_p$ ) será:

$$X_p = 2TV_f = \frac{2T}{\beta} = \frac{2T}{\sqrt{lc}}$$

### 1.2.5. Reconocer un corto o circuito abierto

La forma de diferenciarse es observando si la reflexión es positiva o negativa (siendo, obviamente, 0 su umbral de decisión).

## 2. RED DE FIBRA ÓPTICA PON

### 2.1. Perdidas totales de subida y bajada en funcion de etapas del splitter $N$

El esquema de la red es:

$$OLU \rightarrow Splitter \rightarrow ONU$$

Teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:

- OLU: 2 conectores =  $2Lc = 2 * 0,15dB = 0,3dB$
- ONU: 2 conectores =  $2Lc = 2 * 0,15dB = 0,3dB$
- Splitter: 2 conectores +  $3dB$ (ramificacion 1:2) +  $0,15$ (perdidas Splitter) =  $3,45dB$
- Distancia = 20km

Podemos encontrar una expresion general de perdidas en funcion de la atenuacion  $\alpha = dB/Km$  y  $N$  (etapas del Splitter):

$$Pt = \alpha * 20Km + 0,6dB + N(3,45dB) \quad (13)$$

Por lo tanto las perdidas totales serán:

- SUBIDA(1310nm):  $Pt = 0,5dB/Km * 20Km + 0,6dB + N(3,45dB) = 10,6 + N * 3,45[dB]$
- BAJADA(1550nm):  $Pt = 0,2dB/Km * 20Km + 0,6dB + N(3,45dB) = 4,6 + N * 3,45[dB]$



## 2.2. ONU's por un puerto OLT

La limitación técnica son 64 ONU's por puerto OLT, pero es indispensable comprobar si existe limitación por potencia. Las pérdidas máxima admitidas son 30dB para subida y 28dB para bajada, teniendo que descontar 3dB por margen de seguridad. Por lo que el número de ONU's dependerá de las etapas del splitter, despejamos N:

- SUBIDA(1310nm):  $N = \frac{Pt_{max}-M-10,6}{3,45} = 4,75 \approx 4$
- BAJADA(1550nm):  $N = \frac{Pt_{max}-M-4,6}{3,45} = 5,91 \approx 5$

La subida es más restrictiva, teniendo un Splitter de 4 etapas máximas. Por lo que el máximo de ONU's para un puerto OLT es  $2^4 = 16$ .

## 2.3. Representación dB frente a distancia

Representado en rojo el canal de bajada y en azul el de subida, primera situación:

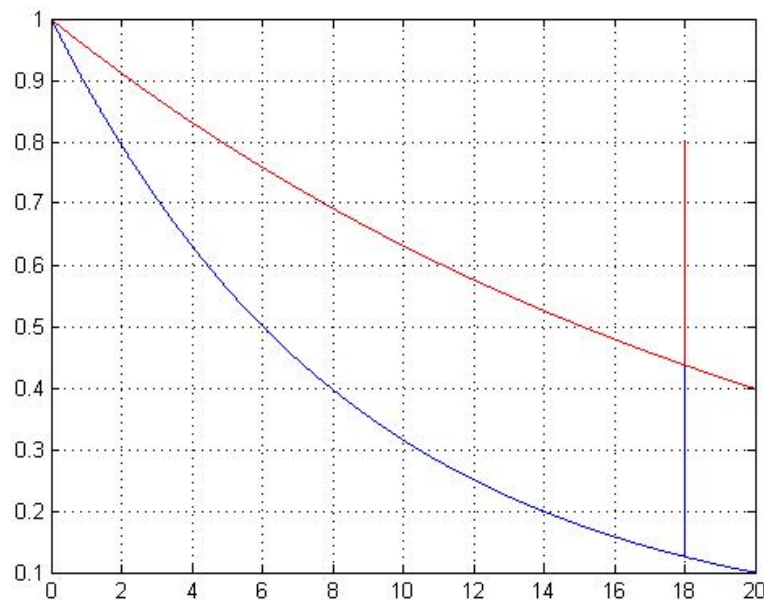


Figura 3: 2.3.1

Y la segunda situación:

