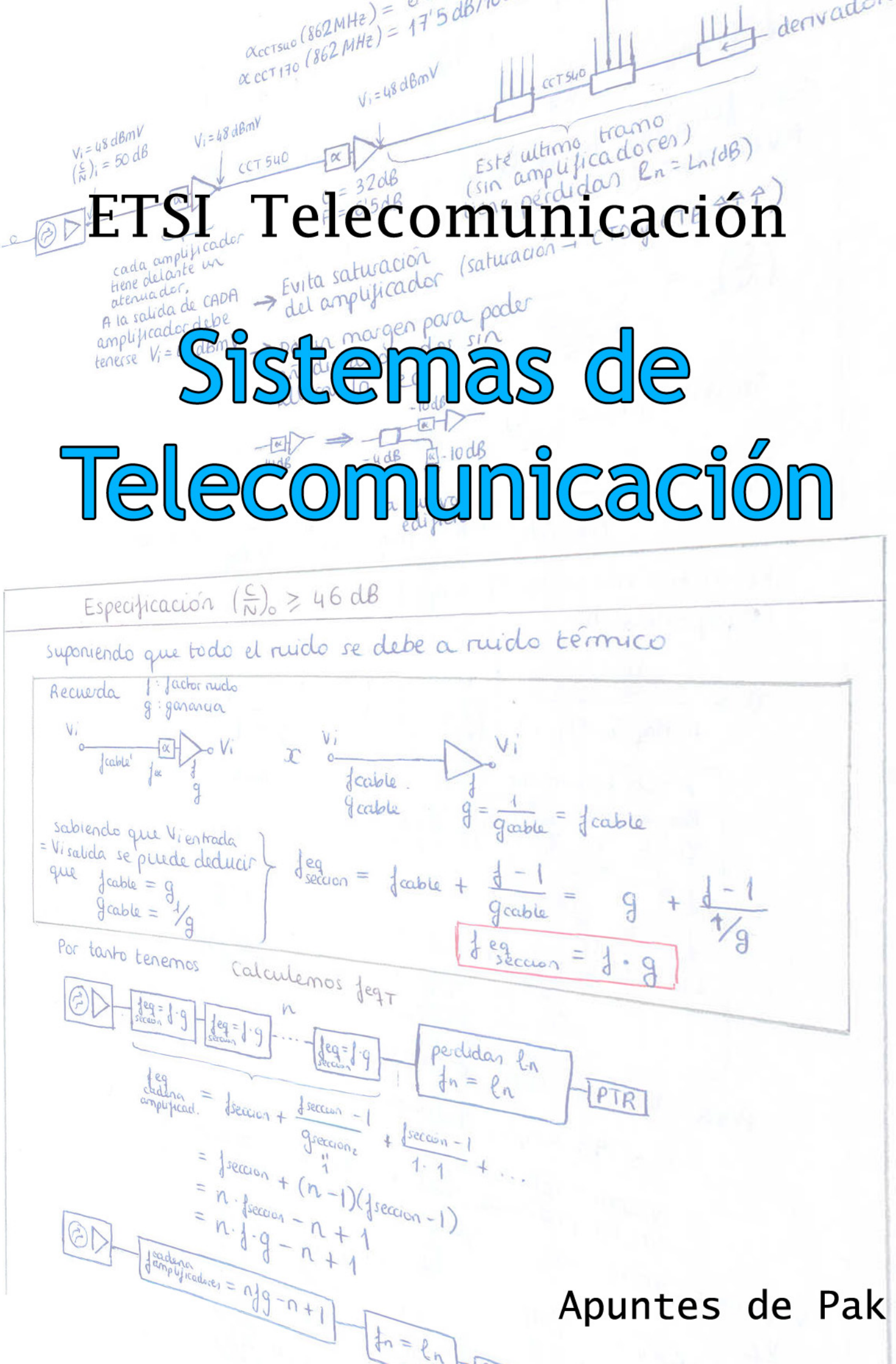
ETSI Telecomunicación

Sistemas de Telecomunicación



Apuntes de Pak

Sistemas de Telecomunicación

Apuntes de Pak (Francisco José Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Primer cuatrimestre de 3er curso
Curso 2005/2006

Fecha de última actualización: 23 Agosto 2007

Sistemas Teleco- Referencia Rápida

TEMA 1. Magnitudes y Unidades

Cálculo mental dB

$\times 10 \leftrightarrow \pm 10\,dB$

$\times 2 \leftrightarrow \pm 3\,dB$

ej $125 = \frac{1000}{8} = \frac{10 \cdot 10 \cdot 10}{2 \cdot 2 \cdot 2}$

CUIDADO:
$10\,dBm = 10\,mW$
$3\,dBm = 2\,mW$
PERO
$10\,dBmV = \sqrt{10}\,mV$
$3\,dBmV = \sqrt{2}\,mV$

Amplificador:

$G(dB) = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$

$\Rightarrow$ G suma tanto a unidades de potencia como de tensión

Aditividad de señales

Coherentes: Suma Tensiones $= 20 \log \left[10^{\frac{L_1}{20}} + 10^{\frac{L_2}{20}} + \ldots\right]$

Incoherentes: Suma Potencias $= 10 \log \left[10^{\frac{L_1}{10}} + 10^{\frac{L_2}{10}} + \ldots\right]$

para sumar hay que pasar a lineal

Niveles absolutos

ej: $L(dBm) = 10 \log P(mW)$
$L(dBmV) = 20 \log V(mV)$

Relación entre ordenes de magnitud

potencia: $L(dBW) = L(dBm) - 30\,dB$
tensión: $L(dBV) = L(dBmV) - 60\,dB$

(i) grábalo en fuego !!!

$\underbrace{10^{\frac{30\,dBm}{10}}}_{mW} \cdot 10^{-3}\,W$ TRUCO

Relación entre diferente magnitud

$L(dBW) = L(dBV) - 10 \log R \leftrightarrow 10 \log \frac{V^2}{R} = 20 \log V - 10 \log R$

$\Downarrow$

$L(dBm) = L(dBmV) - 30\,dB - 10 \log R$

Niveles relativos

$L(dBm) = \underbrace{dBm\emptyset}_{\text{valor en Punto Relativo Cero NT}\emptyset} + L(dBr)$

$L(dBr)$ → nivel relativo a NT$\emptyset$

TEMA 2. Medios de Transmisión en Línea

Neperios: $V_2 = V_1 e^{-\alpha L} e^{-j\beta L} \Rightarrow \left|\frac{V_1}{V_2}\right| = e^{\alpha L} \Rightarrow L(Np) = \ln\left|\frac{V_1}{V_2}\right| = \alpha \cdot L$

$L(dB) = 20 \log \left|\frac{V_1}{V_2}\right| = 20 \log e \cdot \ln\left|\frac{V_1}{V_2}\right| = 8'68 \cdot L(Np)$

Atenuación Cable de Pares

$\boxed{\text{Según } \frac{R}{\omega L}}$

problemilla para encontrar la f a partir de la cual se cumple, ya que $R = R(f)$
→ suponer $R(0)$ y calcular $f_{límite}$
→ con esa f, calcular $R(f_{límite})$
→ utilizar $R(f_{límite})$ para calcular $f_{límite_2}$ (recursivo)

$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow$ Aprox Altas Frec

$\alpha\left(\frac{dB}{km}\right) = 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$

Expresiones de Rosen

$\alpha\left(\frac{dB}{km}\right) = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R\omega C}{\operatorname{sen}\delta_c \cdot \cos\delta_d}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\delta_c + \delta_d}{2}\right)$

$\delta_c = \operatorname{atan}\left(\frac{R}{\omega L}\right)$

$\delta_d = \operatorname{atan}\left(\frac{G}{\omega C}\right)$

$\frac{R}{\omega L} > 10 \Rightarrow$ Aprox Bajas Frec.

$\alpha(dB/km) = 8'68 \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$

$\boxed{\text{Según } u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}}$

radio!!! (no diametro)

$\frac{8u^6}{3^6} > 10 \Rightarrow$ Aprox de muy alta frec.

$R(f) = \frac{R(0)}{4} \cdot \left[1 + \sqrt[6]{8}\,u\right]$

despreciando 3^6 frente a $8u^6$

$\alpha(dB/km) = K_1 + K_2\sqrt{f}$

$u > 1 \Rightarrow$ Efecto Pelicular

Donde aparezca R hay que usar

$R(f) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$

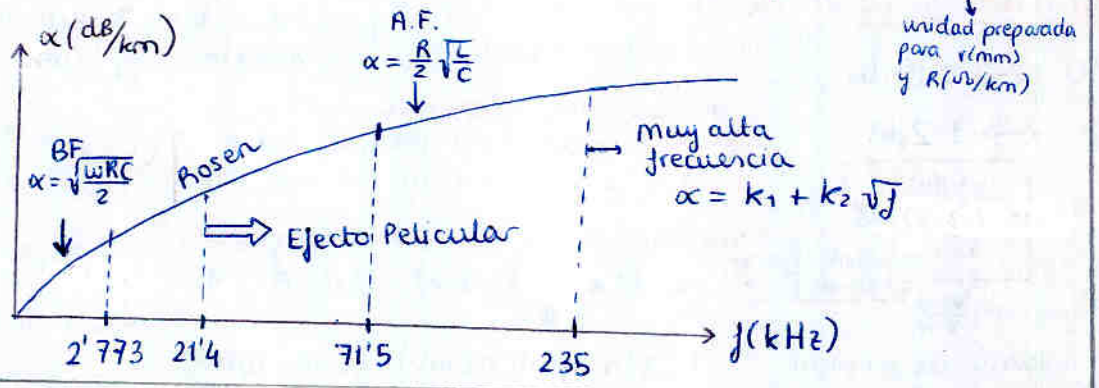
$u \leq 1 \Rightarrow$ Efecto Pelicular Despreciable

$R \simeq R(0Hz) = \frac{8 \cdot \rho}{\pi d^2}$ $\quad \rho$ en $\frac{\Omega mm^2}{km}$, d en mm

$= 2 \cdot \frac{\rho}{\pi r^2}$

Valores típicos: $\varnothing = 0'6\,mm \rightsquigarrow r = 0'3\,mm$!!

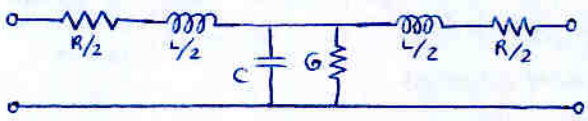
$G = 10 \cdot 10^{-6}$ mho/km $C = 50 \cdot 10^{-9}$ F/km $L = 0'7 \cdot 10^{-3}$ H/km $\rho_{Cu} = 17'24 \frac{\Omega\,mm^2}{km}$ → unidad preparada para r(mm) y R(Ω/km)



Parametros Primarios

R(Ω/km)
L(H/km)
C(F/km)
G(mho/km)

Para un diferencial de longitud



$Z = R + j\omega L$

$Y = G + j\omega C$

Impedancia Característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow Z_{0\,AF} = \sqrt{\frac{L}{C}}$

$\frac{R}{\omega L} > 10 \Rightarrow Z_{0\,BF} = \sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \cdot (1-j)$

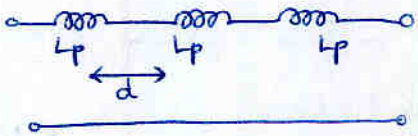
Carga de cable de pares

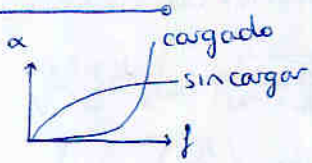
Condición Heaviside $RC = LG \Rightarrow$ minimiza α (para $\varnothing$ fijo)

en cable pares $RC >> LG$ ¿cómo lo areglamos?

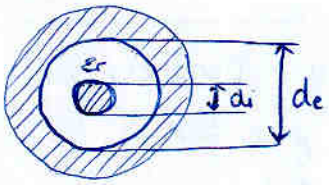
R↓ oro? X
C↓ separar mas? X
G↑ problemas de aislamiento! X

- aumenta L → trenzar el cable
  → cargar el cable: desventaja → filtro PB → no sirve para ADSL





Coaxial



Atenuación:

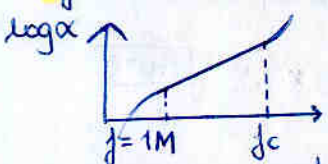
$\alpha(dB/km) = k_1 + k_2\sqrt{f}$

en TV ($f > 1MHz$)

$\alpha(dB/km) = k\sqrt{f}$

$\log\alpha = \log k + \frac{1}{2}\log f$

log α es lineal con log f



$f_c = \frac{2c}{\pi\sqrt{\varepsilon_r}(d_e + d_i)}$

Z0

$$Z_{0\,AF} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{d_e}{d_i}$$

$\frac{\eta}{2\pi}$ siendo $\eta = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$

NEXT, FEXT y ELFEXT

$$NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALKp}}$$

Para una determinada frecuencia f_0.

$$FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALK\,T}}$$

$$ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALKT}}$$

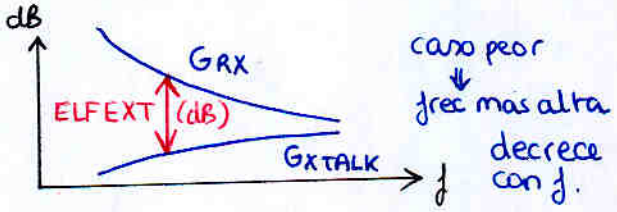
Desarrollo para ELFEXT, aunque se puede aplicar a los 3

$$ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XT}} = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{XT}} \quad (f_0)$$

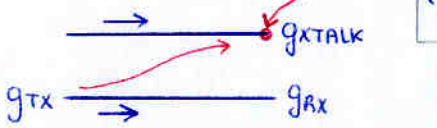
$$ELFEXT(dB)(f) = 10 \log \frac{g_{RX}(mW/Hz)}{g_{XT}(mW/Hz)}$$

$$= G_{RX}(dBm/Hz) - G_{XT}(dBm/Hz)$$

para cada f



Cálculo de $\left(\frac{C}{N}\right)$



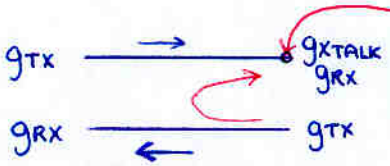
suponiendo sólo ruido XT

$$\left(\frac{C}{N}\right) = \frac{g_{RX\,interferido}}{g_{XTALK\,t}} = \frac{g_{RX}}{g_{RX} \cdot 10^{-\frac{ELFEXT}{10}}} = 10^{\frac{ELFEXT}{10}}$$

normalmente los dos pares se usan para lo mismo: $g_{RX\,interferido} = g_{RX\,interferente} = g_{RX}$

Despejando

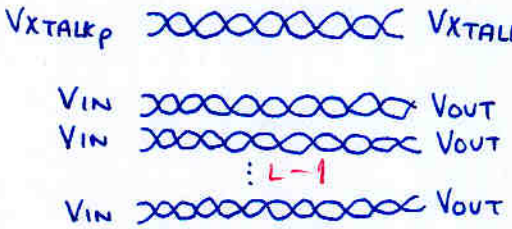
$$g_{XTALK} = g_{RX} \cdot 10^{-\frac{ELFEXT}{10}}$$



$$\left(\frac{C}{N}\right) = \frac{g_{RX\,interferido}}{g_{XTALK\,p}} = \frac{g_{TX} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}}{g_{TX} \cdot 10^{-\frac{NEXT}{10}}} = 10^{\frac{NEXT - \alpha d}{10}}$$

· Agrupaciones de más de 2 pares (tubos de L pares)

Power Sum



$$PS\_NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}(\text{de uno de los pares})}{V_{Xtalk\,p}}$$

$$PS\_FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}(\text{de uno de los pares})}{V_{Xtalk\,t}}$$

$$PS\_ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALKt}}$$

Experimentalmente se obtuvo:

$$PS\,NEXT = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^{3/2}}$$

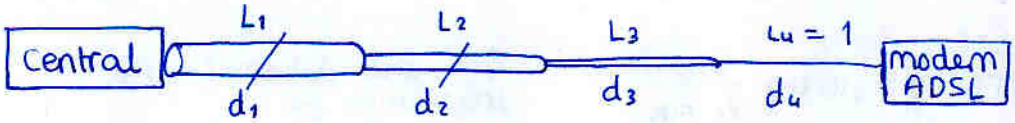
$\psi = 8'81 \cdot 10^{-5}$ f(MHz)

$$PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d}$$

$\psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$ f(MHz) d(m)

Vemos que decrece (eso es malo) con f y con d.

Tramos de tubos de pares



El ruido de XT se suma en potencia.
Desarrollando se obtiene

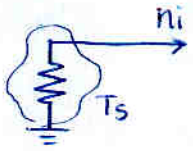
$$PS\_ELFEXT_{TOT}(dB) = -10 \log\left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + \ldots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}}\right)$$

↑ (!)

Tema 3 Ruido

B_{eq}: ancho de banda equivalente de ruido
canal telefónico: $B_{eq} = 3100$ Hz
canal vídeo: $B_{eq} = 4'75$ MHz

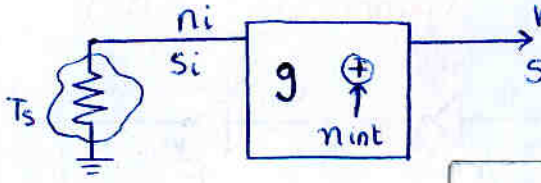
Modelo de ruido térmico de una fuente



$$n_i(W) = K \cdot T_s \cdot B_{eq}$$

Factor de ruido

si $T_s = T_o = 290K$



$$n_o = n_i \cdot g + n_{int}$$
$$S_o = S_i \cdot g$$

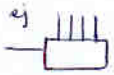
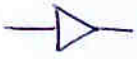
$$f = \left.\frac{(\frac{S}{N})_i}{(\frac{S}{N})_o}\right|_{T_s=T_o} = \left.\frac{n_o}{n_i \cdot g}\right|_{T_s=T_o}$$

Dem:
$$\frac{(\frac{S}{N})_i}{(\frac{S}{N})_o} = \frac{S_i/n_i}{g \cdot S_i/n_i \cdot g + n_{int}} = \frac{n_i \cdot g + n_{int}}{n_i \cdot g}$$

ruido salida partido por ruido salida si n_{int} fuese nulo.

si $T_s = T_o \Rightarrow$ $n_o(W) = \underbrace{K \cdot T_o \cdot B_{eq} \cdot g \cdot f}_{n_i \cdot g}$

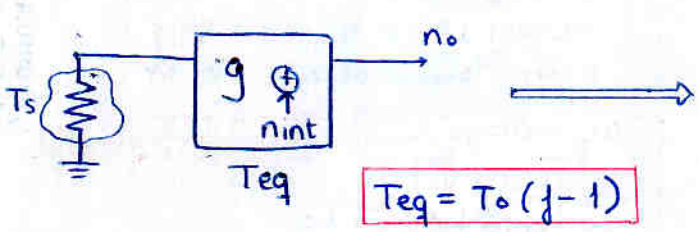
si $T_f = T_o$:

- Línea trx — $f = 10^{\frac{\alpha d}{10}}$ $\quad F(dB) = \alpha \cdot d$
- elemento con pérdidas —  $f = 10^{\frac{\text{pérdidas}(dB)}{10}}$ $\quad F(dB) = \text{Pérdidas}(dB)$
- Amplificador —  catálogo

en general
$f = 1 + \frac{T_f}{T_o}(L-1)$
$T_e = T_f(L-1)$

$f = 1 + \frac{T_e}{T_o}$
$T_e = T_o(f-1)$

Temperatura equivalente de ruido



$$T_{eq} = T_o(f-1)$$

¡¡unidades lineales!!

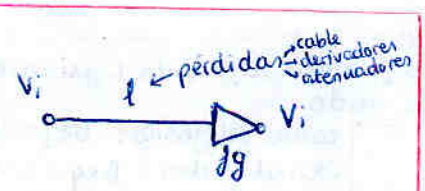
$$n_o = K \cdot (T_{eq} + T_s) \cdot B_{eq} \cdot g_{eq}$$

Fórmula de Friis

$$f_{eq} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \frac{f_4 - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdot g_3} + \dots$$

$$g_{eq} = g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdot \dots$$

$$T_{eq} = T_o(f_{eq} - 1)$$
$$n_o = K \cdot (T_{eq} + T_s) \cdot B_{eq} \cdot g_{eq}$$



$f_{sección} = f \cdot g$

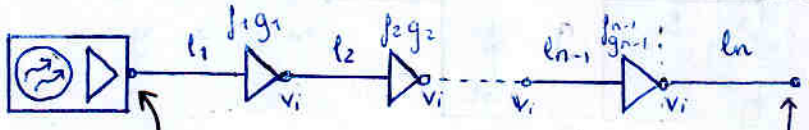
$g_{sección} = 1$

para N secciones

$f_{eq} = f_{sección} + (N-1)(f_{sección} - 1)$

$f_{eq} = N \cdot f_g - N + 1$

ejemplo típico CATV



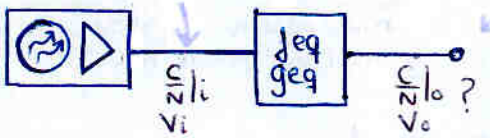
n-1 secciones más tramo final atenuador ℓ_n.

Fácil calcular f_{eq}, g_{eq}

$f_{eq} = n f_g - n + 1 + \frac{\ell_n - 1}{1}$

$\left\{ \frac{C}{N}\Big|_i \text{ (dB)},\ V_i \text{ (dBmV)} \right.$

$\left\{ \frac{C}{N}\Big|_o \text{ (dB)},\ V_o \text{ (dBmV)} \right.$



Saberse

$B_{eq} = 4'75$ MHz, $Z_o = 75\ \Omega$ } TV

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{P_{ro}}{n_o} = \frac{P_{ri} \cdot g_{eq}}{K(T_s + T_{eq}) B_{eq} g_{eq}}$$

falta T_s: la obtenemos de $\left(\frac{S}{N}\right)_i$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_i = \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}}{K T_s B_{eq}} \xrightarrow{\text{despejar}} T_s = \frac{V_i^2/Z_o}{K B_{eq} \left(\frac{C}{N}\right)_i}$$

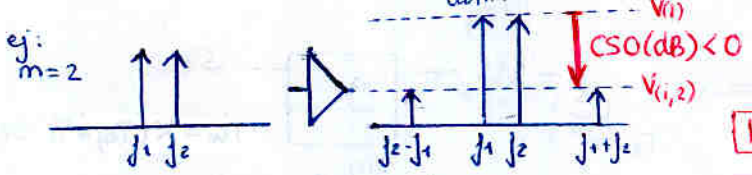
Por lo que finalmente

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}}{\frac{V_i^2}{Z_o \cdot \left(\frac{C}{N}\right)_i} + \underbrace{K \cdot T_{eq} \cdot B_{eq}}_{T_o(f_{eq}-1)}}$$

saber obtener

Ruido de Intermodulación

CSO



$$CSO(V_{(i)}, m) = V_{(i,2)} - V_{(i)} \quad \text{(dB)}$$

($V_{(i)}$: tensión salida; m: nº canales; dBmV, dBmV)

Interesa CSO lo más negativo posible ⚠ → al CONTRARIO de ELFEXT (que interesa lo más grande posible)

en cascada: se suma en potencia

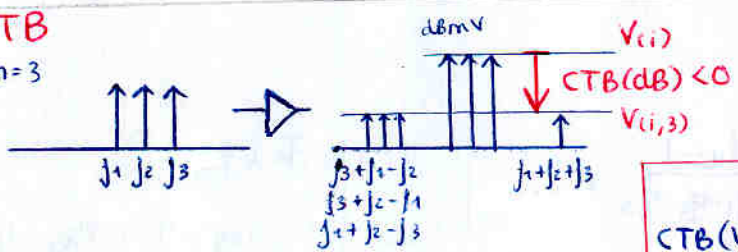
$$CSO_T(dB) = 10 \log\left(10^{\frac{CSO_1}{10}} + 10^{\frac{CSO_2}{10}} + \dots\right)$$

$$CSO(V, m_s) = \overbrace{CSO(V_r, m_o)}^{\text{catálogo}} - \underbrace{\Delta V}_{(V_r - V)\text{ en dB}} + 10 \log \frac{m-1}{m_o - 1}$$

(V: salida)

CTB

ej m=3



$$CTB(V_{(i)}, m) = V_{(i,3)} - V_{(i)} \quad \text{(dB)}$$

(dBmV, dBmV)

$$CTB(V, m_s) = \overbrace{CTB(V_r, m_o)}^{\text{catálogo}} - \underbrace{2\Delta V}_{(V_r - V)\text{ en dB}} + 20 \log \frac{m-1}{m_o - 1}$$

en cascada: se suman en TENSION

$$CTB_T = 20 \log\left(10^{\frac{CTB_1}{20}} + 10^{\frac{CTB_2}{20}} + \dots\right)$$

Sistemas Teleco - Referencia Rápida

Tema 4. SDH y PDH

- Canal telefónico sin comprimir

Calidad Telefónica: 300 - 3400 Hz (B_{eq} = 3100 Hz) $\Rightarrow$ Nyquist $f_s > 2 \cdot 3400$

Se toma f_s = 8000 Hz, T_s = 125 μs, 8 bits por muestra → 64 kbps

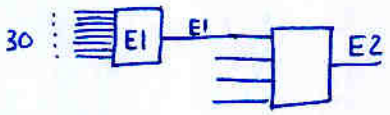
- PDH: jerarquía digital plesiócrona

Trama Básica: E1 : MIC 30 + 2 (30 × 8 bits → telefono; 2 × 8 bits → señalización) } en 125 μs → 2048 kbps

Sucesivas tramas: se agrupan de 4 en 4
- se agrupan bit a bit
- numero canales (NC) 4 veces mayor
- pero la velocidad no es exactamente 4 veces mayor

E1 : 30 N.C
E2 : 120 N.C.
E3 : 480 N.C.

Problemas:
- distintas jerarquias a nivel mundial
- MUX / DEMUX por hardware y paso a paso



etc...

- Conexiones sólo punto a punto

- SDH: jerarquía digital síncrona

Trama Básica: STM-1 155'520 Mb/s

radio ≤ 155 Mb/s
- Iá única STM que puede ir por radio. Las demas DEBEN ir por fibra optica.

9 filas × 270 Bytes (8 bits = canal) en 125 μs

- 3 × E3 (N.C. 1440)
- 2 × E3 + 21 × E1 (N.C. 1590)
- 1 × E3 + 42 × E1 (N.C. 1740)
- 63 × E1 (N.C. 1890)

→ − 1 × E3 + 21 × E1

Sucesivas tramas: (requieren fibra optica)
- entrelazado síncrono de octetos
- son múltiplos exactos de STM-1 (incluyendo la velocidad)

STM-4 = 4 × STM-1
STM-16 = 4 × STM-4 = 16 × STM-1
⋮

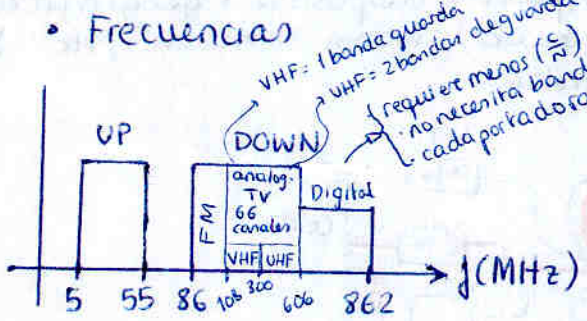
Ventajas:
- MUX-DEMUX por software
  - no requiere ir paso a paso
  - permite combinar afluentes de distintas velocidades
- Universal (igual en todo el mundo)
- Permite punto a punto y anillo
- Reloj común

multiplexores ADM:
- permiten introducir y extraer señales plesiócronas y síncronas
- permiten introducir y extraer tributarios PDH en tramas SDH
- son el elemento basico en las redes con topologia en anillo

Tema 5 Televisión por cable (CATV)

1. Introducción

- Distribución por medio guiado (cable o fibra)
- Frecuencias



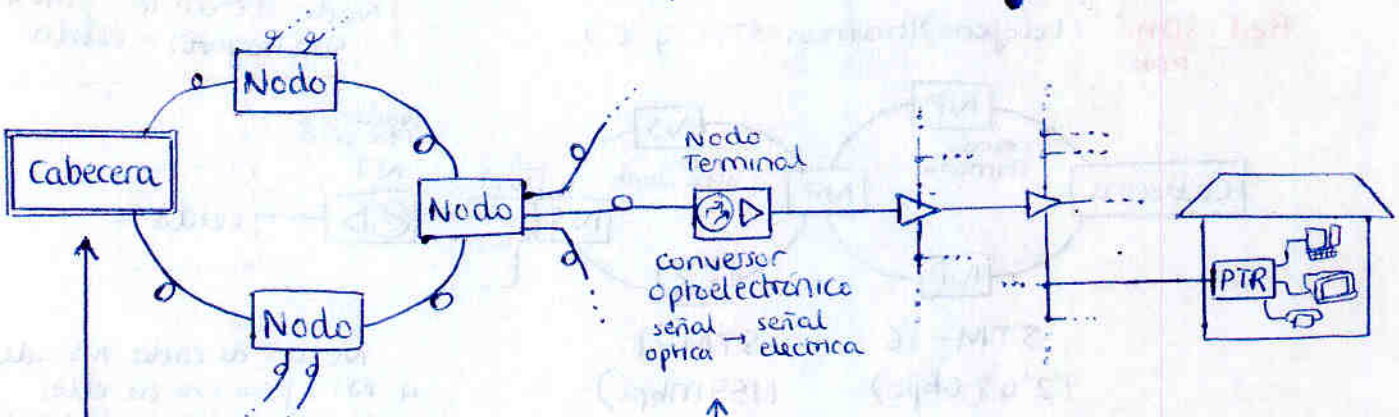
(6x MPEG2) = 6x6 Mb/s = 33'4 mb/s + redundancia = 41'34 mb/s → a 64-QAM o 256-QAM

El margen de canal descendente (86-862MHz) es el mismo que en TVT (TV terrestre) por lo que servirán los mismos aparatos añadiendoles la banda 5-55MHz

2. Estructura de la red

Partes de la red:
- Cabecera
- Red Troncal
- Red Distribución
- Red Abonado

Topología



Red Troncal
- Se suele optar por anillo y luego arbol
- Todo fibra optica

Red de Distribución
- Suele ser árbol
- Coaxial / Cable Pares
- Tratar de evitar muchos amplificadores en cascada

Red de Abonado

Cabecera
- Recepción y Procesado de señales
- Codificación canales digitales
- Codificación canales de pago
- Servicios ej PPV Pay Per View, NVOD Near VOD } como "Taquilla"
  ej VOD Video on Demand → eligen cuando quieren ver algo
- Monitorización y Supervisión
- Gestión canal ascendente

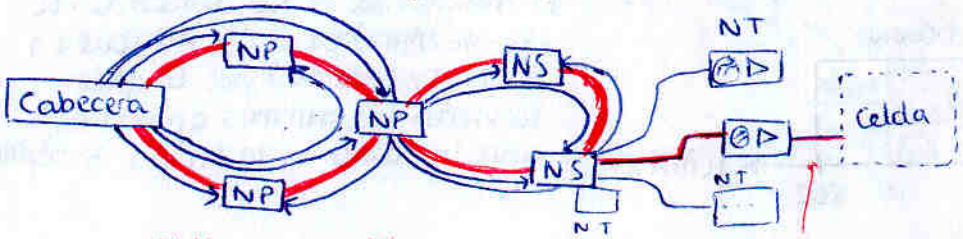
Nodo Terminal
Da servicio a una **celda**
típico: 500 hogares (número de abonados previstos)
compromiso coste-calidad

3. Estructura de red de ONO (red troncal)

Solución no integrada: **2 redes en paralelo/superpuestas**

- Red SDH → teléfono (fibra óptica anillos → cable de pares)
- Red HFC (hybrid fiber-coaxial) (fibra óptica estrella → coaxial)
  → internet / televisión

Las dos redes son 'paralelas' y comparten disposición geográfica (i.e. mismas zanjas, cable siames (par+coaxial), mismos conversores, etc...) a pesar de tener topologías distintas.



SDH: anillo, fibra óptica
HFC: estrella, aunque físicamente sea anillo. fibra óptica.

SDH: cable pares
HFC: coaxial
} pares + coaxial

Red Troncal Primaria | Red Troncal secundaria | Red Troncal Terciaria

Nodo primario: 10000-40000 hogares
Nodo secundario 2000 hogares
Nodo Terciario = conversor OE 500 hogares = celda

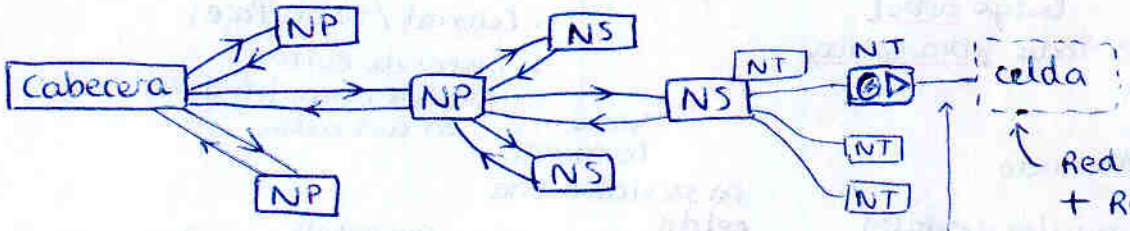
Red SDH/PDH (teléfono)(tramas STM y E)

STM-16 (2'48 Gbps)

STM-1 (155 Mbps)

Nota: de cada NS salen 4 NT, pero uno de ellos suele compartir emplazamiento con el NS para ahorrar cable.

Red HFC (internet, televisión)



fibra óptica bajada: 86-862 MHz
fibra óptica subida: 5-55 MHz

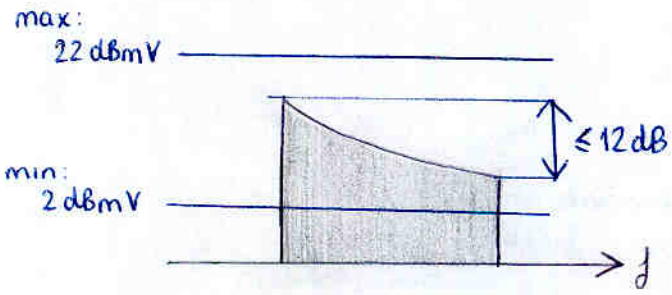
coaxial
MUX en frecuencia
5-55 MHz
86-862 MHz

red troncal (todo fibra óptica)

primaria | secundaria | terciaria

Planificación de red

Especificaciones Real Decreto



$\left(\frac{C}{N}\right) \geq 44\ dB$

$CSO \leq -54\ dB$

$CTB \leq -52\ dB$

Eso son especificaciones en toma de abonado. No conocemos su casa

⇓

La proveedora define especificaciones en PTR

Numero amplificadores en cascada

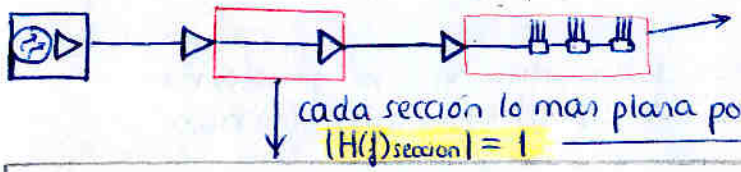
- $\left(\frac{C}{N}\right)_o \geq 44\ dB \rightarrow \dfrac{V_i^2/Z_o}{\frac{V_i^2}{Z_o \cdot \left(\frac{C}{N}\right)_i} + K \cdot T_o \cdot \underbrace{(nfg - n + 10^{\frac{Ln}{10}} - 1)}_{f_{eq}} \cdot B_{eq}} \geq 46\ dB \rightarrow n \leq 93$

- $CSO \leq -54\ dB \rightarrow 10 \log\left((n+1) \cdot 10^{\frac{CSO}{10}}\right) \leq -54\ dB \rightarrow n \leq 3$

  ↓ incluimos conversor optoelectrónico

- $CTB \leq -52\ dB \rightarrow 20 \log\left((n+1)\, 10^{\frac{CTB}{20}}\right) \leq -52\ dB \rightarrow n \leq 4$

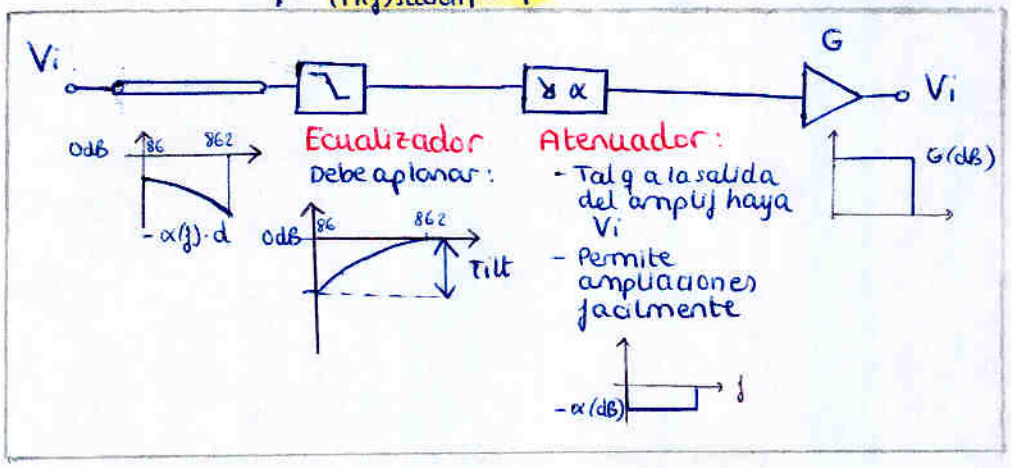
Red Distribución. Sección



la ultima parte es por lo que se coloca un ecualizador de preacentuación después del último amplificador

cada sección lo mas plana posible

$|H(f)_{seccion}| = 1$ → $|H(f)|_{dB} = \alpha(f) \cdot d - \alpha_{at}(dB) + G(dB)$



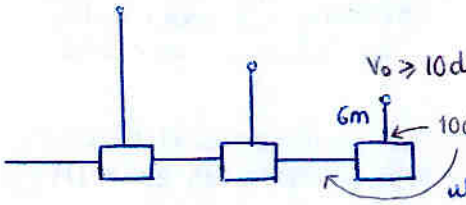
a veces piden ecualizador lineal, y la respuesta de sección queda

↑ se halla este mínimo

$\frac{\partial |H(f)|_{seccion}}{\partial f} = 0$

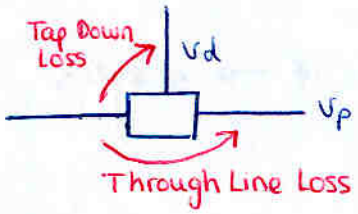
Derivadores

Se ponen antes los derivadores que alimentan plantas más alejadas



último derivador: derivador terminal
Tap-Down Loss: 7'2 dB

Los derivadores tienen



El nombre del derivador ≃ Tap-Down Loss

Escogemos inicialmente

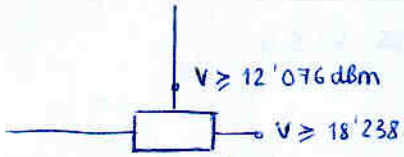
Tap-Down Loss ≃ $V_p - V_d$

y calculamos V_i mediante las 2 formas posibles

$$V_i \geq \max \left\{ \begin{matrix} V_d + \text{Tap Down} \\ V_p + \text{Through Line} \end{matrix} \right\}$$ tomando el mayor (peor caso)

Probamos con derivadores de alrededor y nos quedamos con el de menor V_i max

ej



nos quedamos con el 104-11

Con 104-11 (el más cercano a 6): $V_i \geq \begin{cases} 12'076 + 10'4 = 22'476 \text{ dBmV} \\ 18'238 + 4'2 = 22'438 \text{ dBmV} \end{cases}$

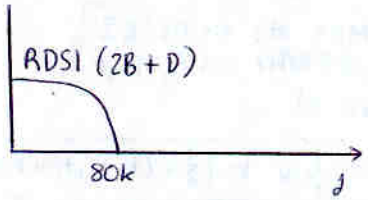
Con 104-14 $V_i \geq \begin{cases} 12'076 + 14'3 = 26'376 \text{ dBmV} \\ 18'238 + 2'3 = 20'538 \text{ dBmV} \end{cases}$

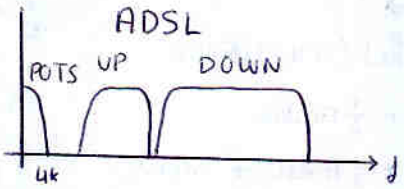
Si dos derivadores dan mismo V_i, nos quedamos con el de menor desequilibrio entre tomas.

Tema 6 – Sistemas ADSL / VDSL

(de este tema no hay más apuntes)

Tecnologías xDSL





- RDSI: Conmutación de circuitos
- ADSL: Punto a punto

- ADSL más rápido que RDSI
- ADSL mantiene POTS (en caso de fallo eléctrico funciona el teléfono, con RDSI no)

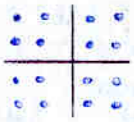
Estructura ADSL

Hubo otra propuesta CDSL en la cual el filtro estaba en el modem

No tuvo éxito.

Modulaciones utilizadas:

- **CAP** Carrierless AM/PM

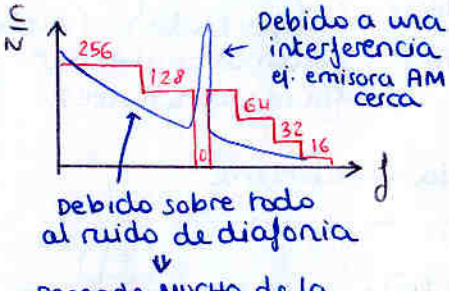


– Simplicidad
– Menor retardo de desfodificar

} Hoy en día ya está superado. Se usa DMT más compleja

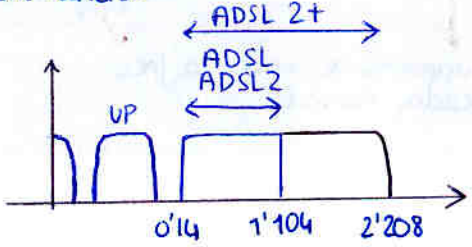
- **DMT**
  - Se utilizan M-QAM en distintas portadoras en distintas frecuencias.
  - Todas a los mismos Baudios pero con distinta M (i.e. distintos bits/segundo) adaptándose al $\frac{S}{N}$ de cada canal para conseguir cierta Pb máxima

ej:

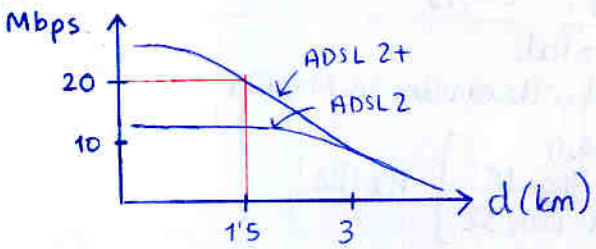


— $(\frac{S}{N})$
— M-QAM

- En ADSL se hace un barrido de $(\frac{S}{N})$ al principio de la comunicación para ajustar cada portadora
- En ADSL2 se va haciendo en tiempo real
- En ADSL2+ se añade más ancho de banda de bajada.



Este incremento en el ancho de banda sólo es útil si se tiene distancia suficiente corta, ya que si no esas portadoras prácticamente no sirven.



Servicios: (comprimir)

Teléfono: 300-3400Hz → 64 kb/s → 8-12 kb/s

TV: 7-8 MHz → Comprimido MPEG-2: de 2 a 8 Mbps según video

15 Mbps si es HDTV (High Definition)

Cálculo del máximo downstream de un enlace

Portadoras

ej 1'104 MHz en ADSL2
2'208 MHz en ADSL2+

Facil ver que: $f_1 = f_{ini} + \frac{1}{2}\text{Ancho}$

$f_2 = f_{ini} + \frac{1}{2}\text{Ancho} + \text{Ancho}$

⋮

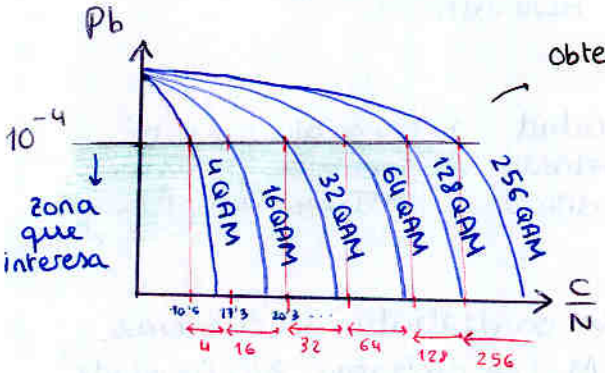
en general

$$f_i = f_{ini} + \left(\tfrac{1}{2} + (i-1)\right)\text{Ancho}$$

Frecuencia central de cada portadora

Hipótesis:

- Unico ruido: telediafonia
- Modulación DMT
- Probabilidad error umbral 10^{-4}



obtenemos:

Demodulador Ideal				
Modulación:	4QAM	16 QAM	32 QAM	....
$\frac{C}{N}$ (dB)	10'5	17'3	20'3	

recuerda: esto es el $\frac{C}{N}$ mínimo

Sumamos 9'8 dB por imperfecciones en el demodulador para obtener la tabla del demodulador real

$$\frac{C}{N}\Big|_{\text{subportadora } i \text{ ó canal } i} = \frac{g_{RX}(f_i)(mW/Hz)\cdot\Delta(Hz)}{g_{ruido}(f_i)(mW/Hz)\cdot\Delta(Hz)}$$

suponiendo que en cada subportadora (ancho Δ) podemos considerar g_{ex} y g_{ruido} constantes.

Por lo tanto; sabiendo que todo el ruido está causado por telediafonia se obtiene:

$$\frac{C}{N}\Big|_{\substack{\text{canal}\\ i\text{-ésimo}}}(dB) = PS\_ELFEXT(f_i)(dB) = 10\log\frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi\cdot f_i^2\cdot d}$$

Vemos que la distancia lo decidirá todo

por eso es importante conocer la frec central de cada canal

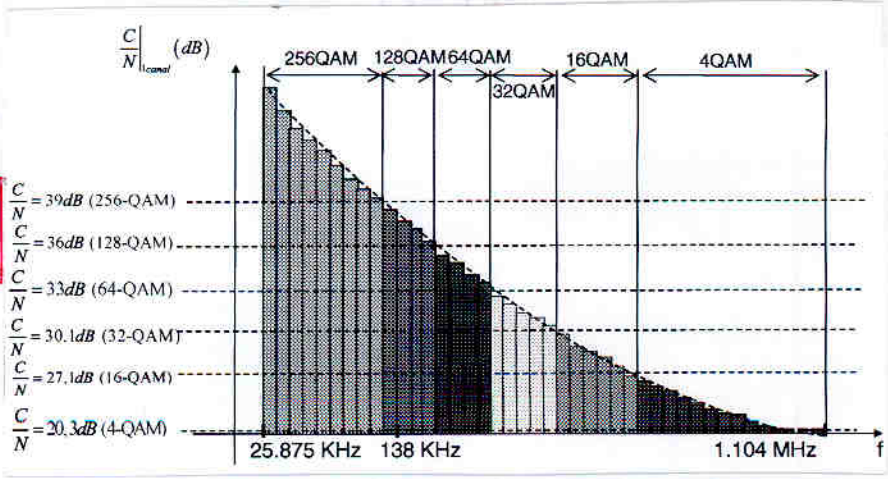
si además hubiera alguna interferencia, calcularíamos $\frac{C}{N}$ ya de la forma normal $\frac{P_S}{P_N}$

Sabiendo $\left(\frac{C}{N}\right)_i$ de cada canal i, podemos obtener la modulación de cada canal.

Cada canal: $V_{tx}[bit/s] = R_I[Bd]\cdot \log_2 M\left[\frac{bit}{simb}\right]$ $\quad [simb/s]$

La velocidad total siendo $n_{M\text{-}QAM}$ el nº de canales en M-QAM

$$V_{tx}[bit/s] = \begin{bmatrix} n_{4\text{-}QAM}\cdot\log_2 4 \\ + n_{16\text{-}QAM}\cdot\log_2 16 \\ + n_{32\text{-}QAM}\cdot\log_2 32 \\ + \dots \end{bmatrix}\cdot R_I[Bd]$$



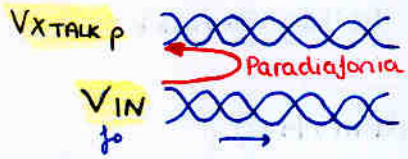
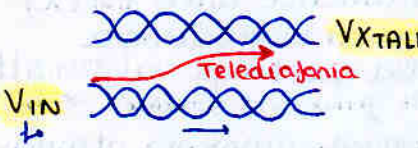
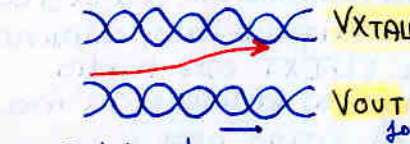
Resumen NEXT, FEXT y ELFEXT

- No pienses en estos parámetros como ruido de diafonía (P_{XTALK} (mW), g_{XTALK} (mW/Hz), V_{XTALK} (mV)) sino como una relación
- Cuando el ruido de diafonía es nulo, estos parámetros son ∞

Definición: la flecha roja → va del interferente al interferido

ej. 2 pares misma dirección:
A la salida de uno encontraremos (además de su propia señal de salida) el ruido de telediafonía del otro

ej. 2 pares dirección opuesta
A la salida de uno encontraremos (además de su propia señal de salida) el ruido de paradiafonía del otro. (*) ver Nota

NEXT		Near-End Crosstalk (NEXT) $NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALKp}}$
FEXT		Far-End Crosstalk (FEXT) $FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALKt}}$
ELFEXT	 Sabiendo: $V_{OUT} = V_{IN} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{20}}$	Equal level FEXT (ELFEXT) $ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALKt}}$ $ELFEXT(dB) = FEXT(dB) - \alpha \cdot d$

Se define todo para una determinada frecuencia fija f_0

V_{XTALK} sería la tensión que se mediría si no hay señal alguna en el cable interferido.

Expresado como relación de potencias. Se puede hacer con todos, pero ahora tomaremos ELFEXT como ejemplo:

$$ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALKt}} = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{XTALKt}} \qquad f = f_0$$

(*) NOTA: El par interferente puede ser duplex (en ambas direcciones) ej ADSL. En ese caso a la salida de uno encontraremos (además de su propia señal de salida) ruido de telediafonía Y paradiafonía del otro. Cuidado al calcular tele o paradiafonía, ya que V_{IN} y V_{OUT} hay que elegirlos adecuadamente.