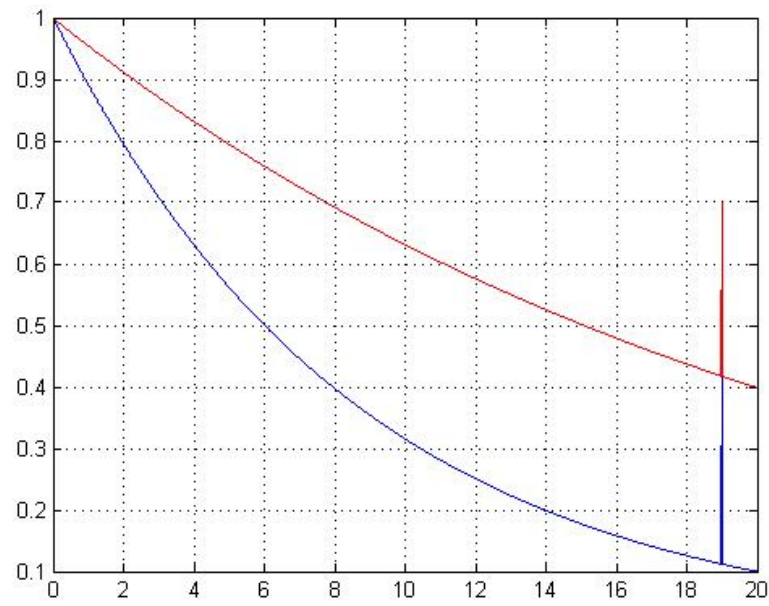


Figura 4: 2.3.2

Los picos observados son producidos por la no idealidad de los conectores del Spliter, generando una reflexión.

## 2.4. Representacion dB frente a distancia al 100 %

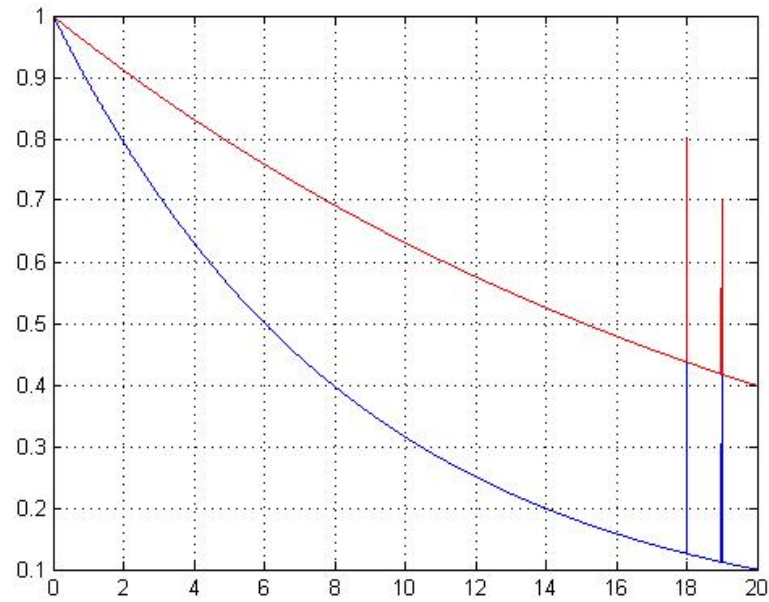


Figura 5: 2.4

Tanto en las figuras de este apartado como en las del apartado anterior, el eje vertical dB no está cuantificado, ya que solo nos interesa las anomalías en forma de impulsos que se generan.

## Referencias

- [1] NERI VELA, R., *Lineas de Trasmisión*. 3<sup>a</sup> ed. MCGRAW-HILL, 1999
- [2] DAVID K. CHENG, *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. ADDISON WESLEY LONGMAN, 1993