Utilización de los parámetros en una banda de frecuencias

En general, V_{IN}, V_{OUT}, V_{XTALK_t} y V_{XTALK_p} tendrán un valor distinto para cada frecuencia

$P_{IN}(mW) \longrightarrow g_{TX}(mW/Hz)$

$P_{OUT}(mW) \longrightarrow g_{RX}(mW/Hz)$

$P_{XTALK_t}(mW) \rightarrow g_{XTALK_t}(mW/Hz)$

$P_{XTALK_p}(mW) \rightarrow g_{XTALK_p}(mW/Hz)$

Parece por tanto sensato definir: (se puede para todos, pero usamos ELFEXT como ejemplo)

$$ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{g_{RX}(mW/Hz)}{g_{XTALK_t}(mW/Hz)}$$

Valido para cada frecuencia

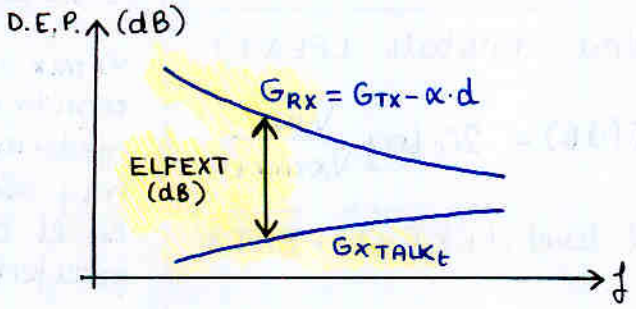
$g_{RX} = g_{TX} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}$

Cuidado, no intentes nada como $ELFEXT(dB/Hz)$ (una especie de d.e.p. del ELFEXT) y sobre todo no intentes interpretar $g_{XTALK_t}(mW/Hz)$ como tal.
Recuerda que los parámetros como ELFEXT NO son el ruido (g_{XTALK}/P_{XTALK})

Simplemente piensa que ELFEXT toma distintos valores según la frecuencia.

$$ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{g_{RX}}{g_{XTALK_t}} = 10 \log g_{RX} - 10 \log g_{XTALK_t}$$

$$ELFEXT(dB) = G_{RX}(dBm/Hz) - G_{XTALK_t}(dBm/Hz)$$



Se ve claramente como ELFEXT
- Varia con la frecuencia
- Interesa que tenga valores altos (∞ si $g_{XTALK} = 0 \rightarrow G_{XTALK} = -\infty$ dB)

G_{RX} va bajando (aumenta atenuación)
G_{XTALK} va aumentando con la frecuencia
↳ Si se exige un valor mínimo de ELFEXT este tendrá lugar en la frecuencia mas alta (caso peor)

G_{RX} es la d.e.p. de potencia de señal recibida a la salida del par interferente, mientras que G_{XTALK_t} se refiere a la d.e.p. de potencia de ruido de telediafonía a la salida del interferido.

Pero como normalmente ambos pares suelen estar destinados a lo mismo, g_{RX} y g_{TX} suele ser el mismo valor en ambos.

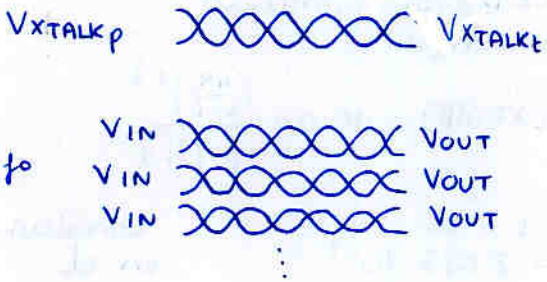
En ese caso se puede ver que ELFEXT tiene gran relación con la "relación portadora a ruido de telediafonía"

$$\text{i.e. } \frac{C}{N} = \frac{g_{rx\ interferido}}{g_{XTALK}} = \frac{g_{tx\ interferido} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}}{g_{tx\ interferente} \cdot 10^{-\frac{NEXT}{10}}} = 10^{\frac{NEXT - \alpha d}{10}}$$

si el sistema es simétrico
$g_{tx\ interferido} = g_{rx\ interferente}$

Agrupaciones de más de dos pares

En general hay más de dos pares interfiriéndose entre si.
Para L pares:



Power Sum

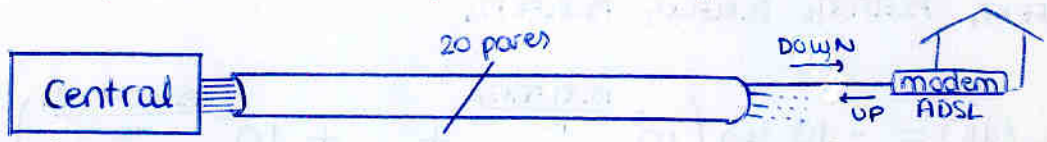
$$PS\_NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}\,(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_p}}$$

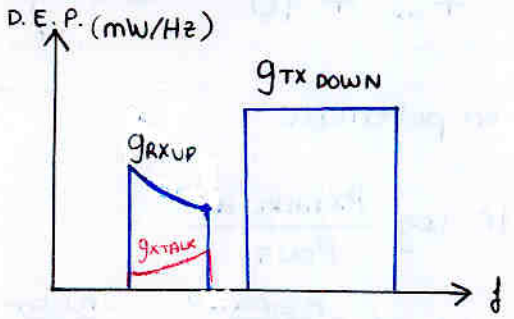
$$PS\_FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}\,(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_t}}$$

$$PS\_ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}\,(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_t}}$$

A estos se les puede aplicar todo lo anterior:
- expresarlos como relación de potencias $10 \log P/P_{XTALK}$
- expresarlos como relación de d.e.p. $10 \log \frac{g(mW/Hz)}{g_{XTALK}(mW/Hz)}$

Ejemplo de como aplicar las definiciones





se suele considerar que se tx con d.e.p. plana (cte)

$$PS\_NEXT\,(dB) = 10 \log \frac{g_{TX\,DOWN}}{g_{XTALK_{p\,TX\,DOWN}}}$$

NEXT tiene poco sentido en este caso ya que la g_{XTALK_p} aparece en la banda de frecuencias DOWN, donde no molesta a la recepción de la banda UP (*)

$$PS\_FEXT_{RX\,UP}(dB) = 10 \log \frac{g_{TX\,UP}}{g_{XTALK_{t\,RX\,UP}}}$$

$$PS\_FEXT_{RX\,DOWN}(dB) = 10 \log \frac{g_{TX\,DOWN}}{g_{XTALK_{p\,RX\,DOWN}}}$$

$$PS\_ELFEXT_{RX\,UP}(dB) = 10 \log \frac{g_{RX\,UP}}{g_{XTALK_{t\,RX\,UP}}}$$

$$\boxed{PS\_ELFEXT_{RX\,DOWN}(dB) = 10 \log \frac{g_{RX\,DOWN}}{g_{XTALK_{p\,RX\,DOWN}}}}$$

el mas tipico

(*) PS_NEXT tiene sentido cuando se tx y rx en mismas frecuencias, para que lo txido por un par a un lado de la linea pueda afectar a lo rxido por otro par en ese mismo lado de la linea.
ejemplo: Conexión entre 2 PC's tipo 100 base T. Un par para tx y otro para rx. Ambos funcionando en la misma banda de frecuencias.

Expresión matemática experimental

Usando la definición necesitamos V_{XTALK}, P_{XTALK} o g_{XTALK} para poder calcular FEXT, NEXT o ELFEXT. No siempre disponemos de ello.

Para calcularlos directamente se obtuvieron estas fórmulas experimentales:

Para L pares activos

$$PS\_NEXT\,(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^{3/2}}$$

$\psi = 8'81 \cdot 10^{-5}$

f: frecuencia en MHz

· independiente de la distancia

$$PS\_ELFEXT\,(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^{2} \cdot d}$$

$L \leq 50$

$\psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$

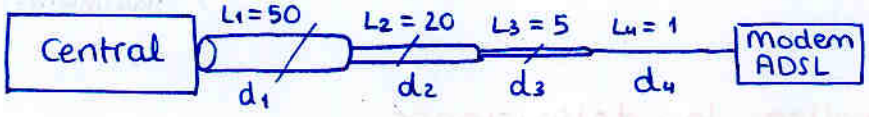
f: frecuencia en MHz

d: longitud en m

Las dan en el examen

ambos disminuyen con la frecuencia

Efecto ante varios tramos



PS_ELFEXT_1 PS_ELFEXT_2 PS_ELFEXT_3 PS_ELFEXT_4

$$PS\_ELFEXT_{TOTAL}\,(dB) = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + \dots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} \right)$$

Dem: Suponiendo que los V_{XTALK} se suman en potencia

$$PS\_ELFEXT_{TOTAL}\,(dB) = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{XTALK\,t\,tot}} = -10 \log \frac{P_{XTALK\,t\,tot}}{P_{OUT}}$$

$$= -10 \log \left(\frac{P_{XTALK\,t\,1}}{P_{OUT_1}} + \dots + \frac{P_{XTALK\,t\,4}}{P_{OUT_4}} \right) = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + \dots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} \right)$$

NOTA: Tanto aplicando la definición, como la expresión experimental, como la lógica se obtiene que los tramos con sólo 1 par $PS\_ELFEXT = \infty$

⇒ No hay ruido de telediafonía ni paradiafonía

$$\frac{P_{XTALK\,T}}{P_{OUT}} = \frac{P_{XTALK_1} \cdot 10^{-\alpha(d_2+d_3+d_4)} + P_{XTALK_2} \cdot 10^{-\alpha(d_3+d_4)} + P_{XTALK_3} \cdot 10^{-\alpha(d_4)} + P_{XTALK_4}}{P_{OUT_4}}$$

$$= \frac{P_{XTALK_1} \cdot 10^{-\alpha(d_2+d_3+d_4)}}{P_{OUT_1} \cdot 10^{-\alpha(d_2+d_3+d_4)}} + \frac{P_{XTALK_2} \cdot 10^{-\alpha(d_3+d_4)}}{P_{OUT_2} \cdot 10^{-\alpha(d_3+d_4)}} + \dots$$

$=$,

TEMA 0 – Introducción

Servicio

aplicación —requerida por→ usuarios / proveedor (medios técnicos)

Sistema

Solución: equipos y métodos necesarios para cubrir el servicio

Tipos de servicio:
- Bidireccionales { duplex (ej. teléfono); semiduplex (ej. PMR (taxis, poli))
- Unidireccionales: simplex (ej. TV, FM)

servicios	Ancho Banda Analógico	Velocidad digital sin comprimir	Velocidad digital compresión
Teléfono	300 a 3400 Hz	64 kb/s	8 - 12 kb/s
Televisión	7 a 8 MHz	162 Mb/s	1'5 Mb/s MPEG-1 2-8 Mb/s MPEG-2 384 kb/s videocon.

- recuerda: ancho de banda de tx digital

$$V_{tx}\ (b/s) \longleftrightarrow \eta \cdot B_W\ (Hz)$$

↳ eficiencia espectral: cuanto más alta mejor → pero debe adaptarse al medio

- ej. satélite: QPSK → $\eta = 1'5 \sim 1'8$
- ej. TV cable: 64QAM → $\eta \simeq 5 \sim 6$

Tipo de redes:
- banda ancha: video analógico y digital, datos alta veloc.
- banda estrecha: canal telefónico, datos baja veloc.
- multimedia: combina video, audio, datos en formato electrónico
- interactivo: intercambio dinámico de información

Unidades

- ALMACENAMIENTO: B (byte)
  $1\ B = 8\ bit$
  $1\ kB = 2^{10}\ B = 8 \cdot 2^{10}\ b$
  $1\ MB = 2^{20}\ B = 8 \cdot 2^{20}\ b$

- TRANSMISION: b/s (bit/s)
  $1\ kb/s = 1000\ b/s$
  $1\ Mb/s = 10^6\ b/s$

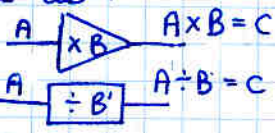
excepción: navegador internet (kB/s)

TEMA 1. Magnitudes y Unidades

1. Magnitudes Relativas

Razones para el uso de dB:

1- Convierte amplif y atenuadores en sumas y restas



2. Oido y vista humanos tienen respuesta logaritmica a la excitación.

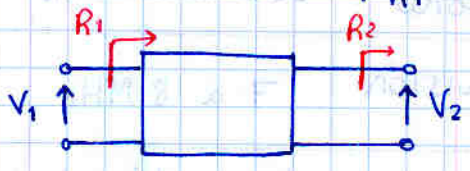
Definición dB

$$L(dB) = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

- potencias.
- P_1 y P_2 en misma unidad

para tensiones:

$$L(dB) = 10 \log \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1}$$



Como en comunicaciones siempre hay adaptación de impedancias
- maxima transf. potencia
- evita ondas reflejadas

$R_1 = R_2$

$$L(dB) = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

- tensión
- V_2 y V_1 en misma unidad

Cálculo mental de decibelios

Por las propiedades:

$\log AB = \log A + \log B$

$\log A/B = \log A - \log B$

$\log A^B = B \log A$

y recordando:

$10 \log 10 = 10$

$10 \log 2 \cong 3$

ej: $\frac{P_2}{P_1} = 40 = 2 \times 2 \times 10 \Rightarrow 3 + 3 + 10 = 16\ dB$

$\frac{P_2}{P_1} = 125 = 1000/8 = 1000/_{2 \cdot 2 \cdot 2} \Rightarrow 30 - 3 - 3 - 3 = 21\ dB$

Truco:

$\times \div 10 \leftrightarrow \pm 10\ dB$

$\times \div 2 \leftrightarrow \pm 3\ dB$

2. Niveles Absolutos

En general: $L = K \log \frac{x_2}{x_1}$ dBx (x_1 valor fijo)

Unidades de Potencia: $K = 10$

$L(dBW) = 10 \log P(W)$
$L(dBm) = 10 \log P(mW)$

Unidades de Tensión: $K = 20$

$L(dBmV) = 20 \log V(mV)$
$L(dB\mu V) = 20 \log V(\mu V)$

Relación entre unidades

$$L(dBW) = L(dBm) - 30\,dB$$
$$L(dBmV) = L(dB\mu V) - 60\,dB$$

DEM: $L(dBW) = 10 \log P(W) = 10 \log P(mW) \cdot 10^{-3}$

DEM: $L(dBmV) = 20 \log V(mV) = 20 \log V(\mu V) \cdot 10^{-3}$

Relacionando unidades de diferente magnitud:

$$L(dBm) = L(dBmV) - 30dB - 10 \log R(\Omega)$$

en TV cable, $R = 75$

$$L(dBm) = L(dBmV) - 48'75$$

DEM:

$L(dBm) = 10 \log P(mW)$
$= 10 \log P(W) \cdot 10^3$
$= 10 \log \frac{V^2}{R} \cdot 10^3$
$= 10 \log \frac{(V(mV) \cdot 10^{-3})^2}{R(\Omega)} \cdot 10^3$
$= 10 \log \frac{V(mV)^2}{R(\Omega)} \cdot 10^{-3}$

Ganancia

$$G(dB) = 10 \log \frac{P_B(W)}{P_A(W)}$$

en lineal:

g: ganancia en potencia $\quad \frac{P_B(W)}{P_A(W)} = g$

$\sqrt{g}$: ganancia en tensión $\quad \frac{V_B(V)}{V_A(V)} = \frac{\sqrt{P_B(W) \cdot R}}{\sqrt{P_A(W) \cdot R}} = \sqrt{g}$

al pasar a decibelios

$G_{pot}(dB) = 10 \log \frac{P_B(W)}{P_A(W)}$
$G_{pot}(dB) = 10 \log g$

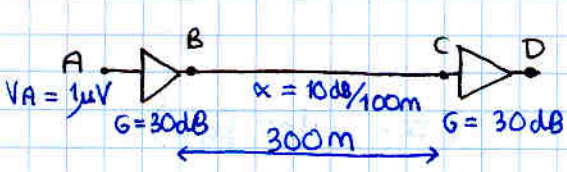
$G_{tension}(dB) = 20 \log \frac{V_B(V)}{V_A(V)}$
$= 20 \log g^{1/2}$
$= 10 \log g$

$\Rightarrow G(dB) = G_{pot}(dB) = G_{tension}(dB)$

$\Rightarrow L_B(dBm) = L_A(dBm) + G(dB)$ ← potencia

$\Rightarrow L_B(dBmV) = L_A(dBmV) + G(dB)$ ← tensión

Problema:



Calcular P_D (mW)

$V_A(\mu V) \rightarrow L_A(dBmV) = 20 \log V_A(mV) = 20 \log 10^{-3} = -60\ dBmV$

$L_A(dBmV) \rightarrow L_D(dBmV) = L_A(dBmV) + 30dB - 30dB + 30dB$
$= L_A(dBmV) + 30\ dB$
$= -30\ dB$

$L_D(dBmV) \rightarrow P_D(mW)$: $L_D(dBm) = L_D(dBmV) - 30 - 10 \log R(\Omega)$
$= L_D(dBmV) - 48'75$
$= -78'75\ dBm$

$L_D(dBm) = 10 \log P(mW)$

$P(mW) = 10^{\frac{L_D(dBm)}{10}} = 10^{-7'875}$
$= 1'33 \cdot 10^{-8}\ mW$

3. Niveles Relativos

Se toma un punto del circuito como referencia

Punto Relativo Cero (NTØ) con valores $L_{NTØ}(dBm) = dBmØ$
$L_{NTØ}(dBW) = dBWØ$
...

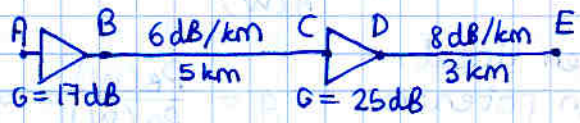
y se define

$$L(dBr) = 10 \log \frac{P_2}{P_{NTØ}}$$

y se cumple $L(dBm) = dBmØ + L(dBr)$

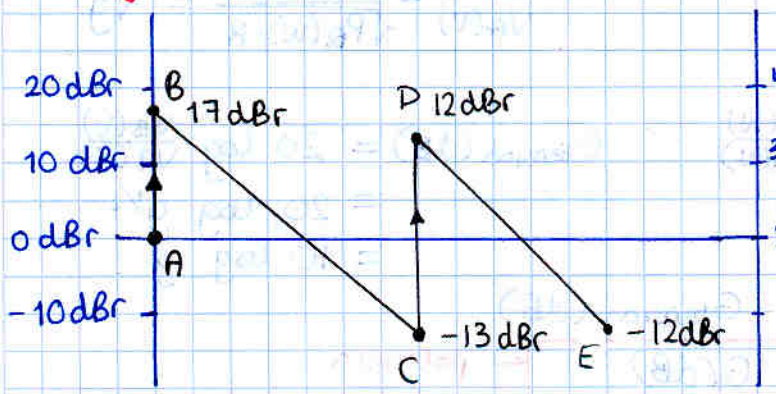
Utilizando dBr se puede caracterizar un circuito independientemente de la entrada

ej:



tomamos A como NTØ

Hipsograma



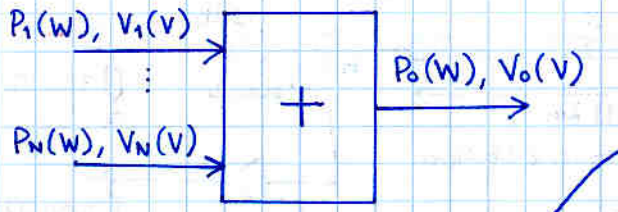
sirve para cualquier entrada

$L(dBm) = dBmØ + dBr$

ej. $P_A = 100\ mW$
$= 20\ dBmØ$

40dBm
30dBm
20dBm
10 dBm

4. Aditividad de señales



La suma es SIEMPRE en unidades lineales

Señales: (Coherentes / Incoherentes) → se suman en: (Tensión / Potencia)

- Coherentes → Tensión:
  - deterministas en misma frec
  - aleatorias correladas
- Incoherentes → Potencia:
  - deterministas en distintas bandas de f.
  - aleatorias incorreladas

- Incoherentes: (suma potencias)

$$L_o(dBm) = 10 \log \left(10^{\frac{L_1(dBm)}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_N(dBm)}{10}}\right)$$

DEM:

$$L_o(dBm) = 10 \log P_o(mW) = 10 \log (P_1(mW) + \dots + P_N(mW))$$

adaptación impedancias ↓

$$L_o(dBmV) = 10 \log \left(10^{\frac{L_1(dBmV)}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_N(dBmV)}{10}}\right)$$

DEM:

$$\begin{aligned} L_o(dBmV) &= 20 \log V_o(mV) = 20 \log \left[V_o(V) \cdot 10^3\right] \\ &= 20 \log \left[\sqrt{P_o(W) \cdot R(\Omega)} \cdot 10^3\right] \\ &= 20 \log \left[\sqrt{(P_1(W) + \dots + P_N(W)) \cdot R(\Omega)} \cdot 10^6\right] \\ &= 10 \log \left[\left(\frac{V_1(V)^2}{R(\Omega)} + \dots + \frac{V_N(V)^2}{R(\Omega)}\right) R(\Omega) \cdot 10^6\right] \\ &= 10 \log \left[(V_1(mV) \cdot 10^{-3})^2 + \dots + (V_N(mV) \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^6\right] \\ &= 10 \log \left[V_1(mV)^2 + \dots + V_N(mV)^2\right] \\ &= 10 \log \left[\left(10^{\frac{L_1(dBmV)}{20}}\right)^2 + \dots + \left(10^{\frac{L_N(dBmV)}{20}}\right)^2\right] \\ &= 10 \log \left[10^{\frac{L_1(dBmV)}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_N(dBmV)}{10}}\right] \end{aligned}$$

- Coherentes: (suma tensiones)

$$L_o(dBmV) = 20 \log \left(10^{\frac{L_1(dBmV)}{20}} + \dots + 10^{\frac{L_N(dBmV)}{20}}\right)$$

DEM:

$$L_o(dBmV) = 20 \log (V_o(mV)) = 20 \log (V_1(mV) + \dots + V_N(mV))$$

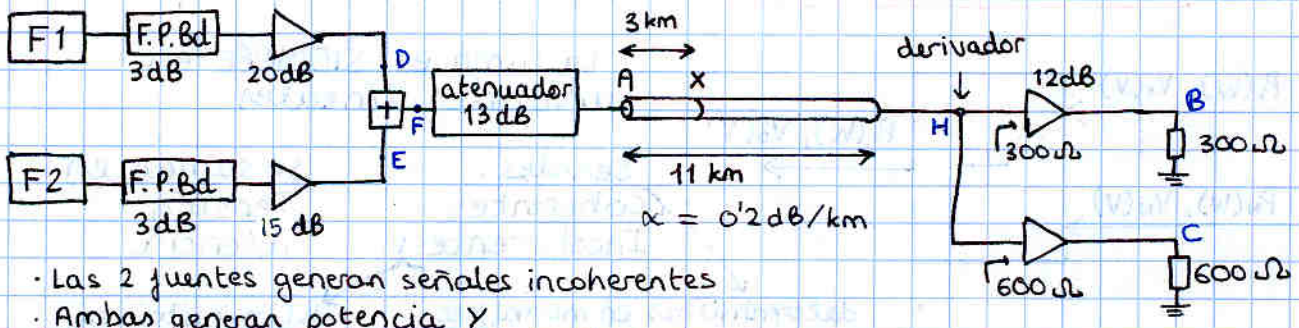
adaptación impedancias ↓

$$L_o(dBm) = 20 \log \left(10^{\frac{L_1(dBm)}{20}} + \dots + 10^{\frac{L_N(dBm)}{20}}\right)$$

DEM: Similar a la anterior

Problema

Fuentes que generan señal



- Las 2 fuentes generan señales incoherentes
- Ambas generan potencia Y

a) Hallar Y en dBW sabiendo $L_X = 5\,dBm$

$$L_D(dBm) = L_Y(dBm) - 3dB + 20dB$$
$$L_E(dBm) = L_Y(dBm) - 3dB + 15dB$$

Para poder sumar pasamos a lineales

$$\left.\begin{aligned} P_D(mW) &= 10^{\frac{L_D(dBm)}{10}} \\ P_E(mW) &= 10^{\frac{L_E(dBm)}{10}} \end{aligned}\right\} P_F(mW) = 10^{\frac{L_Y+17}{10}} + 10^{\frac{L_Y+12}{10}}$$

Volvemos a pasar a dBm

$$L_F(dBm) = 10\log\left(10^{\frac{L_Y(dBm)+17}{10}} + 10^{\frac{L_Y(dBm)+12}{10}}\right)$$
$$= 10\log\left(10^{\frac{L_Y(dBm)}{10}} \cdot \left(10^{\frac{17}{10}} + 10^{\frac{12}{10}}\right)\right)$$
$$= L_Y(dBm) + 10\log\left(10^{1'7} + 10^{1'2}\right)$$

única dificultad del problema

Ya podemos seguir

$$L_A(dBm) = L_F(dBm) - 13dB$$
$$L_X(dBm) = L_F(dBm) - 13dB - 0'2\,dB/km \cdot 3km$$

Finalmente podemos igualar

$$L_X(dBm) = L_Y(dBm) + 10\log(10^{1'7} + 10^{1'2}) - 13dB - 0'6\,dB \overset{\text{dato}}{=} 5dBm$$

Despejando:

$$L_Y(dBm) = 5\,dBm + 0'6dB + 13dB + 10\log(10^{1'7} + 10^{1'2})$$
$$= 0'4\,dBm$$

Y pasandolo a dBW

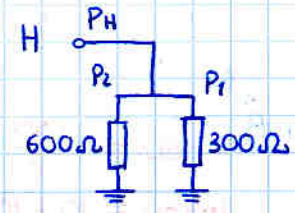
$$L_Y(dBW) = L_Y(dBm) - 30dB = -29'59\,dBW$$ ///

b) Potencia en dBm en B y en C

En H:

$$L_H(dBm) = L_x(dBm) - 0'2\,\frac{dB}{km} \cdot 8\,km$$
$$= 3'4\ dBm$$

Al llegar al derivador, la tensión es la misma en las dos ramas pero la potencia no lo es



$$P_H(W) = \frac{(V_H(V))^2}{Req(\Omega)}$$

$$Req(\Omega) = \frac{300 \cdot 600}{300 + 600}$$

$$(V_H(V))^2 = P_H(W) \cdot \frac{300 \cdot 600}{900}$$

Podemos calcular P_1 y P_2 a partir de $V_1 = V_2 = V_H$

$$P_1(W) = \frac{(V_H(V))^2}{300\Omega} = P_H(W) \cdot \frac{2}{3}$$

$$P_2(W) = \frac{(V_H(V))^2}{600\Omega} = P_H(W) \cdot \frac{1}{3}$$

como es una proporción, elegimos los mW en lugar de W

$$L_1(dBm) = 10 \log\left(P_H(mW) \cdot \tfrac{2}{3}\right) = L_H(dBm) + 10 \log \frac{2}{3}$$

$$L_2(dBm) = \ldots = L_H(dBm) + 10 \log \frac{1}{3}$$

Así que finalmente, atravesando el amplificador

$$L_B(dBm) = L_1(dBm) + 12\,dB$$
$$= L_H(dBm) + 10 \log 2/3 + 12\,dB$$
$$= 3'4\ dB + 10 \log 2/3\ dB + 12\,dB$$
$$= 13'63\ dB \,//$$

$$L_C(dBm) = L_2(dBm) + 12\,dB$$
$$= \ldots$$
$$= 3'4\,dB + 10 \log 1/3\ dB + 12\,dB$$
$$= 10'6\ dB \,//$$

Preguntas Test Examen

1. En punto A; $L_A = -7\,dBr$ ¿$P_A(mW)$?
   en NTØ; $L_{NTØ} = 40\,mWØ$

   En NTØ: $L_{NTØ}(dBm) = 10 \log 40\,mWØ = 16\,dBmØ$

   en A: $L_A(dBm) = L_Ø(dBm) + L_A(dBr)$
   $= 9\,dBm \longrightarrow$

   $P_A(mW) = 8\,mW$ ///

   $40 = 10 \cdot 2 \cdot 2$
   $10 \log 40 = 10 + 3 + 3$

   $9 = 3 + 3 + 3\,dB$ ← aprende a pasar dB → lineal
   $2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$

2. $L_A(dBmV) = -30\,dBmV$
   impedancia $50\,\Omega$ ¿$L_A(dBm)$?

   recuerda: $L(dBm) = L(dBmV) - 30 - 10 \log R^{50}$
   $= L(dBmV) - 30 - 17$
   $= -77\,dBm$ ← sin V

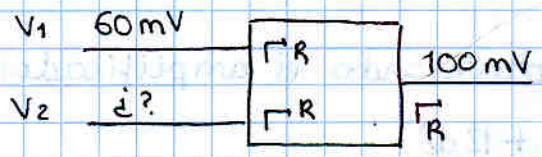
   $50 = \frac{100}{2} = \frac{10 \cdot 10}{2}$
   $\log 50 = 10 + 10 - 3 = 17$

   Si no recordáramos la relación:
   $V(mV) = 10^{-\frac{30}{20}}$
   $V(V) = V(mV) \cdot 10^{-3}$
   $= 10^{-3/2} \cdot 10^{-3}$
   $P(W) = \frac{V(V)^2}{R} = \frac{10^{-3} \cdot 10^{-6}}{50}$

   $P(mW) = P(W) \cdot 10^3$
   $= \frac{10^{-6}}{50}$
   $L(dBm) = 10 \log \left(\frac{10^{-6}}{50}\right)$
   $= -60 - 10 \log 50$
   $= -60 - 10 \log \frac{100}{2}$
   $= -77\,dBm$

3. 10 W equivalen a: a) 10 dB NO! la unidad esta mal
   $10\,W \rightarrow 10\,dBW \rightarrow 40\,dBm$

4. fuentes incoherentes



Incoherentes: sumar potencia

$P_1(W) + P_2(W) = P_0(W)$

$\frac{[V_1(V)]^2}{R} + \frac{[V_2(V)]^2}{R} = \frac{[V_0(V)]^2}{R}$

$[V_1(V)]^2 + [V_2(V)]^2 = [V_0(V)]^2$

$[V_1(mV) \cdot 10^{-3}]^2 + [V_2(mV) \cdot 10^{-3}]^2 = [V_0(mV) \cdot 10^{-3}]^2$

$[V_1(mV)]^2 + [V_2(mV)]^2 = [V_0(mV)]^2$

$V_2(mV) = \sqrt{V_0(mV)^2 - V_1(mV)^2}$
$= \sqrt{100^2 - 60^2}$ ← cuidado
$= \sqrt{10^2(10^2 - 6^2)}$
$= 10\sqrt{100 - 36}$
$= 10\sqrt{64}$
$= 80\,mV$

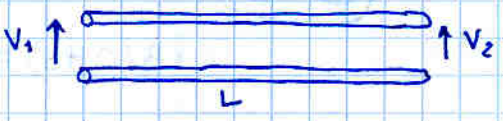
TEMA 2 : Medios de transmision en linea

1. Modelo de lineas de trx

Baja frecuencia

$V_1 = V_2$

Alta frecuencia



ecuacion de ondas EDP

solución:

$$V_2 = V_1 e^{-\gamma L} = V_1 e^{-\alpha L} e^{-j\beta L}$$

$\gamma = \alpha + j\beta$

γ : cte propagación
α : cte atenuacion
β : cte de fase

- Definición Neper (Np)

$$L(Np) = \ln \frac{|V_1|}{|V_2|} = \ln e^{\alpha L} = \alpha L$$

si son sinusoidales $\quad L(Np) = \ln \frac{V_1(ef)}{V_2(ef)}$

- Relación $L(dB) \longleftrightarrow L(Np)$

$$L(dB) = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \log \frac{|V_1|}{|V_2|}$$

$$= 20 \log \left(e^{\ln \frac{|V_1|}{|V_2|}} \right) = 20 \ln \frac{|V_1|}{|V_2|} \log e$$

$$\boxed{L(dB) = L(Np) \cdot 8'68}$$

1.1. Parámetros Primarios

modelamos un diferencial de L como:

R : resistencia por kilometro (Ω/km)

L : inductancia " (H/km)

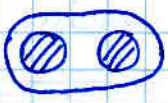
C : capacidad " (F/km)

G : perditancia " (mho/km)

(R) depende de P/S

Baja frecuencia: $f < 100\,kHz$ R cte con frecuencia

ej. Cable de Pares



ida y vuelta

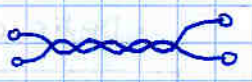
$$R(0Hz) = 2 \cdot \frac{\rho}{S} \qquad S = \pi r^2 = \pi \frac{d^2}{4}$$

$$R(0Hz) = \frac{8\rho}{\pi d^2}$$

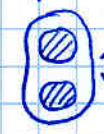
Alta frecuencia: $f \geq 100\,kHz$ Efecto pelicular

$$R(f) \approx K_1 + K_2 \sqrt{f}$$

(L) aprox. cte con frecuencia (decrece al aumentar mucho la f)

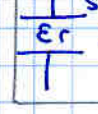
cable de pares: al trenzar se aumenta L 

(C) aprox. cte con frecuencia



para disminuir C aumentar d

recuerda:



$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot S}{d}$$

(G)

interesaría $R_{aislamiento} = \infty \rightarrow G = 0$

G aumenta si la frecuencia aumenta

1.2. Atenuación

1.2.1 Expresiones Rosen

$$V_2 = V_1 e^{-\alpha L} e^{-j\beta L}$$ α: cte atenuación

expresión general de Rosen

$$\alpha(Np/km) = \sqrt{\frac{RwC}{\operatorname{sen}\delta_c \cdot \cos\delta_d}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\delta_c + \delta_d}{2}\right)$$

$$\delta_c = \operatorname{atan}\left(\frac{R}{wL}\right) \text{ rad}$$

$$\delta_d = \operatorname{atan}\left(\frac{G}{wC}\right) \text{ rad}$$

$R(\Omega/km)$
$L(H/km)$
$C(F/km)$
$G(mho/km)$

se obtiene con largos cálculos haciendo:

$Z = R + jwL$, $Y = G + jwC$ $\rightarrow \gamma = \sqrt{Z \cdot Y}$, $\alpha = Re(\gamma)$

(la parte real de una raíz no es fácil)

1.2.2. Aproximación Alta Frecuencia

La expr de Rosen para α(Np/km) es muy larga, conviene simplificarla según la frecuencia.

$G \to 0$

$\frac{R}{\omega L} \downarrow\downarrow$ $\quad \frac{R}{\omega L} < 0'4$ $\Rightarrow$

$$\alpha(\text{Np/km}) \simeq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

No aparece la frecuencia "independiente" si no fuera porque R sí varía

$R(\Omega/\text{km})$
$C(\text{F/km})$
$L(\text{H/km})$

$$\alpha(\text{dB/km}) \simeq 8'68 \cdot \frac{R}{2}\cdot\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Demostración:

$$\gamma = \sqrt{Z\cdot Y} = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} \simeq \sqrt{(R+j\omega L)j\omega C} = \sqrt{-\omega^2 LC + j\omega RC}$$

$$= \sqrt{-\omega^2 LC\left(1 - j\frac{R}{\omega L}\right)} = j\omega\sqrt{LC}\sqrt{1-j\frac{R}{\omega L}}$$

Taylor: $\sqrt{1-x} = 1 + \frac{x}{2} + \dots$

$$= j\omega\sqrt{LC}\left(1 - \frac{jR}{2\omega L}\right)$$

$$\alpha = \text{Re}(\gamma) \simeq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

1.2.3 Aproximación Baja Frecuencia

$G \to 0$

$\frac{R}{\omega L} \uparrow\uparrow$ $\quad \frac{R}{\omega L} > 10$ $\Rightarrow$

$$\alpha(\text{Np/km}) \simeq \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$$

$$\alpha(\text{dB/km}) \simeq 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$$

Demostración

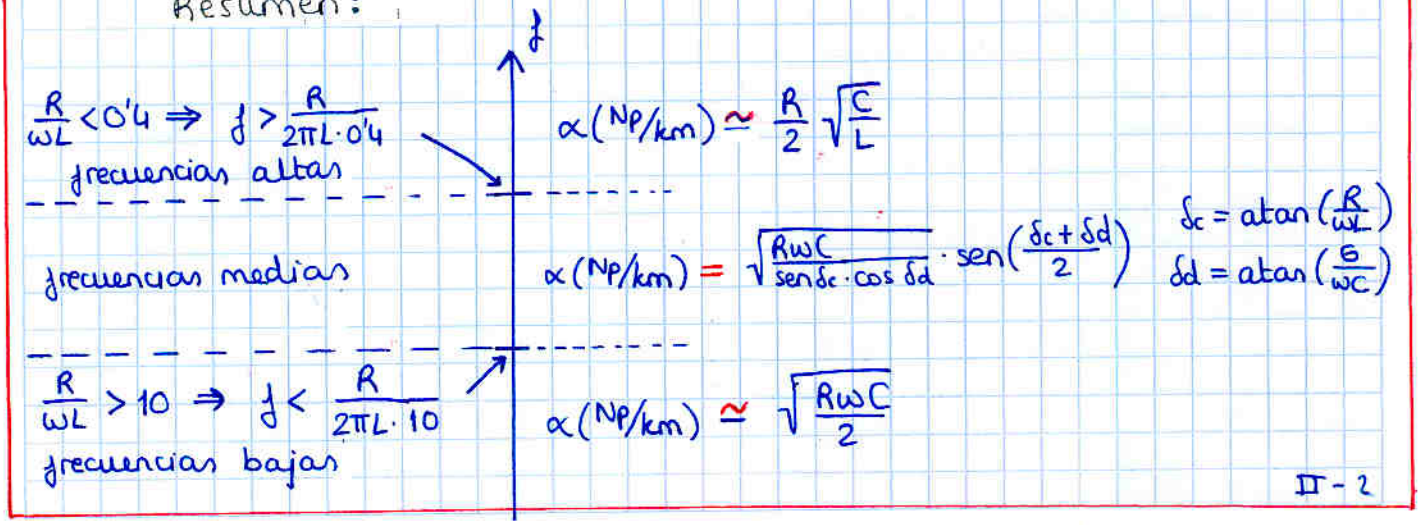
$\frac{R}{\omega L} \uparrow\uparrow \Rightarrow \delta_c = \text{atan}\left(\frac{R}{\omega L}\right) \to \frac{\pi}{2}$

$G \to 0 \Rightarrow \delta_d = \text{atan}\left(\frac{G}{\omega C}\right) \to 0$

$$\alpha(\text{Np/km}) = \sqrt{\frac{R\omega C}{\text{sen}\delta_c \cdot \cos\delta_c}}\cdot \text{sen}\left(\frac{\delta_c + \delta_d}{2}\right)$$

$$= \sqrt{\frac{R\omega C}{1\cdot 1}}\,\text{sen}\frac{\pi}{4} = \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$$

Resumen:



ejemplo: cable de pares típico $\varnothing = 0'6$ mm

convertir ⚠

Parámetros Primarios:

$G = 10\ \mu mho/km = 10 \cdot 10^{-6}$ mho/km

$C = 50\ nF/km = 50 \cdot 10^{-9}$ F/km

$L = 0'7\ mH/km = 0'7 \cdot 10^{-3}$ H/km

$\rho_{cu} = 17'24\ \frac{\Omega \cdot mm^2}{km}$ → unidades comodas: va bien con:
- calibres en (mm)
- Resist en (Ω/km)

Nos falta R tanto para calcular α como para saber a partir de que frecuencias se puede usar cada aproximación.

cable pares

$$R(0\,Hz) = \frac{8\rho_{cu}}{\pi d^2} = \frac{8 \cdot 17'24\ (\Omega\,mm^2/km)}{\pi\ (0'6\,mm)^2} = 122\ \Omega/km$$

↑ fijase que encajan las unidades

* Dilema: calculamos R a 0Hz y la usamos $\forall f$. Lo arreglaremos en 2.4 Efecto Pelicular

- **Baja Frecuencia**

$$\frac{R}{\omega L} > 10 \Rightarrow f < \frac{R}{2\pi \cdot L \cdot 10} = 2773\ Hz$$

R en Ω/km, L en H/km

a partir de ahora siempre así.

$$\Rightarrow \alpha(dB/km) = \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$$

- **Medias frecuencias**

$2773\ Hz < f < 69300\ Hz$ ← calculado después

Expresiones de Rossen:

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \sqrt{\frac{R\omega C}{\text{sen}\,\delta c \cdot \cos \delta c}}\ \text{sen}\left(\frac{\delta c + \delta d}{2}\right)$$

$\delta c = \text{atan}\,(R/\omega L)$

$\delta d = \text{atan}\,(G/\omega C)$

- **Alta frecuencia**

$$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow f > \frac{R}{2\pi \cdot L \cdot 0'4} = 69300\ Hz$$

$$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

1.2.4. Efecto Pelicular

Cuando aumenta la frecuencia las cargas se acumulan en la superficie del conductor → aumento de la resistencia

Conductor cilíndrico de Cu ⇒ $u = 21'4 \cdot r(\underline{mm}) \cdot \sqrt{f(\underline{MHz})}$

(r: radio)

si $u > 1$ ⇒ Efecto Pelicular

$$R(f) \simeq \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$$

si $u \leq 1$ ⇒ No efecto Pelicular

$$R(f) \simeq R(0)$$

NOTA:
Esta delimitación se solapa con la del ejemplo anterior

El límite de frecuencias medias a altas, marcado con un asterisco viene dado por

$$f > \frac{R}{2\pi \cdot L \cdot 0'4}$$

Pero si, como en el ejemplo anterior, esta f está dentro del efecto pelicular, no sirve tomar $R = R(0)$

→ Para calcular la frecuencia necesitamos la resistencia
→ Para calcular la resistencia necesitamos la frecuencia !!

⇒ solución: Utilizar un método recursivo

Retocando el ejemplo anterior

¿A partir de que frecuencia afecta el efecto pelicular?

$$u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} > 1$$

$$f(MHz) > \frac{1}{(21'4 \cdot r(mm))^2} = 24'26 \cdot 10^{-3} MHz = 24'26\ kHz$$

$r \uparrow \phi/2$

Por tanto:

- Baja frecuencia
  $f < 2773\ Hz$ $\quad \alpha(dB/km) \simeq \sqrt{\frac{RwC}{2}}$ con $R = R(0) = 122\ \Omega/km$
- Media frecuencia sin efecto pelicular
  $2773\ Hz < f < 24\,260\ Hz$ $\quad \alpha(dB/km) \simeq 8'68 \sqrt{\frac{R(0)\omega C}{\sin\delta \cos\delta d}} \cdot \sin\left(\frac{\delta c + \delta d}{2}\right)$
- Media frecuencia con efecto pelicular
  $24\,260\ Hz < f < f_{alta\ frec}$

$$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \sqrt{\frac{RwC}{\sin\delta c \cos\delta c}} \cdot \sin\left(\frac{\delta c + \delta d}{2}\right) \qquad \delta c = \operatorname{atan}(R/\omega C)$$

siendo $R = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$

siendo $u = 21'4 \cdot 0'3mm \cdot \sqrt{f(MHz)}$

- Alta frecuencia (con efecto pelicular)

$f > f_{alta\ frec}$

$$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{siendo} \quad R = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$$

$$u = 21'4 \cdot 0'3mm \cdot \sqrt{f(MHz)}$$

ahora SI depende de f

Hallar $f_{alta\ frec}$ con el método recursivo

- Tomando $R = R(0) \rightarrow f = \frac{R(0)}{2\pi \cdot L \cdot 0'4} = 24'2\ kHz$
- tomando $f = 24'2\ kHz \rightarrow u = 21'4 \cdot 0'3mm \cdot \sqrt{69'3 \cdot 10^{-3} MHz} = 1'69$

  $R(24'2\ kHz) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right] = 125'5\ \Omega/km$
- tomando $R = R(24'2\ kHz) \rightarrow f = \frac{R(24'2\ kHz)}{2\pi \cdot L \cdot 0'4} = 71357\ Hz$
- tomando $f = 71'357\ kHz \rightarrow R(71'357\ kHz) = \ldots = 125'83\ \Omega$
- tomando $R = R(71'357\ kHz) \rightarrow f = \ldots = 71523\ Hz$

Sabiendo que son aproximaciones nos quedamos con

$f_{alta\ frec} = 71'5\ kHz$

- Muy alta frec
  - alta frecuencia $f > \frac{R}{2\pi \cdot L \cdot 0'4}$
  - efecto pelicular $u > 1$, $u > 10$

  $\rightarrow \alpha(dB/km) = k_1 + k_2\sqrt{f}$

  $\rightarrow f > 235\ kHz$

Demostración de muy alta frecuencia

Si, una aproximación de una aproximación sustituida en una aproximación.

Si se cumple:

- alta frecuencia: $\frac{R}{\omega L} < 0'4 \rightarrow f > \frac{R}{2\pi \cdot L \cdot 0'4}$
- efecto pelicular: $u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} > 1$

Entonces se usa:

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{(aprox. alta frec)}$$

sustituimos $R = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$ (efecto pelicular)

queda: $\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}\left[1 + 3\sqrt[6]{1 + \frac{8u^6}{3^6}}\right]$

si $\frac{8u^6}{3^6} > 10 \Rightarrow$ aproximación muy alta frecuencia $\left[1+\sqrt[6]{3^6+8u^6}\right] \simeq \left[1+\sqrt{2}u\right]$

$\sqrt[6]{8} = \sqrt{2}$

$$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}\left[1 + \sqrt[6]{8}\, u\right]$$

sustituyendo u

$$\alpha(dB/km) \simeq 8'68\,\frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}\left[1 + \sqrt{2} \cdot 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}\right]$$

$$\Rightarrow \boxed{\alpha(dB/km) = k_1 + k_2\sqrt{f}}$$

de la condición

$$\frac{8u^6}{3^6} > 10 \Rightarrow u > \sqrt[6]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}}$$

$$\Rightarrow 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} > \sqrt[6]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}}$$

$$\Rightarrow f(MHz) > \left(\frac{\sqrt[6]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}}}{21'4 \cdot r(mm)}\right)^2$$

se puede obtener la frecuencia límite

Resumen de atenuación

Todas las unidades son: R (Ω/km), L (H/km), C (F/km), G (mho/km)

$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \alpha(Np/km)$

como R depende de f (si $u > 1$) y f depende de R ⇒ método iterativo

$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \rightarrow f > \frac{R}{2\pi L \cdot 0'4}$ ⇒ aprox altas frecuencias

$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$

frecuencias medias

Expresiones de Rosen

$\alpha(Np/km) = \sqrt{\frac{RwC}{\operatorname{sen}\delta_c \cdot \cos\delta_d}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\delta_c + \delta_d}{2}\right)$

$\delta_c = \operatorname{atan}\left(\frac{R}{\omega L}\right)$

$\delta_d = \operatorname{atan}\left(\frac{G}{\omega C}\right)$

$\frac{R}{\omega L} > 10 \rightarrow f < \frac{R}{2\pi L \cdot 10}$ ⇒ aproximación bajas frecuencias

$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \sqrt{\frac{RwC}{2}}$

Frecuencias Altas | Frecuencias Medias | Bajas F.

Efecto Pelicular | Efecto pelicular despreciable

usar R(f) / usar R(0)

alta frec: $\frac{8u^6}{3^6} > 10 \rightarrow u > \sqrt[6]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}} \rightarrow f(MHz) > \left[\frac{\sqrt[6]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}}}{21'4 \cdot r(mm)}\right]^2$

⇒ aproximación de muy alta frecuencia

$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}\left[1 + \sqrt{2} \cdot \sqrt[4]{8} \cdot \underbrace{21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}}_{u}\right]$

$\simeq k_1 + k_2\sqrt{f}$

despreciar 3^6 frente a $8u^6$

$u > 1$ ⇒ Efecto Pelicular

$R(f) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$

$u > 1$

$u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}$

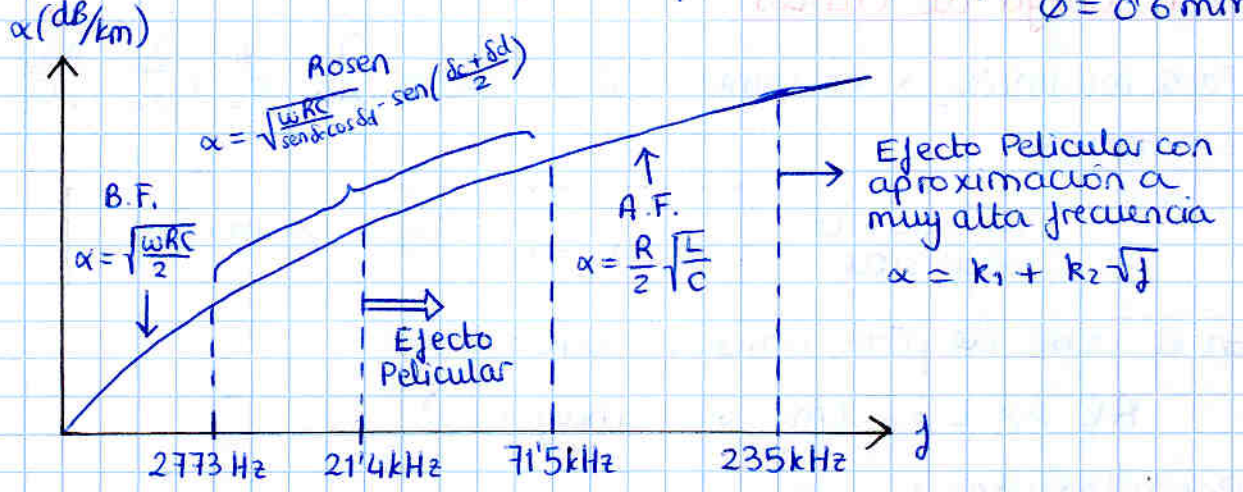
$u \leq 1$

$u \leqslant 1$ ⇒ Efecto pelicular despreciable

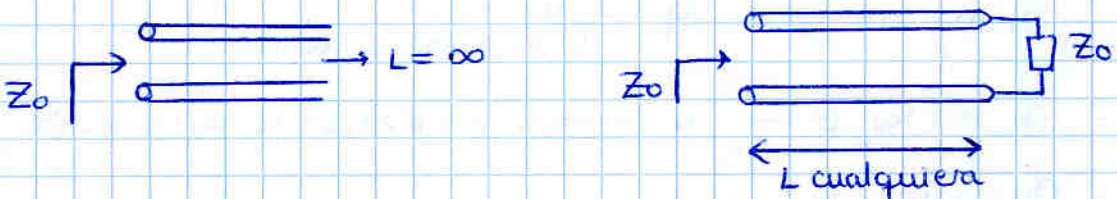
$R \simeq R(0\ Hz)$

cable de pares ⇒ $R(0) = \frac{8 \cdot \rho_{Cu}\left(\frac{\Omega mm^2}{km}\right)}{\pi\,(d(mm))^2}$

Gráfica α(dB/km) vs. f(Hz) para cable de pares típico $\varnothing = 0'6$ mm



1.3 Impedancia característica



$$Z_o = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$$

ej. en TV $Z_o = 75\Omega$

Aproximación Alta Frecuencia:

$$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow \boxed{Z_{o\,AF} \simeq \sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Aproximación Baja Frecuencia:

$$\frac{R}{\omega L} > 10 \rightarrow \boxed{Z_{o\,BF} \simeq \sqrt{\frac{R}{2\omega C}}\cdot(1-j)}$$

2. Cable de pares

2.1 Carga de Cables

Para minimizar α sin cambiar $\varnothing$, se deriva $\frac{\partial \alpha}{\partial R}, \frac{\partial \alpha}{\partial L}, \frac{\partial \alpha}{\partial C}, \frac{\partial \alpha}{\partial G}$

Se obtiene:

Condición de Heaviside: **si $RC = LG \Rightarrow \alpha$ es mínima**

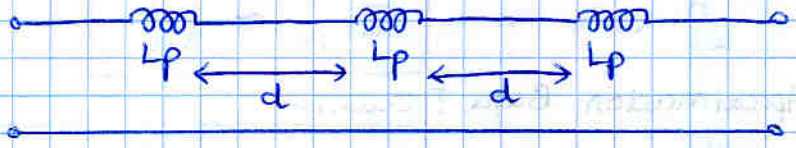
En el cable de pares típico ya estudiado

$RC >> LG$ (mil veces mayor!)

Posibilidades:

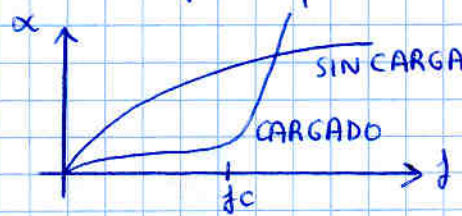
- Disminuir R → disminuir ρ, aumentar d → grandes cables de oro INVIABLE
- Disminuir C → separar los cables ↳ físicamente inviable
- Aumentar G → Tendríamos problemas de aislamiento
- Aumentar L
  1. Par Trenzado ~~~~ Buena Idea
  2. <u>Cable cargado</u>

En los años 70, se usaban cables cargados para abonados lejanos

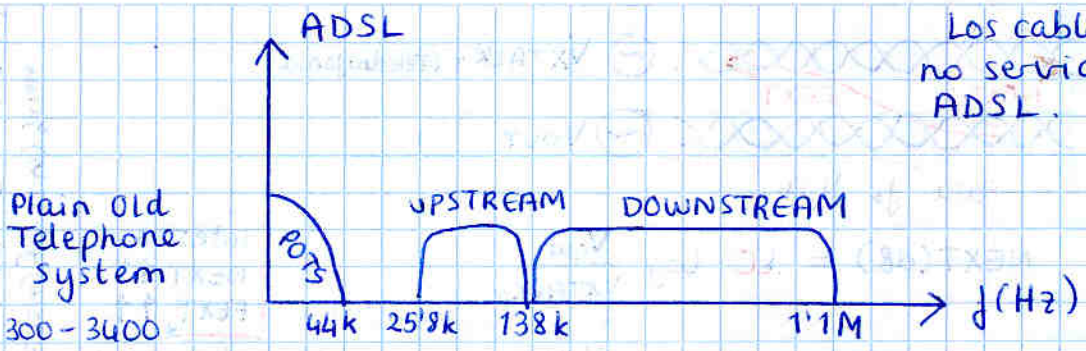


$$L_o(H/km) = L(H/km) + \frac{L_p(H)}{d(km)}$$

Cuando apareció RDSI y ADSL se vio el gran problema de que actúa como filtro paso bajo



$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_p \cdot C \cdot d}} \simeq 5 \to 10 kHz$$ típicamente



Los cables cargados no servirían para ADSL.

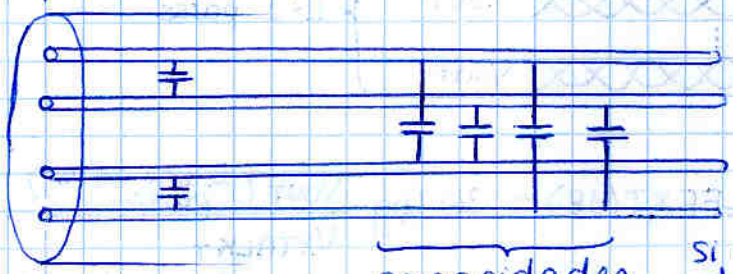
2.2 Diafonía (CrossTalk)

Transferencia indeseada de potencia de una señal de un sistema perturbador a un sistema perturbado

Telediafonía Paradiafonía

Causas:

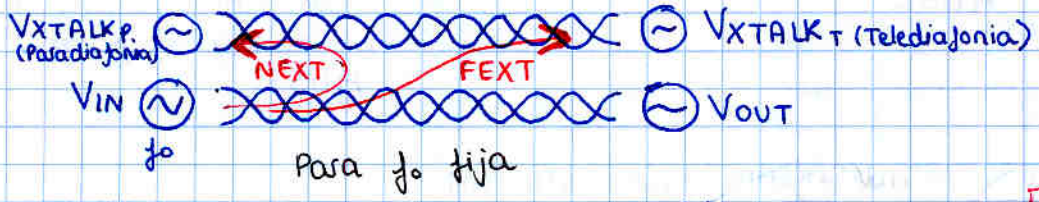
- Perditancia y desequilibrio resistivo entre cables (cables juntos con distinta R)
- Desequilibrio capacitivo



la distribución de cables de pares en tubos no es aleatoria

capacidades Parasitas: Si no son iguales hay diafonía

FEXT, NEXT y ELFEXT



Para f_o fija

NEXT Near End Crosstalk

$$NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALK_P}}$$

FEXT Far End Crosstalk

$$FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALK_T}}$$

ELFEXT Equal level FEXT

$$ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALK_T}}$$

$$ELFEXT(dB) = FEXT(dB) - \alpha \cdot d\,(dB)$$

⚠ Esto vale solo para f_o fija [además $\alpha = \alpha(f_o)$]

Interesa
NEXT ↑↑
FEXT ↑↑

NOTA: Se puede sustituir

$$20 \log \frac{V}{V_{XTALK}} = 10 \log \frac{P}{P_{Xtalk}} = 10 \log \frac{g_{(mW/Hz)}}{g_{XTALK\,(mW/Hz)}}$$

$= 10 \log g - 10 \log g_{XTALK}$

$= G_{(dB/Hz)} - G_{XTALK\,(dB/Hz)}$

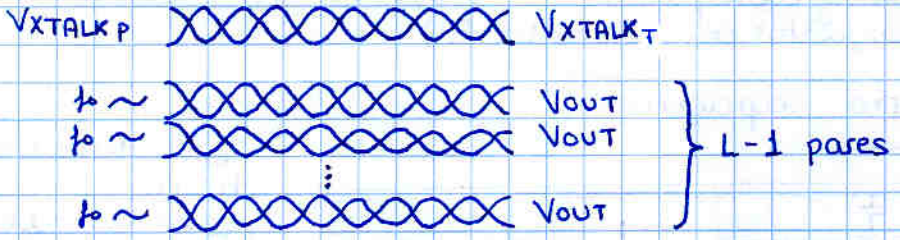
$$\alpha \cdot d = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

$$V_{IN} = V_{OUT} \cdot 10^{\frac{\alpha \cdot d}{20}}$$

$$V_{OUT(dBmV)} = V_{IN(dBmV)} - \alpha d$$

PS_ELFEXT y PS_NEXT (PS = Power Sum)

En general, para un tubo con L pares activos



$$PS\_ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}\,(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_T}}$$

$$PS\_NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}\,(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_P}}$$

Expresión matemática experimental

L pares discurren juntos el mismo tramo d.

$$PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d}$$

$L \leq 50$

ψ constante: $\psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$

f: frecuencia en MHz

d: longitud en m

¡ unidades

$$PS\_NEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^{3/2}}$$

$\psi = 8'81 \cdot 10^{-5}$

f: frecuencia en MHz

NOTA: · PS_NEXT no disminuye con la distancia (independiente)

· Ambos disminuyen a f's mayores

RECUERDA: Interesa que sean altos (∞)

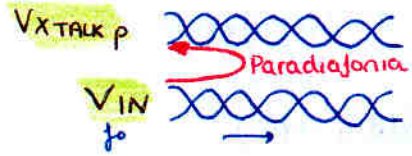
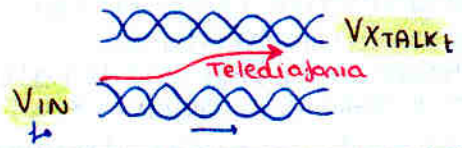
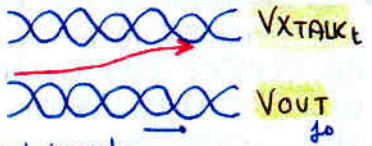
Resumen NEXT, FEXT y ELFEXT

- No pienses en estos parámetros como ruido de diafonía (P_{XTALK} (mW), g_{XTALK} (mW/Hz), V_{XTALK} (mV)) sino como una relación
- Cuando el ruido de diafonía es nulo, estos parámetros son ∞

Definición : la flecha roja → va del **interferente** al interferido

ej. 2 pares misma dirección:
A la salida de uno encontraremos (además de su propia señal de salida) el ruido de telediafonía del otro

ej. 2 pares dirección opuesta (*) ver Nota
A la salida de uno encontraremos (además de su propia señal de salida) el ruido de paradiafonía del otro.

NEXT		Near-End Crosstalk (NEXT) $NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALKp}}$
FEXT		Far-End Crosstalk (FEXT) $FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{XTALKt}}$
ELFEXT	 Sabiendo: $V_{OUT} = V_{IN} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{20}}$	Equal level FEXT (ELFEXT) $ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALKt}}$ $ELFEXT(dB) = FEXT(dB) - \alpha \cdot d$

Se define todo para una determinada frecuencia fija f_o

V_{XTALK} sería la tensión que se mediría si no hay señal alguna en el cable interferido.

Expresado como relación de potencias. Se puede hacer con todos, pero ahora tomaremos ELFEXT como ejemplo:

$$ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALKt}} = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{XTALKt}} \qquad f = f_o$$

(*) NOTA: El par interferente puede ser duplex (en ambas direcciones) ej ADSL En ese caso a la salida de uno encontraremos (además de su propia señal de salida) ruido de telediafonía **Y** paradiafonía del otro Cuidado al calcular tele o paradiafonía, ya que V_{IN} y V_{OUT} hay que elegirlos adecuadamente.

Utilización de los parámetros en una banda de frecuencias

En general, V_{IN}, V_{OUT}, V_{XTALK_t} y V_{XTALK_p} tendrán un valor distinto para cada frecuencia

$P_{IN}(mW) \rightarrow g_{TX}(mW/Hz)$

$P_{OUT}(mW) \rightarrow g_{RX}(mW/Hz)$

$P_{XTALK_t}(mW) \rightarrow g_{XTALK_t}(mW/Hz)$

$P_{XTALK_p}(mW) \rightarrow g_{XTALK_p}(mW/Hz)$

Parece por tanto sensato definir: (se puede para todos, pero usamos ELFEXT como ejemplo)

$$ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{g_{RX}(mW/Hz)}{g_{XTALK_t}(mW/Hz)}$$

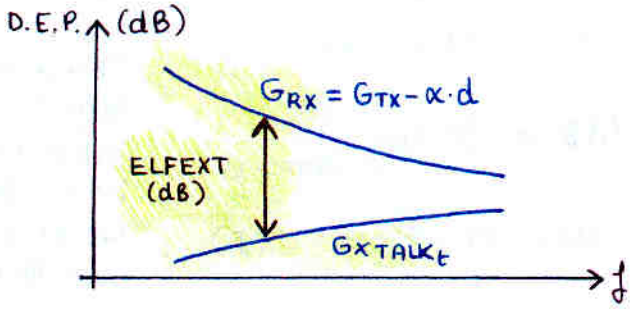
Valido para cada frecuencia

Cuidado, no intentes nada como ELFEXT (dB/Hz) (una especie de d.e.p. del ELFEXT) y sobre todo no intentes interpretar $g_{XTALK_t}(mW/Hz)$ como tal.
Recuerda que los parámetros como ELFEXT NO son el ruido (g_{XTALK}/P_{XTALK})

Simplemente piensa que ELFEXT toma distintos valores según la frecuencia.

$$ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{g_{RX}}{g_{XTALK_t}} = 10 \log g_{RX} - 10 \log g_{XTALK_t}$$

$$ELFEXT(dB) = G_{RX}(dBm/Hz) - G_{XTALK_t}(dBm/Hz)$$



Se ve claramente como ELFEXT
- Varia con la frecuencia
- Interesa que tenga valores altos (∞ si $g_{XTALK}=0 \rightarrow G_{XTALK}=-\infty$ dB)

G_{RX} va bajando (aumenta atenuación)
G_{XTALK} va aumentando con la frecuencia
↳ Si se exige un valor mínimo de ELFEXT este tendrá lugar en la frecuencia mas alta (caso peor)

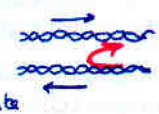
G_{RX} es la d.e.p. de potencia de señal recibida a la salida del par interferente, mientras que G_{XTALK_t} se refiere a la d.e.p. de potencia de ruido de telediafonía a la salida del interferido.

Pero como normalmente ambos pares suelen estar destinados a lo mismo, g_{RX} y g_{TX} suele ser el mismo valor en ambos.

En ese caso se puede ver que ELFEXT tiene gran relación con la "relación portadora a ruido de telediafonía"

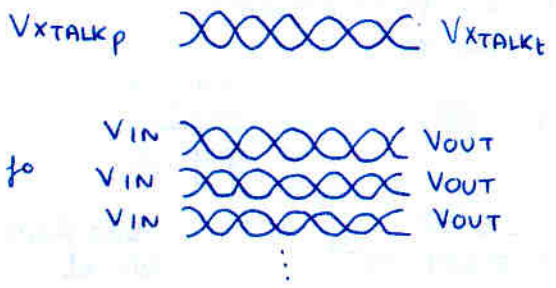
$$\text{i.e. } \frac{C}{N} = \frac{g_{rx\ interferido}}{g_{XTALK}} = \frac{g_{tx\ interferido} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}}{g_{tx\ interferente} \cdot 10^{-\frac{NEXT}{10}}} = 10^{\frac{NEXT - \alpha d}{10}}$$

si el sistema es simétrico
$g_{tx\ interferido} = g_{tx\ interferente}$



Agrupaciones de más de dos pares

En general hay más de dos pares interfiriéndose entre si.
Para L pares:



Power Sum

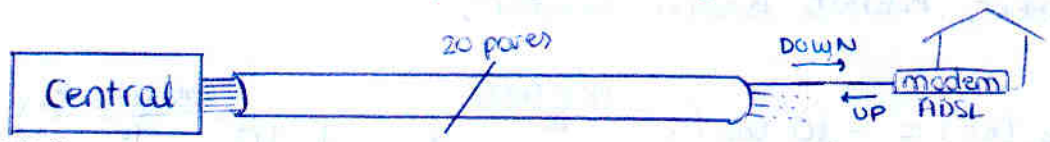
$$PS\_NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_p}}$$

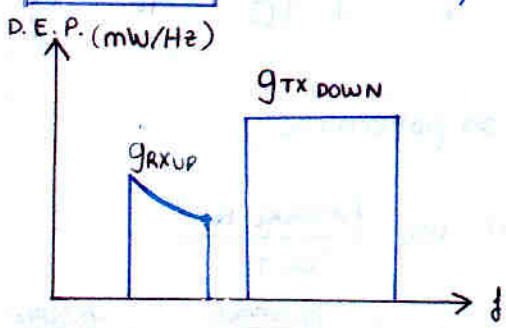
$$PS\_FEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN}(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_t}}$$

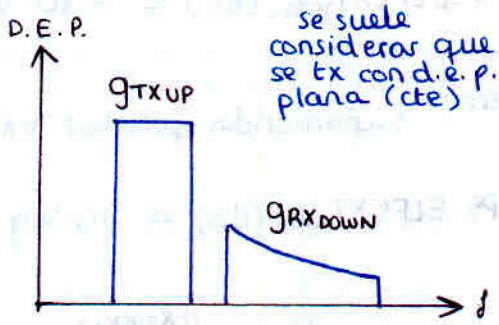
$$PS\_ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}(\text{de uno de los pares})}{V_{XTALK_t}}$$

A estos se les puede aplicar todo lo anterior:
- expresarlos como relación de potencias $10 \log P/P_{XTALK}$
- expresarlos como relación de d.e.p. $10 \log \frac{g(mW/Hz)}{g_{XTALK}(mW/Hz)}$

Ejemplo de como aplicar las definiciones







se suele considerar que se tx con d.e.p. plana (cte)

$$PS\_NEXT\ (dB) = 10 \log \frac{g_{TX\,DOWN}}{g_{XTALK_{p\,TX\,DOWN}}}$$

NEXT tiene poco sentido en este caso ya que la g_{XTALK_p} aparece en la banda de frecuencias DOWN, donde no molesta (*) a la recepción de la banda UP

$$PS\_FEXT_{RX\,UP}(dB) = 10 \log \frac{g_{TX\,UP}}{g_{XTALK_{t\,RX\,UP}}}$$

$$PS\_FEXT_{RX\,DOWN}(dB) = 10 \log \frac{g_{TX\,DOWN}}{g_{XTALK_{p\,RX\,DOWN}}}$$

$$PS\_ELFEXT_{RX\,UP}(dB) = 10 \log \frac{g_{RX\,UP}}{g_{XTALK_{t\,RX\,UP}}}$$

$$\boxed{PS\_ELFEXT_{RX\,DOWN}(dB) = 10 \log \frac{g_{RX\,DOWN}}{g_{XTALK_{p\,RX\,DOWN}}}}$$

el mas tipico

(*) PS_NEXT tiene sentido cuando se tx y rx en mismas frecuencias, para que lo txido por un par a un lado de la linea pueda afectar a lo rxido por otro par en ese mismo lado de la linea.
ejemplo: Conexión entre 2 PC's tipo 100 base T. Un par para tx y otro para rx. Ambos funcionando en la misma banda de frecuencias.

Expresión matemática experimental

Usando la definición necesitamos V_{XTALK}, P_{XTALK} o g_{XTALK} para poder calcular FEXT, NEXT o ELFEXT. No siempre disponemos de ello. Para calcularlos directamente se obtuvieron estas fórmulas experimentales:

para L pares activos

$$PS\_NEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^{3/2}}$$

$$PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^{2} \cdot d}$$

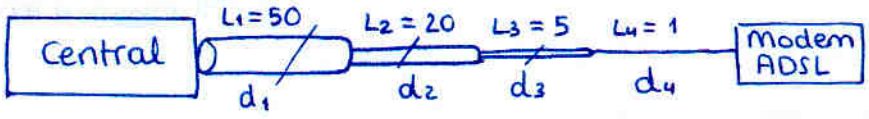
$\psi = 8'81 \cdot 10^{-5}$
f: frecuencia en MHz
- independiente de la distancia

$L \leq 50$
$\psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$
f: frecuencia en MHz
d: longitud en m

Las dan en el examen

ambos disminuyen con la frecuencia

Efecto ante varios tramos



PS_ELFEXT_1 PS_ELFEXT_2 PS_ELFEXT_3 PS_ELFEXT_4

$$PS\_ELFEXT_{TOTAL}(dB) = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + \dots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} \right)$$

Dem: suponiendo que los V_{XTALK} se suman en potencia

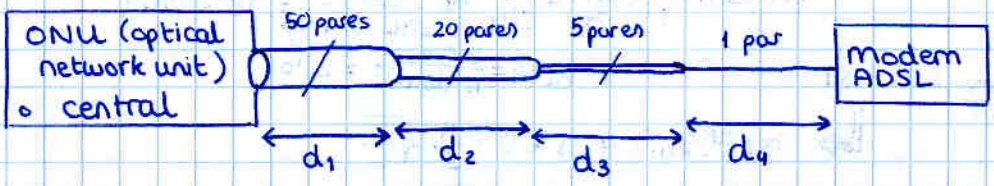
$$PS\_ELFEXT_{TOTAL}(dB) = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{XTALK\,tot}} = -10 \log \frac{P_{XTALK\,tot}}{P_{OUT_4}}$$

$$= -10 \log \left(\frac{P_{XTALK\,1}}{P_{OUT_1}} + \dots + \frac{P_{XTALK\,4}}{P_{OUT_4}} \right) = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + \dots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} \right)$$

NOTA: Tanto aplicando la definición, como la expresión experimental, como la lógica se obtiene que los tramos con sólo 1 par $PS\_ELFEXT = \infty$
⇒ No hay ruido de telediafonía ni paradiafonía

$$\frac{P_{XTALK_1} \cdot 10^{-\alpha(d_2+d_3+d_4)}}{P_{OUT_4}} = \frac{P_{XTALK_1} \cdot 10^{-\alpha(d_2+d_3+d_4)}}{P_{OUT_1} \cdot 10^{-\alpha(d_2+d_3+d_4)}} = \frac{P_{XTALK_1}}{P_{OUT_1}}$$

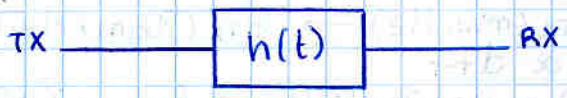
Ejercicio



Datos: $P_{TXdown} = 0\,dBm$ $\quad P_{RXdown} \geq -35\,dBm$

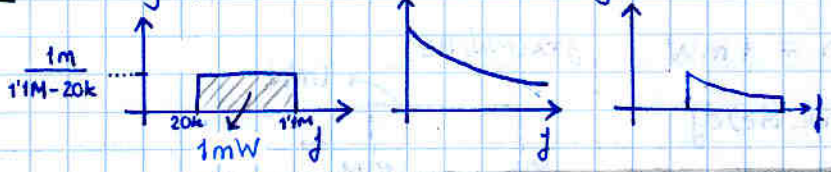
- Queremos calcular $d_{T_{max}} = d_1 + d_2 + d_3 + d_4$
- Estudiamos sólo el enlace DOWN por ser el de mayor frecuencia = mayor atenuación.

a) Calcular d_{Tmax} en base a la atenuación



A diferencia de anignat. anteriores representamos la d.e.p. en minúscula, reservando la mayus. para la d.e.p. en dB.

Lineal:



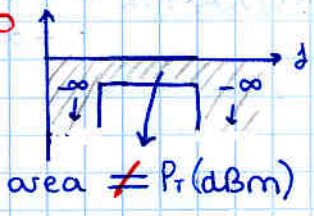
T^a Parseval

$$P_{TX}(mW) = \int_0^\infty g_{TX}(mW/Hz)\,df$$

- $$g_{RX}(mW/Hz) = g_{TX}(mW/Hz) \cdot |H(f)|^2$$

Logarítmico: $G_{TX}(dBm/Hz) = 10 \log g_{TX}$ $\quad G_{RX}(dBm/Hz) = 10 \log g_{RX}$

CUIDADO



área $\neq P_T(dBm)$ $\Rightarrow$

NO se puede integrar en frecuencia la d.e.p. en dBm/Hz para obtener la potencia total en dBm. HAY que usar el dep lineal

- $$G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) + \underbrace{20 \log |H(f)|}_{|H(f)|_{dB} = -\alpha(f) \cdot d_{TOT}}$$

- Utilizaremos las d.e.p. en lineal para calcular las potencias totales integrando en frecuencia
- Utilizaremos las d.e.p. logarítmicas para pasar de tx a rx con una simple resta

Cálculo de la atenuación

Ø = 1'35 mm
C = 50 nF/km
L = 0'7 mH/km
G ≃ 0
$\rho_{Cu} = 17'24 \frac{\Omega \cdot mm^2}{km}$

¿aprox altas frecuencias? $\frac{R}{\omega L} < 0'4$

$\Rightarrow f > \frac{R(f)}{2\pi L \cdot 0'4} \simeq \frac{R(0)}{2\pi L \cdot 0'4} = 13'69 kHz$

$R(0) = \frac{8 \rho_{Cu}}{\pi \cdot d(mm)^2} = 24'08$

SI

$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$

¿efecto pelicular y muy altas frecuencias?

$u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}$

$\frac{8u^6}{3^6} > 10$

$f(MHz) > \left[\frac{6\sqrt{\frac{10 \cdot 3^6}{8}}}{21'4 \cdot r(mm)}\right]^2 = 0'0464 = 46'4 kHz$

SI

$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \frac{R(0)}{4} \sqrt{\frac{C}{L}} \left[1 + \sqrt{2} \cdot 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}\right]$

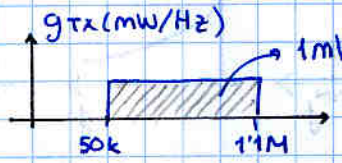
$\alpha(dB/km) = 0'22 + 4'51 \sqrt{f(MHz)}$

Procedimiento:

1 - $P_{TX_{DOWN}}(mW) \rightarrow g_{TX}(mW/Hz) \rightarrow G_{TX}(dBm/Hz)$
2 - $G_{RX} = G_{TX} - \alpha \cdot d_{TOT}$
3 - $G_{RX}(dBm/Hz) \rightarrow g_{RX}(mW/Hz) \rightarrow P_{RX_{DOWN}}(mW) \geq -35 dBm$
Despejar d_{TOT}

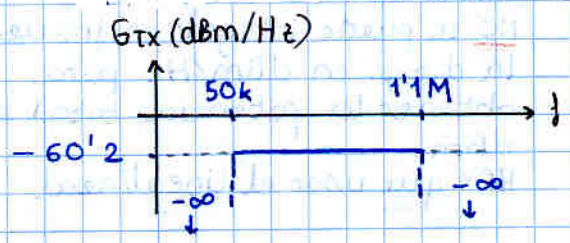
1. $P_{TX_{DOWN}} = 0 dBm = 1 mW$

$P_{TX_{DOWN}} = \int_0^\infty g_{TX}(mW/Hz)\, df$

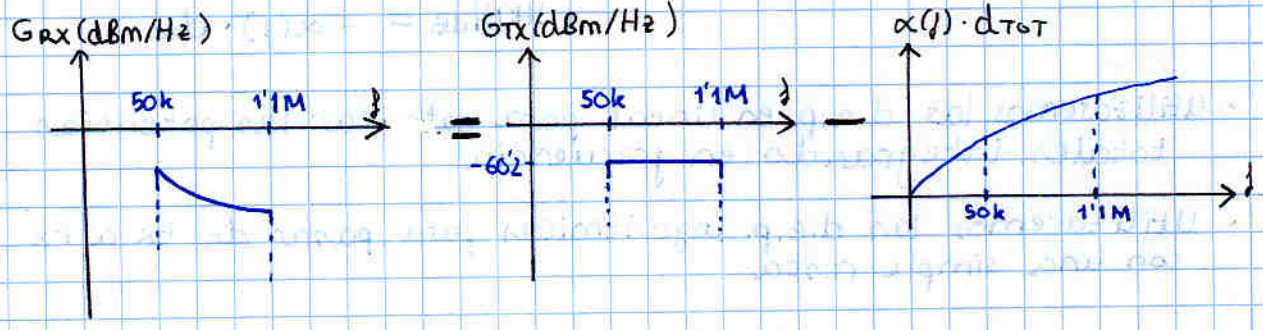


$g_{TX} = cte = \frac{P_{TX_{DOWN}}(mW)}{1'1M - 50k} = 0'95 \cdot 10^{-6} mW/Hz$

$G_{TX}(dBm/Hz) = 10 \log g_{TX} = -60'2 dBm/Hz$ [50k, 1'1M]
$-\infty$ dBm/Hz resto



2. $G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha(f) \cdot d_T$



3. $g_{RX}(mW/Hz) = 10^{\frac{G_{RX}(dBm/Hz)}{10}}$

$$= 10^{\frac{-60'2 - (0'22 + 4'51\sqrt{f(MHz)})\,d_T}{10}}$$

$$P_{RX}(mW) = \int_{50k}^{1'1M} 10^{-\frac{60'2 - (0'22 + 4'51\sqrt{f(MHz)})\,d_T}{10}}\, df$$

Dato $\int_{f_1}^{f_2} 10^{-k\sqrt{f}}\, df = \frac{2}{(k\ln 10)^2}\left[-10^{-k\sqrt{f}}\,(1 + k\sqrt{f}\,\ln 10)\right]_{f_1}^{f_2}$

por tanto

$$P_{RX}(mW) = 0'95\cdot 10^{-6}\cdot 10^{-\frac{0'22\cdot d_T(km)}{10}} \cdot \frac{2}{\left(\frac{4'51\cdot d_T(km)\cdot 10^{-3}}{10}\cdot \ln 10\right)^2}$$

$$\cdot\left[10^{-\frac{4'51\cdot d_T(km)\cdot 10^{-3}}{10}\sqrt{50\cdot 10^3}}\left(1 + \frac{4'51\, d_T(km)\cdot 10^{-3}}{10}\sqrt{50\cdot 10^3}\ln 10\right)\right.$$

$$\left. - 10^{-\frac{4'51\cdot d_T(km)\cdot 10^{-3}}{10}\sqrt{1'1\cdot 10^6}}\left(1 + \frac{4'51\, d_T(km)\cdot 10^{-3}}{10}\sqrt{1'1\cdot 10^6}\ln 10\right)\right]$$

Quedaría ahora $P_{RX}(mW) \geq -35\,dBm = 3'16\cdot 10^{-4}\,mW$

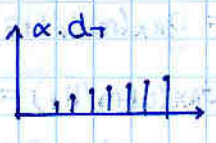
y despejar $d_T(km)$: se haría por prueba y error

Se obtiene $d_T \leq 16'3\,km$

Solución del problema en MATLAB

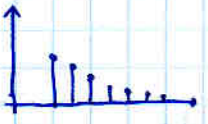
- Crear vector G_{TX}

- Restarle $\alpha \cdot d_T$ (vamos probando valores de d_T)



- Obtenemos G_{RX}

- Hacer $10^{\frac{G_{RX}}{10}}$



- 'Integrar' el vector discreto ej. trapecios

```
delta = 100;
f = 50·10^3 : delta : 1'1·10^6
error = 1
d = 0'1
while error > 0'1
GRX = -60'2-(0'22+4'51·sqrt(f·10^-6))·d;
PRX = 10·log10(delta·sum(10^(GRX/10)));
d = d + 0'1
end
```

b) Calcula Ruido Telediafonía

PS_ELFEXT_1 PS_ELFEXT_2 PS_ELFEXT_3 PS_ELFEXT_4

se calculan

$$PS\_ELFEXT_i(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L_i - 1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d_i}$$

NOTA: Si nos dan el catálogo, NO utilizas esta expresión

NOTA: sale $PS\_ELFEXT_4 = \infty$ encaja con la definición

- Suponiendo que los VXTALK de cada tramo se suman en potencia

$$PS\_ELFEXT_{TOTAL}(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALK\,TOTAL}}$$

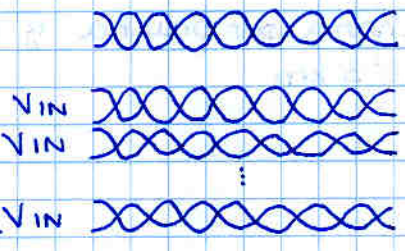
$$= 20 \log \frac{\sqrt{P_{OUT} \cdot R}}{\sqrt{P_{XTALK\,TOTAL} \cdot R}} = 10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{XTALK\,TOT}} = -10 \log \frac{P_{XTALK\,TOT}}{P_{OUT}}$$

$$= -10 \log \left(\frac{P_{XTALK\,1}}{P_{OUT}} + \dots + \frac{P_{XTALK\,4}}{P_{OUT}} \right) = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1(dB)}{10}} + \dots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} \right)$$

$$PS\_ELFEXT_{TOTAL}(dB) = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\,ELFEXT_1(dB)}{10}} + \dots + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} \right)$$

Cuidado: PS_ELFEXT no es el ruido, es el aislamiento. Además PS_ELFEXT se define para una sola frecuencia fija.

Definimos:



$$P_{XTALK}(mW) = \int_0^\infty g_{XTALK}(mW/Hz)\, df$$

Podemos decir que, para una frecuencia f_0

$$PS\_ELFEXT = 10 \log \frac{g_{RX}(f_0)}{g_{XTALK}(f_0)}$$

por tanto $g_{XTALK}(mW/Hz) = g_{RX}(mW/Hz) \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT(dB)}{10}}$

y además, como $G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha \cdot d_T$

entonces $g_{RX}(mW/Hz) = g_{TX}(mW/Hz) \cdot 10^{-\frac{\alpha d_T}{10}}$

$$g_{XTALK}(mW/Hz) = g_{TX}(mW/Hz) \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d_T}{10}} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}$$

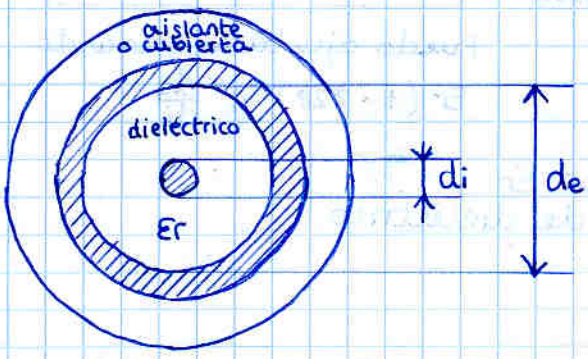
Por tanto; finalmente

$$P_{XTALK}(mW) = \int_{50k}^{1'1M} \frac{g_{TX}(mW/Hz) \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d_T}{10}} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}{g_{XTALK}(mW/Hz)} \, df$$

$g_{RX}(mW/Hz)$

3 Cables coaxiales

3.1. Tecnología



de: diametro INTERIOR del conductor EXTERNO

Conductores:

Interno: cobre o aleación
suele ser macizo

Externo: cobre o aleación
suele ser trenzado

Dieléctrico:

material	εr
Polietileno (PE)	2'28
Politetrafluoretilena (PTFE)	2'1
PE esponjoso	~1'5 según la esponjosidad
PE + aire	1 → 2'28 aire, PE puro según la proporción de cada uno

Cubierta: PVC o PE

ej. discos

ej helice

3.2 Atenuación

A las frecuencias de uso se comporta como pares a muy altas frecuencias

$$\alpha\,(dB/km) = k_1 + k_2\sqrt{f}$$

Ademas existe una variación de la atenuación con la temperatura

ej $k = 2\cdot10^{-3}/°C$

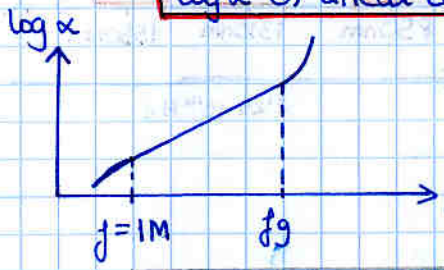
Para cables coaxiales de TV ($f > 1MHz$)

$$\alpha\,(dB/km) = k\sqrt{f}$$

aplicando logaritmos

$$\log\alpha = \log k + \tfrac{1}{2}\log f$$

$\log\alpha$ es lineal con $\log f$



Mas tipico haciendo α vs f pero con ambos ejes logaritmicos

Para menores diametros hay más atenuación

f_g: frecuencia de corte

$$f_g = \frac{2c}{\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\cdot\frac{1}{de+di}$$

3.3 Impedancia característica

Definición a alta frecuencia

$$Z_{0AF} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

combinándolo con las expresiones de L y C en un coaxial se obtiene

$$Z_0(\Omega) = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{d_e}{d_i}$$

Puedo ajustarlo variando ε_r $(1 \rightarrow 2'28)$ y $\frac{d_e}{d_i}$

ejemplo: sabiendo:
$Z_0 = 75\,\Omega$ (TV)
$d_i = 1'15$ mm
$d_e = 5$ mm

Calcular ε_r y tipo de dieléctrico

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{d_e}{d_i} \rightarrow \varepsilon_r = \left(\frac{60}{Z_0} \ln \frac{d_e}{d_i}\right)^2 = 1'38 =$$ PE esponjoso (1'5) con volumen adecuado de aire

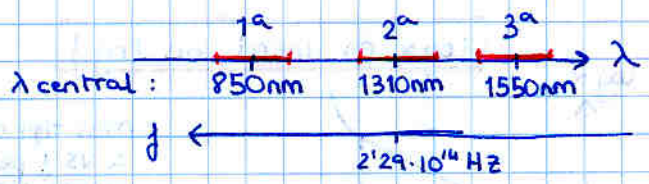
4. Fibras Opticas

Ventajas:
- Elevado ancho de banda (vel > 5 Gb/s)
- Bajas Pérdidas (ej. monomodo $\alpha = 0'15 - 0'2$ dB/km !!)
- Estabilidad (no varía con la temperatura)
- Abundancia materia prima: SiO_2

Desventajas: Elementos activos (laseres, LED, fotodiodos, ...) son todavía muy delicados y caros
Por ello no se llevan hasta el abonado

Se trabaja con λ en lugar de con f

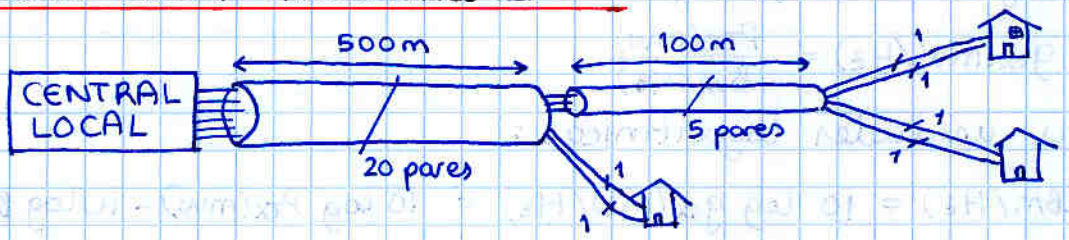
Se transmite en ventanas: bandas de longitud de onda



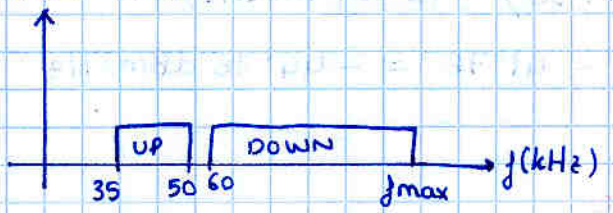
Problemas q. se pueden hacer:

14	P2 FEB 2002
15 1, 2, 3, 5, 6, 7	P1 JUN 2002
17 1	P1 ENE 2003
24 1	P1 JUN 2003
27 1, 2	P1 ENE 2005
40 2, 3	P1 JUN 2005

Junio 2005. Problema 1.



Espectro:



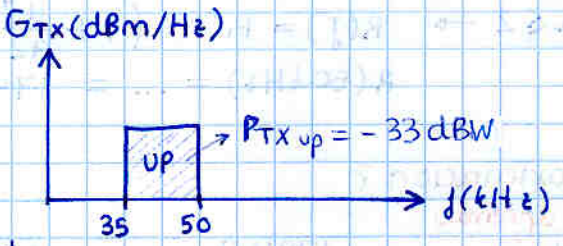
Datos:
- $P_{TX\ usuarios} = -33\ dBm$
- En la C. Local $G_{RX} \geq -50\ dBm/Hz$

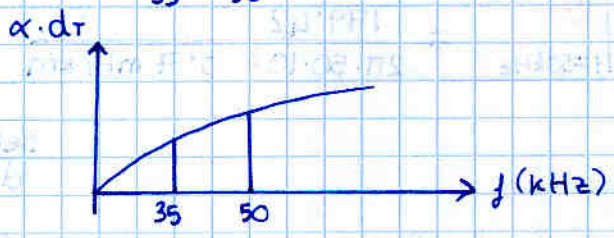
Cable pares:
$\rho_{Cu} = 17'24\ \Omega \cdot mm^2/km$
$L = 0'7\ mH/km$
$C = 45\ nF/km$
$\emptyset = 0'5\ mm$
$G \simeq 0\ mho/km$

a) Teniendo en cuenta q. las mangueras de 5 pares se utilizan para los abonados más alejados, calcule distancia máxima central local - usuario

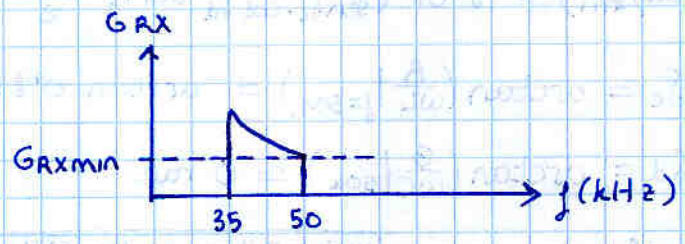
Los datos que nos dan sólo pueden corresponder al UPSTREAM

$P_{TX\ UP} = -33\ dBW$.
$G_{RX\ UP} \geq -50\ dBm/Hz$





$$G_{RX\ UP}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha \cdot d_T$$



Siendo astutos, en lugar de hacer integrales podemos calcularlo todo a 50 kHz (peor caso)

$$G_{RX\ UP}(50kHz) = G_{TX} - \alpha(50kHz) \cdot d_T \geq -50\ dBm/Hz$$

En el ejercicio anterior no pudimos hacer esto ya que nos exigían $P_{RX\ min}$ y no $G_{RX\ min}$. TENIAMOS que integrar

Cálculo de $G_{Tx}(dBm/Hz)$

CUIDADO: $P_{Tx}(dBm) \neq \int G_{Tx}(dBm/Hz)\,df$

- $P_{Tx}(mW) = \int_0^\infty g_{tx}(mW/Hz)\,df = g_{tx}(mW/Hz)\cdot B_{UP}(Hz)$

$$g_{tx}(mW/Hz) = \frac{P_{Tx}(mW)}{B_{UP}(Hz)}$$

Pasando a unidades logarítmicas:

- $G_{Tx}(dBm/Hz) = 10\log g_{tx}(mW/Hz) = 10\log P_{Tx}(mW) - 10\log B_{UP}(Hz)$

$$= P_{Tx}(dBm) - 10\log B_{UP}(Hz)$$

$$= (P_{Tx}(dBW) + 30) - 10\log B_{UP}(Hz)$$

$$= -3\,dBm - 41'76 = -44'76\,dBm/Hz$$

Cálculo de $\alpha(50kHz)$

1. $R(50kHz)$

$$R(0Hz) = \frac{8\rho}{\pi d^2} = 2\,\frac{\rho}{\pi(d/2)^2} = 8\cdot\frac{17'24\,\Omega\cdot mm^2/km}{\pi\cdot(0'5\,mm)^2} = 175'6\,\Omega/km$$

(aprender)

la dan en examen

$$u_{50kHz} = 21'4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)} = 1'19$$

Aproximación intermedia dada como dato (no vista en clase)

$1 < u \leq 2 \rightarrow R(f) \simeq R(0)\cdot\left(1 + \frac{u^4}{92}\right)$

$R(50kHz) \simeq \ldots = 179'42\,\Omega/km$

2. Aproximación?

$$\left.\frac{R}{\omega L}\right|_{f=50kHz} = \frac{179'42}{2\pi\cdot 50\cdot 10^3\cdot 0'7\,mH/km} = 0'81 \;\begin{matrix}<10\\>0'4\end{matrix}$$

(aprender)

⇓ Deberemos utilizar expresiones de Rosen.

3. Expresión de Rosen (se da, pero en Np/km (y SIN decirlo!))

$$\alpha(dB/km) = 8'68\sqrt{\frac{RwC}{\sin\delta_c\cdot\cos\delta_d}}\,\operatorname{sen}\left(\frac{\delta_c+\delta_d}{2}\right)$$

(saber)

$$\begin{cases}\delta_c = \arctan\left(\left.\frac{R}{\omega L}\right|_{f=50k}\right) = \arctan 0'81 = 0'68\ rad\\ \delta_d = \arctan\left(\left.\frac{G}{\omega C}\right|_{50k}\right) \simeq 0\ rad\end{cases}$$

$$\alpha(dB/km) = 8'68\sqrt{\frac{179'42\,\Omega/km\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 10^3\,Hz\cdot 45\cdot 10^{-9}\,F/km}{\operatorname{sen}(0'68\,rad)\cdot\cos(0\,rad)}}\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{0'68}{2}\right)$$

$$= 5'81\,dB/km$$

Calcular d_{max}

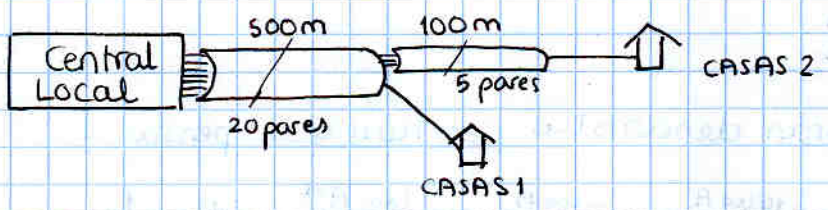
$$d_{max} = \frac{1}{\alpha(dB/km)|_{50kHz}} \left(G_{TX}(dBm/Hz) - G_{RX_{UMBRAL}}(dBm/Hz) \right)$$

$$= 0'953\ km = 953\ m$$

b) ¿Para qué frecuencias se cumpliría PS_ELFEXT = 0 dB?

Considere

$$PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log \left(\frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d} \right)$$



Para los usuarios más cercanos (conectados al tubo de 20 pares) se aplica directamente la fórmula.
(el tramo de 1 sólo par no tiene PS_ELFEXT
i.e. PS_ELFEXT = $+\infty$. se puede comprobar en la fórmula)

$$PS\_ELFEXT_{casas\,1} = -10 \log \left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_2}{10}} \right)^{-\infty}$$

recordar. No lo dan

$10^{-\infty} = 0$

$$= PS\_ELFEXT_1$$

Recordar como regla general: El tramo de 1 par nunca afecta al PS_ELFEXT

1. Abonados en casas 1

lo dan en examen

$$PS\_ELFEXT_1(dB) = 0\,dB = PS\_ELFEXT_1(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L_1-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d}$$

$$\psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$$

despejando:

$$10 \log \left(\frac{\left(\frac{49}{L_1-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot d} \right) - 20 \log f(MHz) = 0\,dB$$

$$41'27 - 20 \log f(MHz) = 0$$

$$f(MHz) = 115'74$$

2. Abonados en cascas 2

$$PS\_ELFEXT_T(dB) = -10\log\left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1(dB)}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_2(dB)}{10}}\right)$$

$L_1 = 20 \quad d_1 = 500m$

$L_2 = 5 \quad d_2 = 100m$

Sustituyendo las expresiones de PS_ELFEXT_1 y PS_ELFEXT_2

$$PS\_ELFEXT_T(dB) = -10\log\left(10^{-\frac{10\log\left(\frac{\left(\frac{49}{19}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d_1}\right)}{10}} + 10^{-\frac{10\log\left(\frac{\left(\frac{49}{4}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d_2}\right)}{10}}\right) = 0\,dB$$

$\psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$

$d_1 = 500m$

$d_2 = 100m$

Puede parecer un gran desarrollo pero hay que pensar y simplificarlo

$$10^{-\frac{10\log A}{10}} = 10^{-\log A} = 10^{\log A^{-1}} = A^{-1} = \frac{1}{A}$$

$$PS\_ELFEXT_T(dB) = -10\log\left(\frac{\psi \cdot f^2(MHz) \cdot d_1(m)}{\left(\frac{49}{19}\right)^{0'6}} + \frac{\psi \cdot f^2 \cdot d_2}{\left(\frac{49}{4}\right)^{0'6}}\right)$$

$$= -10\log\left(\frac{\psi \cdot f^2(MHz)}{49^{0'6}}\left(19^{0'6} d_1(m) + 4^{0'6} d_2(m)\right)\right) = 0\,dB$$

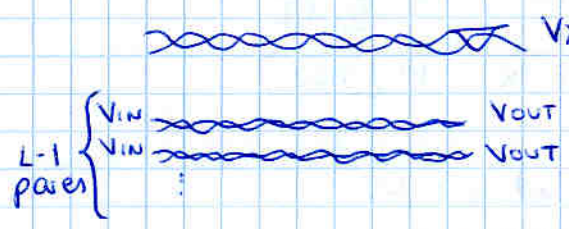
$$= -20\log f(MHz) - 10\log\left(\frac{2'623 \cdot 10^{-7}}{49^{0'6}}\left(19^{0'6} \cdot 500 + 4^{0'6} 100\right)\right) = 0\,dB$$

$$\Rightarrow f(MHz) = 111'68\ MHz$$

c) Despreciando ruido térmico y paradiafonía, encuentra el ancho de banda máximo en downstream si se exige en usuario un PS_ELFEXTmin = 40 dB, correspondiente a un valor de d.e.p. de ruido de diafonía de −97 dBm/Hz (i.e. no utilizar ecuación PS_ELFEXT experimental)

ruido diafonía = ruido telediafonía + ruido paradiafonía
                 ||
                 0

Definición PS_ELFEXT (a una f₀ fija)



$$PS\_ELFEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALK}}$$

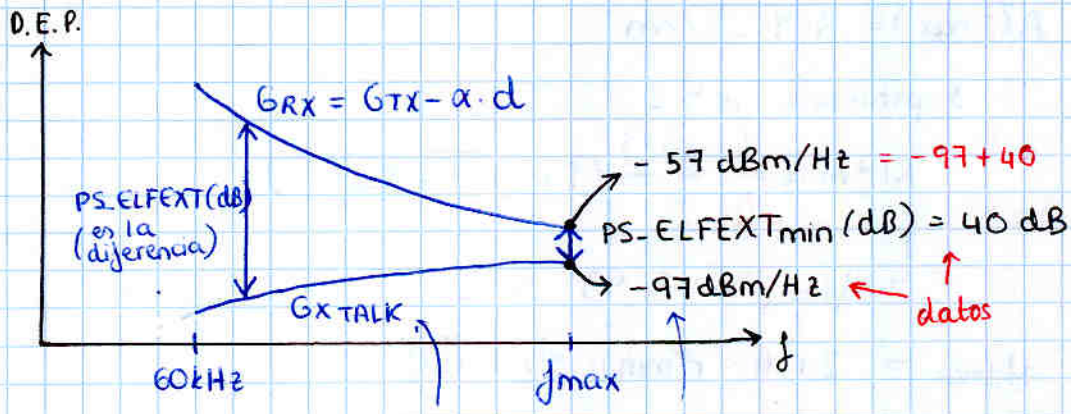
Cuando intervienen un ancho de banda de frecuencias, podemos definirlo para cada f_0

$$PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log \left(\frac{g_{rx}(mW/Hz)}{g_{X_{TALK}}(mW/Hz)} \right)$$

↓ nos exigen valor mínimo

↘ d.e.p ruido telediafonía nos lo dan

$$PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log g_{rx}(mW/Hz) - 10 \log g_{XTALK}(mW/Hz)$$
$$= G_{RX}(dBm/Hz) - G_{XTALK}(dBm/Hz)$$



GXTALK crece con la frecuencia, y nos dan su valor correspondiente a PS_ELFEXTmin i.e. en f_0

Podemos despejar f de:

$$G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha(f_{max})\, d = -57\ dBm/Hz$$

Pasos: 1. Calcular $G_{RX}(dBm/Hz)|_{f_{max}} = G_{XTALK}(f_{max}) + PS\_ELFEXT_{min}$

$= -57\ dBm/Hz$

2. Calcular $\alpha(f_{max})$

$$\alpha(f_{max}) = \frac{G_{TX}(dBm/Hz) - G_{RX}(dBm/Hz)}{d_T}\Big|_{f_{max}}$$

$G_{TX} = -44'76\ dBm/Hz$ (apartado a)

$d_T = 0'953\ km$ (apartado a)

3. Suponer alta frec. $\rightarrow \alpha_{AF} \simeq 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$

obtenemos $R(f_{max})$

4. obtener u a partir de $R(f_{max})$ y $R(0)$

5. Calcula f_{max} y verificar la suposicion f_{max} es AF

---

2. $\alpha(f_{max}) = \frac{-44'76\ dBm/Hz - (-57\ dBm/Hz)}{0'953\ km} = 12'84\ dB/km$

3. Suponiendo q se cumple aprox alta frec

$$R(f_{max}) = \frac{2 \cdot \alpha(f_{max})}{8'68}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{2 \cdot 12'84}{8'68}\sqrt{\frac{0'7 \cdot 10^{-3}\ H/km}{45 \cdot 10^{-9}\ F/km}}$$

4. $R(0) = 175'6\ \Omega/km$

$R(f_{max}) = 369\ \Omega/km$

Suponiendo $u > 2$

$$R(f_{max}) \overset{\text{se da}}{=} \frac{R(0)}{4}\left(1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u_{f_{max}}^6}\right)$$

$\hookrightarrow u_{f_{max}} = 5'93 > 2$

5. $y_{f_{max}} = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}$

$\hookrightarrow f_{max} = \frac{u_{f_{max}}^2}{(21'4 \cdot r(mm))^2} = \frac{5'93^2}{(21'4 \cdot 0'25)^2} = 1'22\ MHz$

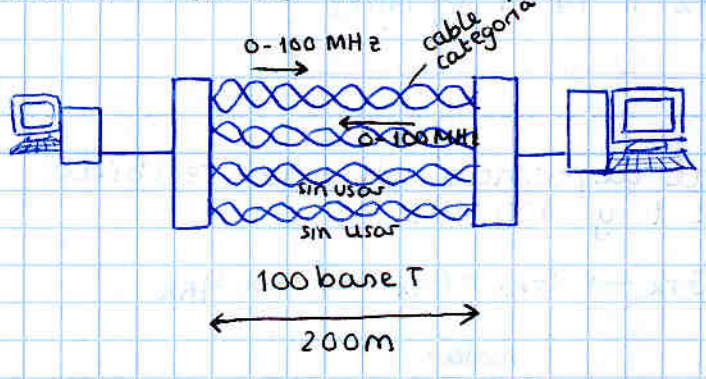
¿se verifica la suposicion AF?

$\frac{R}{\omega L}\Big|_{f_{max} = 1'22M} = 6'87 \cdot 10^{-2} < 0'4$

$R(f_{max}) = 369\ \Omega/km$

$L(f_{max}) = 0'7 \cdot 10^{-3}\ H/km$

Problema 1. Febrero 2005



P_{Tx} de cada modem
$P_{Tx} = 10$ dBm

Datos (del catálogo 5e)
$\varnothing = 0'51054$ mm
$C = 50$ nF/km
$G \simeq 0$ mho/km
sin datos de α
$\rho_{Cu} = 17'24\ \Omega mm^2/km$

a) Calcúlese $\alpha\ (1 \leq f \leq 100 MHz)$

- Necesitamos L
  Nos dan $Z_0 = 100\ \Omega$ recordar que en el catálogo la dan en alta frecuencia

$$Z_{0_{AF}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow L = Z_0^2 \cdot C = (100\ \Omega)^2 \cdot 50 \cdot 10^{-9}\ F/km$$
$$L = 0'5\ mH/km$$

- Necesitamos R

$$R(0) = \frac{8\rho}{\pi d^2} = \frac{8 \cdot 17'24\ \Omega \cdot mm^2/km}{\pi (0'51054\ mm)^2} = 168'42\ \Omega/km$$

Efecto Pelicular:

$$u(1\ MHz) = 21'4 \cdot \frac{0'51054\ mm}{2} \sqrt{1\ MHz} = 5'46 > 1$$

$$R(1\ MHz) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right] = 367'22\ \Omega/km$$

- ¿Aproximación?

$$\left.\frac{R}{\omega L}\right|_{f=1MHz} = \ldots = 0'116 < 0'4 \Rightarrow \text{aprox A.F.}$$

- $\left.\alpha(dB/km)\right|_{f>1MHz} \simeq 8'68\ \frac{R(0)}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$

siendo $R(f) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$

- ¿aprox de muy alta frec?

$$\frac{8u^6}{3^6} > 10 \Rightarrow R(f) \simeq \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}\,u\right]$$

$$\left.\frac{8u^6}{3^6}\right|_{f=1MHz} = 290 > 10$$

Por tanto:

$$\left.\alpha(dB/km)\right|_{f>1M} = 8'68 \cdot \frac{R(0)}{8}\left[1 + \sqrt{2}\,u\right] \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\left.\alpha(dB/km)\right|_{f>1M} = \frac{8'68}{Z_{0AF}} \cdot \frac{R(0)}{8}\left[1 + \sqrt{2} \cdot 21'4 \cdot \frac{0'51054\ mm}{2} \cdot \sqrt{f(MHz)}\right.$$

Sustituyendo valores:

$$\alpha(dB/km)\Big|_{1\le f\le 100\,MHz} = 1'82 + 14'11\sqrt{f(MHz)}$$

b) Densidad espectral de potencia de señal recibida en mW/Hz entre 1 y 100 MHz

$P_{TX} \rightarrow g_{TX} \rightarrow G_{TX} \rightarrow G_{RX} = G_{TX} - \alpha d \rightarrow g_{RX}$

Suponiendo que g_{TX} es plana

Nota:

$G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha(dB/km)\cdot d(km)$

$$g_{rx}(mW/Hz) = 10^{\frac{G_{TX} - \alpha\cdot d}{10}}$$

$$g_{rx}(mW/Hz) = g_{tx}(mW/Hz)\cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}$$

conviene saberse bien esta formula

Teorema Parseval:

$$P_{TX}(mW) = \int_0^{100M} g_{TX}(mW/Hz)\,df = g_{TX}(mW/Hz)\cdot B_W(Hz)$$

aunq sólo pidan g_{rx} de 1 a 100 M, estamos transmitiendo de 0 a 100 M

$$g_{TX}(mW/Hz) = \frac{P_{TX}(mW)}{B_W(Hz)} = \frac{10\,mW}{100\cdot 10^6\,Hz} = 1\cdot 10^{-7}\,mW/Hz$$

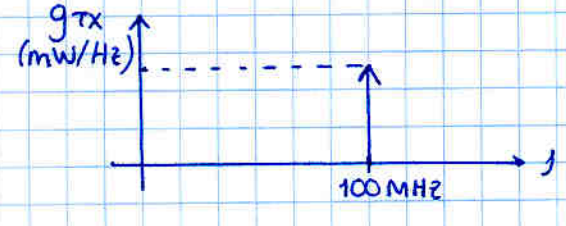
α estaba en dB/km

Por tanto

$$g_{RX}(mW/Hz) = 1\cdot 10^{-7}\,mW/Hz \cdot 10^{-\frac{(1'82 + 14'11\sqrt{f(MHz)})\cdot 0'2\,km}{10}}$$

c) Calcule $\frac{C}{N}$ a la entrada del modem suponiendo que se transmite un tono a 100 MHz, para BDCU, BDCF y MNCeP. Despréciese ruido térmico

Relación $\frac{C}{N}$ es de antes de demodular



como no hay ruido térmico, el ruido que consideraremos será el ruido de diafonía

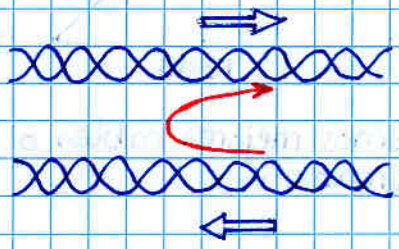
$\frac{C}{N}(dB)$ → potencia señal transmitida a 100 MHz

→ potencia ruido diafonía

$$\text{Potencia Ruido diafonía}\ (mW) = \text{Pot ruido de telediafonía}\ (mW) + \text{Pot ruido Paradiafonía}\ (mW)$$

ⓘ Esta suma siempre en lineal NO EN DB !!! ⚠ (los dB algo nunca se suman (solo con dB a secas))

Como tenemos un cable de pares en cada sentido, el ruido de diafonía en un extremo receptor de un cable viene únicamente dado por el ruido de paradiafonía que el segundo ejerce sobre el primero.



Paradiafonía: cambia de dirección

No pensar que paradiafonía es cuando de un extremo emisor se interfiere en otro extremo emisor, ya que aquí eso no ocurre.

$$\left.\frac{C}{N}\right|_{100MHz} = \frac{g_{rx}(mW/Hz)|_{f=100M}}{g_{xtalk}(mW/Hz)|_{f=100M}}$$

$$g_{rx\ cable\ interferido}(mW/Hz) = g_{tx\ cable\ interferido} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{10}}$$ ← no olvidar el partido 10

En cuanto a g_{xtalk}, habremos de obtenerlo mediante NEXT:

$$NEXT(dB) = 20 \log \frac{V_{IN\ interferente}}{V_{XTALK\ interferido}} = 10 \log \frac{P_{IN}}{P_{XTALK}} = 10 \log \frac{g_{tx\ interferente}(mW/Hz)}{g_{XTALK}(mW/Hz)}$$

despejando:

$$g_{XTALK}(mW/Hz) = g_{tx\ interferente} \cdot 10^{-\frac{NEXT}{10}}$$

$$\left.\frac{C}{N}\right|_{100MHz} = \frac{g_{tx\ interferido} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{10}}}{g_{tx\ interferente} \cdot 10^{-\frac{NEXT}{10}}} = 10^{\frac{NEXT}{10} - \frac{\alpha d}{10}}$$

como el sistema es simétrico cabe esperar $g_{tx\ interferido} = g_{tx\ interferente}$

$$\left(\left.\frac{C}{N}\right|_{100MHz}\right)dB = 10 \log\left(\frac{C}{N}\right) = NEXT(dB) - \alpha \cdot d|_{f=100MHz}$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = NEXT(dB) - \alpha \cdot d\,\Big|_{f=100MHz}$$

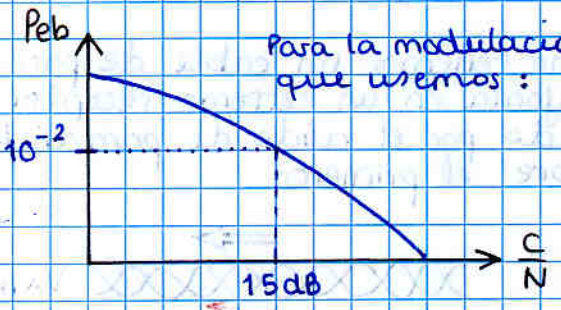
Siendo: $\alpha = 1'82 + 14'11\sqrt{100}$ [dB/km]

$d = 0'2$ km — deben coincidir

NEXT(dB) lo hayamos en el catálogo para los 3 cables que piden

BDCU	$\left(\frac{C}{N}\right)$	= 12'41 dB
BD CF	$\left(\frac{C}{N}\right)$	= 12'41 dB
MNCeP	$\left(\frac{C}{N}\right)$	= 13'62 dB

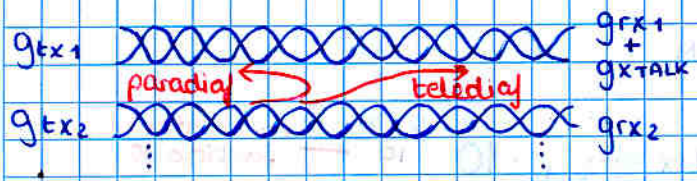
Utilidad de esto



Para la modulación que usemos:

Necesitaremos mejores cables o menor distancia.

Ejercicio Demostración



si telediaf >> paradiaf.

$$\frac{C}{N}(dB)\Big|_{1\,tono} = PS\_ELFEXT\Big|_{f=f_0}$$

Dem:

$$\frac{C}{N} = \frac{g_{rx_1}}{g_{xtalk_t}} = \frac{g_{tx_1} 10^{-\frac{\alpha d}{10}}}{g_{tx_2} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}$$

$$PS\_ELFEXT = 10 \log \frac{g_{rx_2}}{g_{xtalk_t}} = 10 \log \frac{g_{tx_2} \cdot 10^{-\alpha d}}{g_{xtalk_t}}$$

si ninguno de los 2 es despreciable

$$\frac{C}{N}(dB)\Big|_{1\,tono} = -10 \log\left(10^{-\frac{(PS\_NEXT - \alpha \cdot d)}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT(dB)}{10}}\right)$$

Dem: sabiendo (ya hecho)

$$g_{xtalk\ tele}(mW/Hz) = g_{tx} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{10}} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}$$

$$g_{xtalk\ para}(mW/Hz) = g_{tx} \cdot 10^{-\frac{PS\_NEXT}{10}}$$

$$\frac{C}{N} = \frac{g_{rx}}{g_{xtalk}} = \frac{g_{tx} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{10}}}{g_{tx} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{10}} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}} + g_{tx} \cdot 10^{-\frac{PS\_NEXT}{10}}} = \frac{1}{10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}} + 10^{\frac{\alpha d - PS\_NEXT}{10}}}$$

$$\frac{C}{N}\,dB = 10 \log \frac{C}{N} = -10 \log\left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}} + 10^{\frac{\alpha d - PS\_NEXT}{10}}\right)$$

Preguntas de Test Junio 2002

① $\alpha_{\text{cable coaxial}}(100\,MHz) = 2\,dB/100\,m$

¿ $\alpha_{\text{cable coaxial}}(900\,MHz)$?

Saber: $\alpha_{\text{cable coaxial}}$ $(f > 1MHz) = k\sqrt{f(MHz)}$

$\alpha(100\,MHz) = k\sqrt{100} = 2\,dB/100m \Rightarrow k = \frac{2dB/100m}{\sqrt{100}}$

$\alpha(900\,MHz) = k\sqrt{900} = \frac{2\,dB/100m}{\sqrt{100}}\sqrt{900} = 6\,dB/100\,m$

a) 60 dB/km ←
b) 84 dB/km
c) 130 dB/km
d) 150 dB/km

② $\alpha_{\text{cable pares}}(1MHz) = 15'93\,dB/km$

$\varnothing = 0'5\,mm$

$\alpha_{\text{cable pares}}(4\,MHz) = 30'04\,dB/km$

¿ $\alpha_{\text{cable pares}}(250\,kHz)$?

recordar: $\alpha_{\text{cable pares}}$ $(f > 100kHz$ ↑ típicamente$) \simeq K_1 + K_2\sqrt{f}$

aproximación de muy alta frecuencia con efecto pelicular

$$\left.\begin{aligned} K_1 + K_2\sqrt{1} &= 15'93 = K_1 + K_2 \\ K_1 + K_2\sqrt{4} &= 30'04 = K_1 + 2K_2 \end{aligned}\right\}$$

restando: $K_2 = 14'11$

y sustituyendo: $K_1 = 1'82$

$\Rightarrow \alpha(250kHz) = K_1 + K_2\sqrt{0'25} = K_1 + 0'5K_2 = 1'82 + 7'055 = 8'875$

$\alpha_{\text{cable pares}}(250kHz) = 8'875\,dB/km$

③ Cable Pares

$R(f_0) = 400\ \Omega/km$ → alta frecuencia

$C = 50\ nF/km$

$\alpha(f_0) = 10\ Np/km$

¿ $Z_0(f_0)$?

Hay que saberse y

$$\alpha_{AF}(Np/km) \simeq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$Z_{0\,AF} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Una opción: obtener L de ① y sustituir en ②

Otra opción:

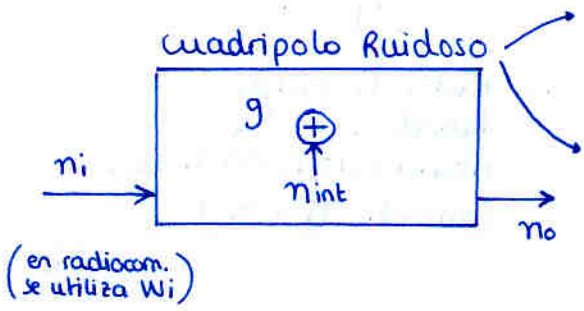
$$\alpha_{AF}(Np/km) = \frac{R}{2}\frac{1}{Z_{0\,AF}}$$

$$Z_{0AF} = \frac{R}{2}\frac{1}{\alpha_{AF}(Np/km)} = \frac{400\ \Omega/km}{2}\cdot\frac{1}{10\ Np/km} = 20\ \Omega$$

Problemas
10 2.3 $dB_p = dB$ $T_i = T_o = 290K$
16
23 1.
25 2.3
29 → complicado

TEMA 3. Ruido en Sistemas de Telecomunicación

1. Ruido Térmico



(en radiocom. se utiliza W_i)

Elemento puntual o distribuido
- amplificador
- derivador
- cable

Elementos en cascada

NOTA:
minúsculas: unidades lineales (W, mW, ...)
mayúsculas: unidades logarit. (dBW, dBm, ...)

n_i, n_{int} y n_o: potencias de ruido térmico (W)

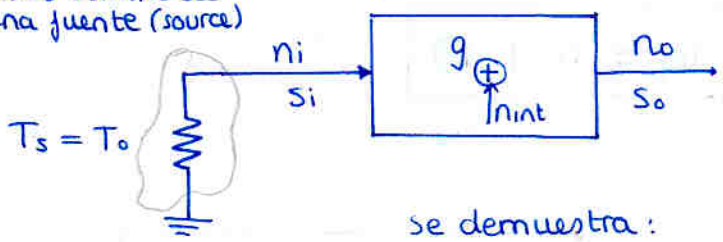
g: ganancia en potencia en unidades lineales

$$n_o(W) = n_i(W) \cdot g + n_{int}(W)$$

recuerda: ruido incorrelado se suma en potencia

1.1. Factor de Ruido

modelo de ruido térmico de una fuente (source)



$S_o = S_i \cdot g$

$T_o = 290\,K$

se demuestra:

$$n_i(W) = K \cdot T_o \cdot B_{eq}$$

Factor de ruido

unidades lineales

$$f = \left.\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_i}{\left(\frac{S}{N}\right)_o}\right|_{T_s=T_o} = \left.\frac{S_i/n_i}{g \cdot S_i / g \cdot n_i + n_{int}}\right|_{T_s=T_o} = \left.\frac{n_i g + n_{int}}{n_i g}\right|_{T_s=T_o}$$

$$= \left. f = \frac{n_o}{n_i \cdot g}\right|_{T_s=T_o}$$

$T_s = T_o \Rightarrow$ $n_o(W) = \overbrace{K \cdot T_o \cdot B_{eq}}^{n_i} \cdot f \cdot g \Big|_{T_s=T_o}$ ← cuidado

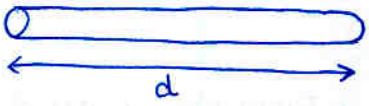
- K: cte Boltzmann, $K = 1'38 \cdot 10^{-23}\,J/K$
- B_{eq}: ancho de banda equivalente de ruido (Hz)
- f: factor de ruido (no frecuencia)

saberse:
- En canal telefónico: $B_{eq} = 3100\,Hz$
- En canal video: $B_{eq} = 4'75\,MHz$

Cálculo factor de ruido

No confundir T_f con T_s

- Línea trx



en sistemas telecomunicación siempre suponemos $T_f = T_o$

$T_f = T_o = 290\,K$

$\Rightarrow F(dB) = 10 \log f = \underbrace{\alpha \cdot d}_{dB}$

i.e. Factor de ruido igual a Atenuación / Pérdidas (cuando $T_f = T_o$)

$\Rightarrow f = 10^{\frac{F(dB)}{10}} = 10^{\frac{\alpha d}{10}}$

- Elemento puntual que introduce pérdidas ej: derivador

$T_f = T_o \Rightarrow F(dB) = \text{Pérdidas}(dB)$

- Amplificador: Dato de catálogo ej TAL 223 $F = 6'5\,dB$

$f = 10^{\frac{6'5}{10}} = 4'46$

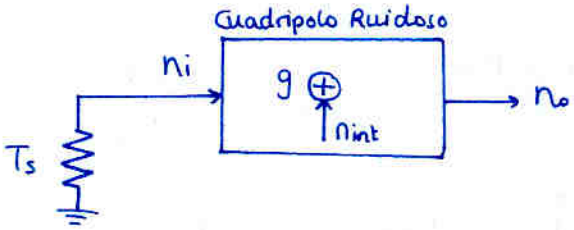
1.2. Temperatura equivalente de ruido

$$T_{eq} = \frac{n_{int}}{k\, g\, B_{eq}}$$

Relación con f

$$T_{eq} = T_o (f - 1)$$

Caso general:



$$n_o = k (T_{eq} + T_s) B_{eq}\, g$$

$T_{eq} = T_o (f - 1)$

si $T_s = T_o \rightarrow n_o = k \cdot T_o \cdot B_{eq} \cdot f \cdot g$

1.3. Fórmula de Friis

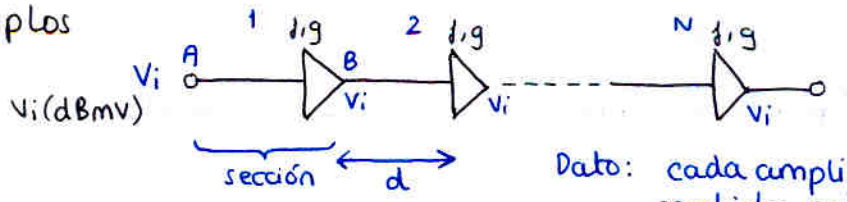
$$f_{eq} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \frac{f_4 - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdot g_3} + \ldots + \frac{f_n - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdot \ldots \cdot g_{n-1}}$$

$$g_{eq} = g_1 \cdot g_2 \cdot \ldots \cdot g_n$$

$T_{eq} = T_o (f_{eq} - 1)$

$n_o = k (T_{eq} + T_s) B_{eq}\, g_{eq}$

ejemplos



Dato: cada ampli compensa lo perdido en el cable

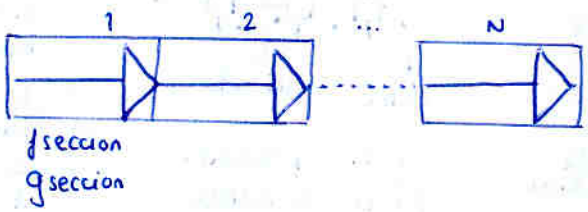
Obtener f_{eq} y g_{eq}

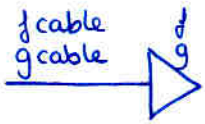
$$V_B(dBmV) = V_A(dBmV) - \alpha(dB/km)\cdot d(km) + G(dB) = V_A(dBmV)$$

$$\Rightarrow \boxed{\alpha \cdot d = G}$$

$$\alpha \cdot d = 10 \log g \leftrightarrow g = 10^{\frac{\alpha d}{10}}$$

Podríamos ya aplicar Friis sumando 2N elementos; pero en lugar de ello podemos agrupar cada sección y aplicar Friis para las N secciones.





$F_{cable}(dB) = \text{Pérdidas}(dB) = \alpha \cdot d = 10 \log g$ (suponer $T_f = T_o$)

$\rightarrow f_{cable} = g$

$g_{cable} \cdot g = 1$ (recuerda $V_B = V_A$)

$\rightarrow g_{cable} = \frac{1}{g}$

$$f_{seccion} = f_{cable} + \frac{f-1}{g_{cable}} = g + \frac{f-1}{1/g} = f \cdot g$$

$$g_{seccion} = 1$$

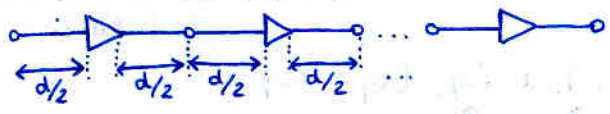
las N secciones

$$f_{eq} = f_{seccion} + \frac{f_{seccion}-1}{g_{seccion}} + \frac{f_{seccion}-1}{1\cdot 1} + \dots + \frac{f_{seccion}-1}{1\cdot 1 \dots \cdot 1}$$

($g_{seccion} = 1$)

$$f_{eq} = f_{seccion} + (N-1)(f_{seccion}-1) = N f_{seccion} - N + 1 = N f g - N + 1$$

Cuestión 7:

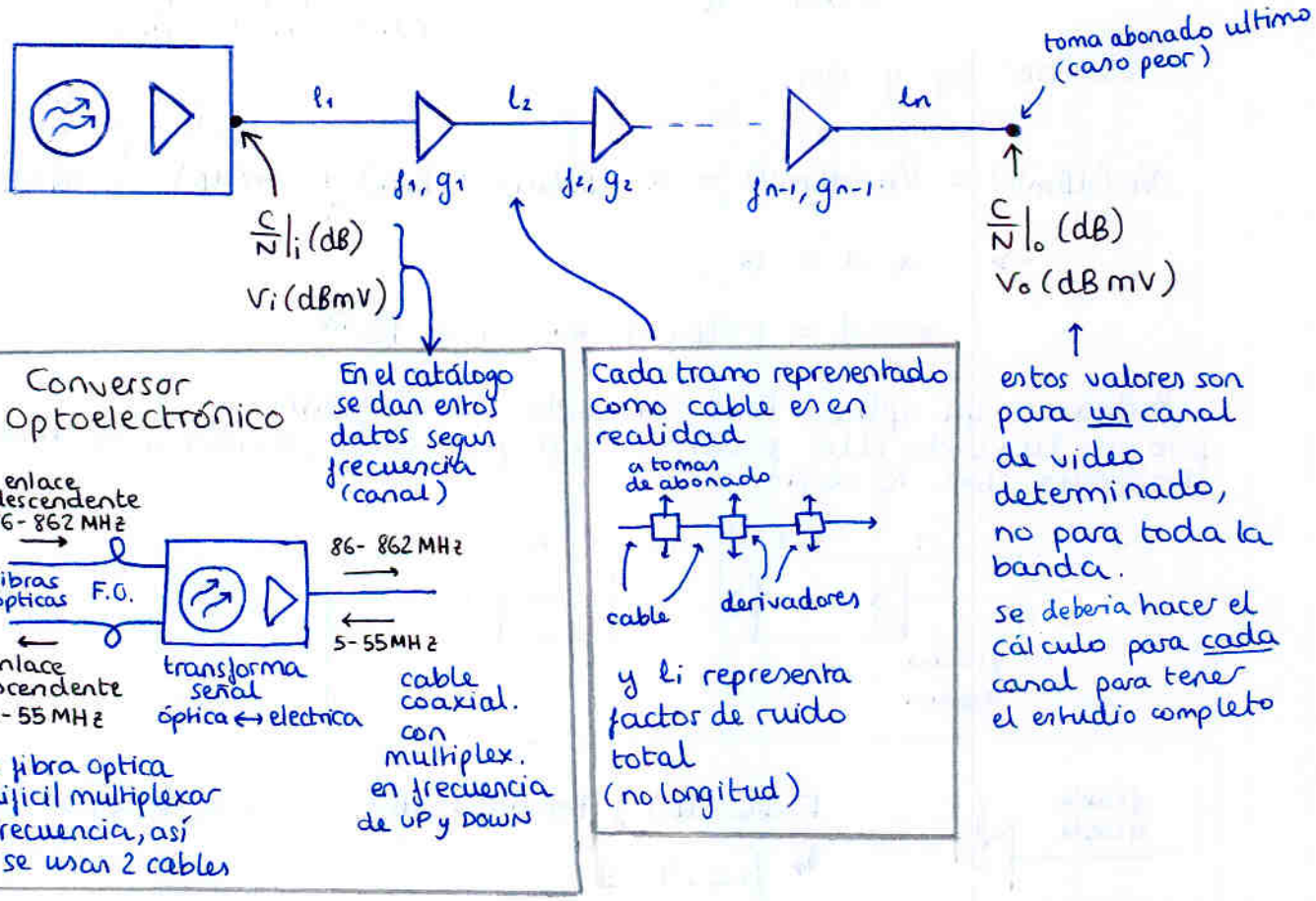


Si los amplificadores están a mitad de la línea en cada sección, se obtiene:

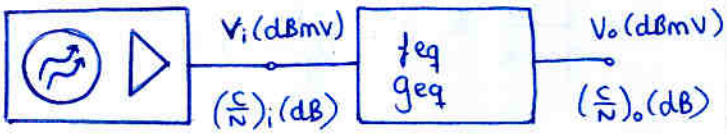
$$f_{eq} = n f \sqrt{g} - \frac{n}{\sqrt{g}} + 1$$

1.4. Aplicación a CATV (televisión por cable)

El ruido en CATV puede ser limitante y merece ser estudiado



↕ Para el abonado del ultimo derivador del ultimo tramo; (final del tramo l_n) (peor caso)



$$f_{eq} = l_1 + \frac{f_1 - 1}{1/l_1} + \frac{l_2 - 1}{1/l_1 \cdot g_1} + \frac{f_2 - 1}{1/l_1 \cdot g_1 \cdot 1/l_2} + \dots + \frac{l_n - 1}{\frac{1}{l_1}\cdot g_1 \cdot \frac{1}{l_2}\cdot g_2 \cdots \frac{1}{l_{n-1}}\cdot g_{n-1}}$$

$$g_{eq} = \frac{1}{l_1}\cdot g_1 \cdot \frac{1}{l_2}\cdot g_2 \cdots \frac{1}{l_{n-1}}\cdot g_{n-1}\cdot \frac{1}{l_n}$$

Cálculo de $(\frac{C}{N})_o$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\text{(potencia señal a la salida)}}{\text{(ruido a la salida)}} = \text{(potencia señal a la entrada)} \cdot g_{eq}$$

$$n_o(W) = K\,(T_s + T_{eq})\,B_{eq}\cdot g_{eq}$$

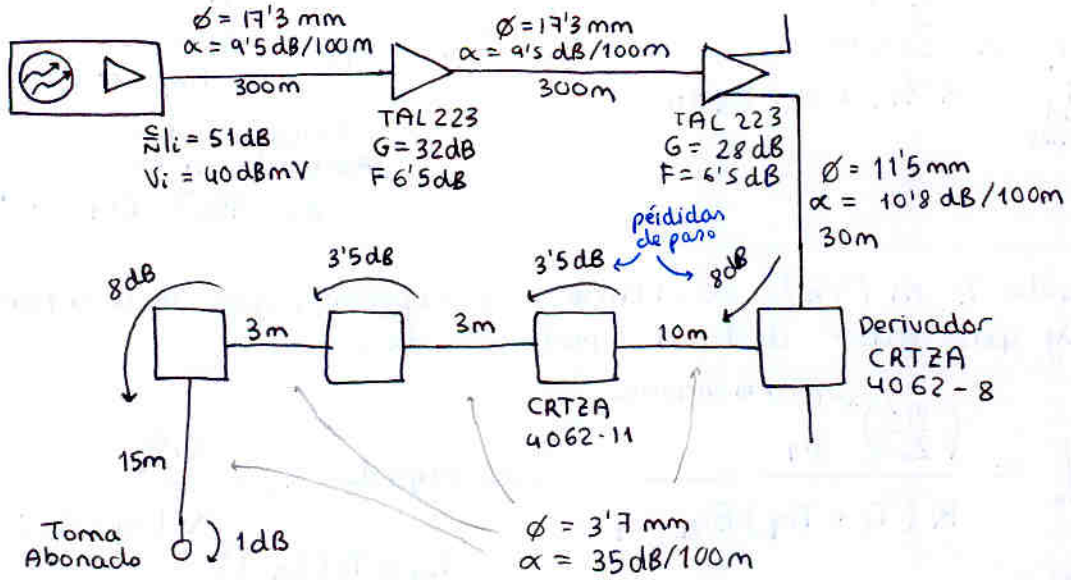
ancho de banda equivalente de ruido del canal de video 4'75 MHz ← aprender

T_s: sólo nos falta

$T_{eq} = T_o(f_{eq} + 1)$

ejemplo

Tener en cuenta que estos calculos habria que realizarlos en todas las tomas

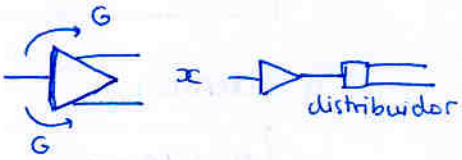


Comentarios:

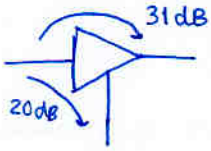
- Todas las atenuaciones están dadadas para una sola frecuencia, en particular en el peor caso = frecuencia mayor en CATV = 862 MHz
- Ø = diametro exterior
- Amplificador 1 salida

en el catálogo pone Gmax, ya que es ajustable

- 2 salidas simétricas



- 2 salidas asimétricas



a) Calcular V_o (dBmV) en toma abonado.
comprobar $3\,dBmV \leq V_o \leq 10\,dBmV$

$$V_o(dBmV) = V_i(dBmV) - 0'095\,dB/m \cdot 300m + 32\,dB - 0'095\,dB/m \cdot 300m + 28\,dB - 0'108\,dB/m \cdot 30m - 8\,dB + 0'35\,dB/m \cdot (10m + 3m + 3m + 15m) - 3'5\,dB - 3'5\,dB - 8\,dB - 1\,dB$$

$$= 4'91\,dBmV \in [3\,dBmV, 10\,dBmV]$$

Recuerda

10 dBm = 10 mW.

3 dBm = 2 mW

pero CUIDADO, en TENSIONES

10 dBmV ≠ 10 mV

= $\sqrt{10}$ mV

3 dBmV ≠ 2 mV

= $\sqrt{2}$ mV

Cálculo de T_s

A partir de $\left(\frac{C}{N}\right)_i$ (dB) y V_i (dBmV)

$$\left(\frac{C}{N}\right)_i = \frac{\frac{V_i^2(V)}{Z_0(\Omega)}}{K(J/K)\, T_s(K)\, B_{eq}(Hz)} \xrightarrow{\text{despejar}} T_s = \frac{\frac{V_i^2}{Z_0}}{K \cdot B_{eq} \cdot \left(\frac{C}{N}\right)_i}$$

($\left(\frac{C}{N}\right)_i$: unid lineales)

Tenemos todo.
Recuerda, en TV:
$Z_0 = 75\Omega$, $B_{eq} = 4'75$ MHz

Sustituyendo T_s en $(C/N)_o$ se obtiene una expresión que se usa mucho y que hay que saber deducir; partiendo de:

$$\left.\frac{C}{N}\right|_o = \frac{\left(\frac{V_i^2}{Z_0}\right) \cdot g_{eq}}{K(T_s + T_{eq})\, B_{eq}\, g_{eq}}$$

($\frac{C}{N}|_o$: unid. lineales; $\frac{V_i^2}{Z_0}$: pot a la entrada)

sustituyendo $T_s = \frac{V_i^2/Z_0}{K \cdot B_{eq} \cdot \left(\frac{C}{N}\right)_i}$ y $T_{eq} = T_0(f_{eq} - 1)$

Se obtiene — saber Obtener

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\frac{(V_i(V))^2}{Z_0(\Omega)}}{\frac{(V_i(V))^2}{Z_0(\Omega) \cdot \left(\frac{C}{N}\right)_i} + K(J/K) \cdot \underbrace{T_0(K) \cdot (f_{eq} - 1)}_{T_{eq}} \cdot B_{eq}(Hz)}$$

($\left(\frac{C}{N}\right)_o$: unid lineales)

y además

$$V_o(dBmV) = V_i(dBmV) + G_{eq}(dB)$$

$$g_{eq} = g_1 \cdot g_2 \cdot \ldots \cdot g_{n-1} \cdot \tfrac{1}{l_1} \cdot \tfrac{1}{l_2} \cdots \tfrac{1}{l_{n-1}} \cdot \tfrac{1}{l_n}$$

$$G_{eq}(dB) = G_1 + G_2 + \ldots + G_{n-1} - L_1 - L_2 - \ldots - L_{n-1} - L_n$$

Cuestión 8

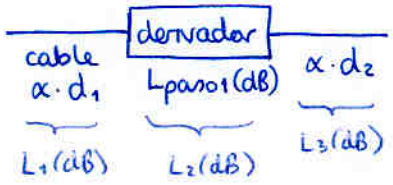
Demostrar que si tenemos:

- elementos q. introducen pérdidas en cascada
- $T_f = T_0 = 290$ K

$$\Downarrow$$

$$F_n(dB) = \sum \text{Perdidas}\ (dB)$$

ej



$$f_{eq} = l_1 + \frac{l_2 - 1}{1/l_1} + \frac{l_3 - 1}{\frac{1}{l_1} \cdot \frac{1}{l_2}} = \frac{l_1 \frac{1}{l_1 l_2} + (l_2 - 1)\frac{1}{l_2} + l_3 - 1}{\frac{1}{l_1} \cdot \frac{1}{l_2}} = \frac{\frac{1}{l_2} + 1 - \frac{1}{l_2} + l_3 - 1}{\frac{1}{l_1} \cdot \frac{1}{l_2}}$$

$$= \frac{l_3}{\frac{1}{l_1} \cdot \frac{1}{l_2}} = l_1 \cdot l_2 \cdot l_3 \Rightarrow F_{eq}(dB) = L_1(dB) + L_2 + L_3$$

b) Calcule $\frac{C}{N}|_o$ (dB) en canal TV

- Cálculo T_s

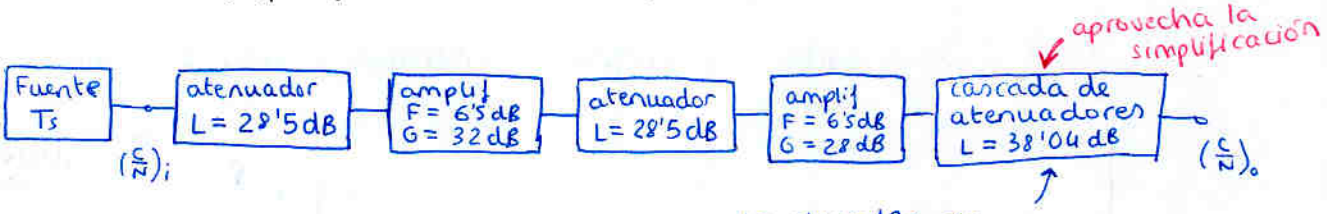
$$T_s(K) = \frac{\frac{V_i^2(V)}{Z_o(\Omega)}}{K(J/K)\cdot B_{eq}(Hz)\cdot \frac{C}{N}|_i}$$

siendo
$Z_o = 75\ \Omega$
$B_{eq} = 4'75\cdot 10^6$ Hz
$K = 1'38\cdot 10^{-23}$ J/K
} sabéiselo

$V_i = 40$ dBmV $= 20 \log V_i(mV) \rightarrow V_i(mV) = 100$ mV $= 0'1$ V

$$= \frac{\frac{0'1^2}{75}}{1'38\cdot 10^{-23}\cdot 4'75\cdot 10^6\cdot 10^{\frac{51\,dB}{10}}} = 16\,157\,197\ K$$

- Calculo f_{eq} (fórmula de Friis)



$L = 0'108\ dB/m \cdot 30m$
$+ 0'35\ dB/m\cdot(10m + 3m + 3m + 15m)$
$+ 8\ dB + 3'5\ dB + 3'5\ dB + 8\ dB$
$= 38'04\ dB$

$$f_{eq} = 10^{\frac{28'5}{10}} + \frac{10^{\frac{6'5}{10}} - 1}{10^{-\frac{28'5}{10}}} + \frac{10^{\frac{28'5}{10}} - 1}{10^{-\frac{28'5}{10}}\cdot 10^{\frac{32}{10}}} + \frac{10^{\frac{6'5}{10}} - 1}{10^{-\frac{28'5}{10}}\cdot 10^{\frac{32}{10}}\cdot 10^{-\frac{28'5}{10}}} + \frac{10^{\frac{38'04}{10}} - 1}{10^{-\frac{28'5}{10}}\cdot 10^{\frac{35}{10}}\cdot 10^{-\frac{28'5}{10}}\cdot 10^{\frac{28}{10}}}$$

CUIDADO!! no es $10^{-\frac{6'5}{10}}$

$= 7764$

$F_{eq}(dB) = 10 \log f_{eq} = 38'9$ dB

$T_{eq} = T_o(f_{eq} - 1) = 290\ K\ (7764 - 1) = 2\,251\,270\ K$

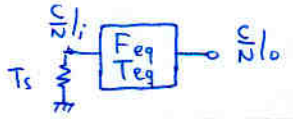
- Calculo $(\frac{C}{N})_o$

$$\frac{C}{N}|_o = \frac{\frac{0'1^2}{75}}{1'38\cdot 10^{-23}\cdot (16\,157\,197 + 22\,51270)\cdot 4'75\cdot 10^6} = 110496$$

$$\frac{C}{N}|_o(dB) = 10 \log \frac{C}{N}|_o = 50'4\ dB > 48\ dB$$

Importante:
Tan sólo se ha degradado C/N entre conversor OE y toma abonado 0'6 dB
esto es porque $T_s >> T_{eq}$

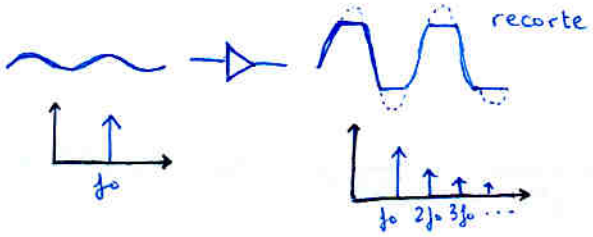
Cuestion: ¿cual sera el valor minimo de $\frac{C}{N}|_o$ (dB) ?



2. Ruido de Intermodulación

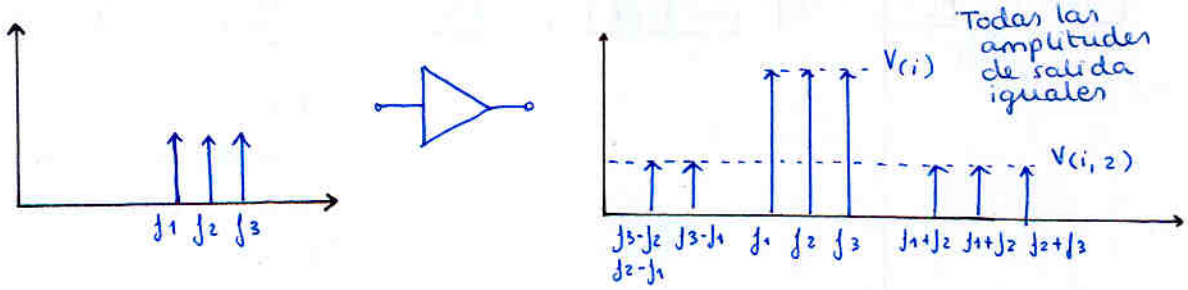
Efectos no lineales de elementos activos
↓
aparecen nuevas frecuencias

ejemplo



En CATV se definen 2 parámetros

2.1. CSO (Composite Second Order) (Intermodulación 2° orden)



$$CSO(dB) = V_{(i,2)}(dBmV) - V_{(i)}(dBmV) < 0$$

Pero atención, si incrementamos los tonos 1dB, a la salida aumentan 1dB, PERO los productos de intermodulación aumentan 2dB. Por tanto CSO aumenta:

¿Como podemos entonces fijar CSO?

El fabricante proporciona $CSO(V_r, m_o)$
- V_r: tensión $V_{(i)}$ a la salida del amplificador de referencia
- m_o: nº de canales de referencia

$$CSO(V, m_s) = CSO(V_r, m_o) - \Delta V + 10 \log \frac{m_s - 1}{m_o - 1}$$

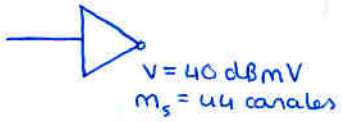
- V: tensión real a la salida de mi ampli
- m_s: nº canales en mi sistema
- $\Delta V(dB) = V_r(dBmV) - V(dBmV)$

ejemplo:

amplificador

$CSO\ (V_r = 60\ dBmV,\ m_o = 44\ canales) = -65\ dB$

en nuestro sistema



Calcular CSO

$$CSO\ (V = 40\ dBmV,\ m_s = 44\ canales) = CSO\ (V_r = 60\ dBmV,\ m_o = 44\ canales) - \Delta V + 10 \log \frac{m_s - 1}{m_o - 1}$$

$\Delta V = 20\ dB$

$$= -65\ dB - 20\ dB + 10 \log \frac{44-1}{44-1}$$

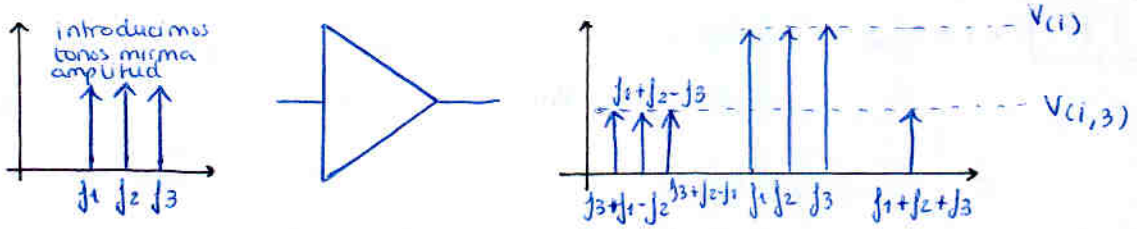
$$= -85\ dB$$

Amplificadores en cascada

Se suman en potencia

$$CSO_T\ (dB) = 10 \log \left(10^{\frac{CSO_1}{10}} + 10^{\frac{CSO_2}{10}} + \ldots + 10^{\frac{CSO_n}{10}} \right)$$

2.2. CTB (Composite Triple Beat)



$$CTB\ (dB) = V_{(i,3)}\ (dBmV) - V_{(i)}\ (dBmV) < 0\ dB$$

Cuidado, CTB no es constante, depende de la $V_{(i)}$ que tengamos. (si $V_{(i)}$ sube 1 dB, los productos de intermodulación suben 3 dB)

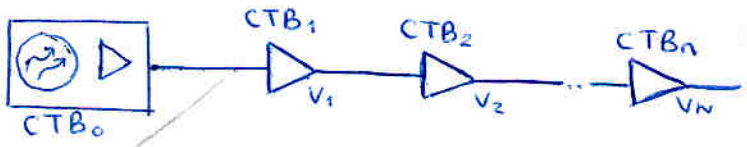
El fabricante nos proporciona

$CTB\ (V_r (dBmV),\ m_o)$ ← nº canales de referencia

Para nuestro sistema aplicamos una corrección

$$CTB\ (V (dBmV),\ m_s) = CTB\ (V_r (dBmV),\ m_o) - \underbrace{2}_{\text{en } CSO,1} \cdot \Delta V + \underbrace{20}_{\text{en } CSO,10} \log \frac{m_s - 1}{m_o - 1}$$

Para n amplificadores en cascada



A diferencia de CSO, se suman en tensión

$$CTB_T = 20 \log \left(10^{\frac{CTB_1(dB)}{20}} + 10^{\frac{CTB_2(dB)}{20}} + \ldots + 10^{\frac{CTB_n(dB)}{20}} \right)$$

ejemplo 1.4. (cont ejercicio anterior)

c) Calcule CSO_T y CTB_T y compruebe $CSO_T < -53dB$, $CTB_T < -53dB$

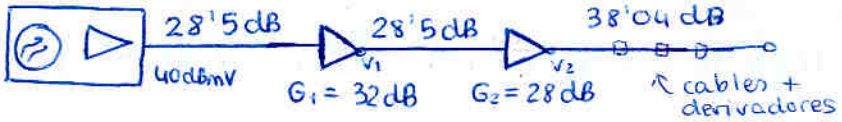
Datos Fabricante

▷ CSO (44 dBmV, 77 canales) = −60 dB ← en TV se utiliza mucho dBμV. Recuerda pues: $L(dB\mu V) = L(dBmV) + 60$

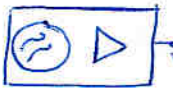
↓ 104 dBμV

◎▷ CSO (60 dBmV, 77 canales) = −65 dB — el conversor optoelectrónico tb tiene un amplificador y por tanto CSO

teníamos



Cálculo del CSO de cada elemento, y luego calcular CSO_T



$CSO_0(40\,dBmV, 77\,canales)$

$= CSO(60\,dBmV, 77\,canales) - \underbrace{\Delta V}_{60\,dBmV - 40\,dBmV} + \underbrace{10 \log \frac{m_s - 1}{m_0 - 1}}_{0}$

$= -65\,dB - 20\,dB = 85\,dB$

▷ $CSO_1(V_1, 77\,canales) = CSO_1(43'5\,dBmV, 77\,canales)$

$V_1(dBmV) = 40\,dBmV - 28'5\,dB + 32\,dB = 43'5\,dBmV$

$= CSO(44\,dBmV, 77\,canales) - \underbrace{\Delta V}_{44 - 43'5 = 0'5\,dB} + 10 \log \underbrace{\frac{m_s - 1}{m_0 - 1}}_{0}$

$= -60\,dB - 0'5\,dB$

$= -60'5\,dB$

▷ $CSO_2(V_2, 77\,canales) = CSO_2(43\,dBmV, 77\,canales)$

$V_2 = 43'5\,dBmV - 28'5\,dB + 28\,dB$

$= CSO(44\,dBmV, 77\,canales) - \underbrace{\Delta V}_{44 - 43 = 1} + 10 \log \frac{m_s - 1}{m_0 - 1}$

$= -60\,dB - 1\,dB = -61\,dB$

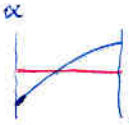
$$CSO_T(dB) = 10\log\left(10^{\frac{CSO_0(dB)}{10}} + 10^{\frac{CSO_1(dB)}{10}} + 10^{\frac{CSO_2(dB)}{10}}\right)$$

$$= 10\log\left(10^{-\frac{85dB}{10}} + 10^{-\frac{60'5dB}{10}} + 10^{-\frac{61dB}{10}}\right)$$

(término despreciable ⇒ el CSO del conv. opt.elec. era muy bajo)

$$CSO_T = -57'7dB < -53dB$$

Nota: es cierto que los cables no atenúan por igual todas las frecuencias, y por tanto los niveles $V_{(1)}$ e $V_{(1,2)}$ no serán fijos para todas las frecuencias/canales.



- Lo que consideramos es una media de la atenuación.

Los cables no alteran CSO ya que atenúan tanto señal útil como productos interm.

- <u>Cálculo del CTB para cada elemento y cálculo de CTB_T</u>

Datos fabricante

▷ $CTB(44dBmV, 77 canales) = -62\,dB$

②▷ $CTB(60dBmV, 77 canales) = -65\,dB$

≈▷ $CTB_0(40dBmV, 77 canales) = CTB(60dBmV, 77c) - \underbrace{2\Delta V}_{20dB} + \underbrace{20\log\frac{m_s-1}{m_0-1}}_{0}$ (!)

$$= -65 - 2\cdot 20 = -105\,dB$$

▷ $CTB_1(43'5dBmV, 77c) = CTB(44dBmV, 77c) - \underbrace{2\Delta V}_{0'5} + 20\log\frac{m_s-1}{m_0-1}$

$$= -63\,dB$$

▷ $CTB_2(43dBmV, 77c) = CTB(44dBmV, 77c) - \underbrace{2\Delta V}_{1} + 20\log\frac{m_s-1}{m_0-1}$

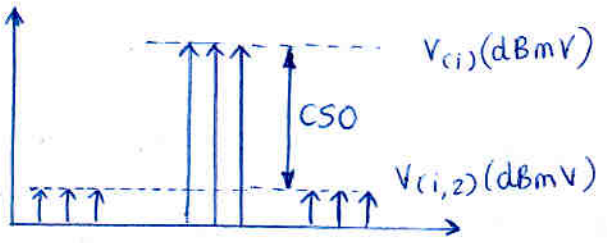
$$= -64\,dB$$

$$CTB_T(dB) = 20\log\left(10^{\frac{CTB_0(dB)}{20}} + 10^{\frac{CTB_1(dB)}{20}} + 10^{\frac{CTB_2(dB)}{10}}\right)$$

$$= 20\log\left(10^{-\frac{105dB}{20}} + 10^{-\frac{63dB}{20}} + 10^{-\frac{64dB}{20}}\right)$$

$$CTB_T = -57'4\,dB < -53\,dB$$

TEST: En un determinado punto de una red CATV → CSO = - 100 dB
Si el nivel de tensión útil en ese punto es de 100 mV, cual es el límite de tensión interferente. (productos intermodulación 2° orden)



$V_i(dBmV) = 20 \log 100(mV)$
$= 2 \cdot 10 \log 10^2 = 40\ dBmV$

recuerdo
100 mW → 20 dBm
100 mV → 40 dBmV

por tanto:

$$V_{(i,2)}(dBmV) = V_{(i)}(dBmV) + CSO(dB)$$
$$= -60\ dBmV$$

TEST: Si a la entrada de un amplificador de CATV se tiene 60 dBμV y la ganancia del amplificador es de 100 en unidades de tensión. ¿A la salida del amplificador que niveles se tienen?

a) 80 dBμV b) 90 dBμV c) 100 mV d) 100 V

En unidades logarítmicas:

$$V_o(dB\mu V) = V_i(dB\mu V) + \underbrace{G(dB)}_{20 \log 100 = 40}$$

recuerda que G(dB) sirve tanto para sumar tensión como para sumar potencia
$P_o(dBm) = P_i(dBm) + G(dB)$

$$V_o(dB\mu V) = 100\ dB\mu V$$

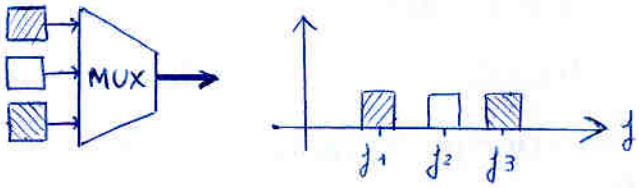
- $V_o(V) = V_o(\mu V) \cdot 10^{-6}$
$= 10^{\frac{100\ dB\mu V}{20}} \cdot 10^{-6} = 10^5 \cdot 10^{-6} = 0'1\ V = 100\ mV$

- otra forma: $V_o(dBmV) = V_o(dB\mu V) - 60\ dB$
$= 40\ dBmV$
$\rightarrow V_o(mV) = 10^{\frac{40\ dBmV}{20}} = 10^2 = 100\ mV$

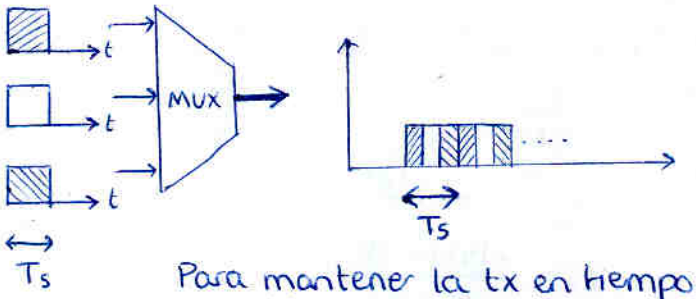
Tema 4. Sistemas Digitales de tx por línea: PDH y SDH

1. Multiplexación

- en frecuencia
  FDM
  (Frequency Division multiplex)



- en el tiempo
  TDM



Para mantener la tx en tiempo real (ej teléfono) debe mantenerse T_s

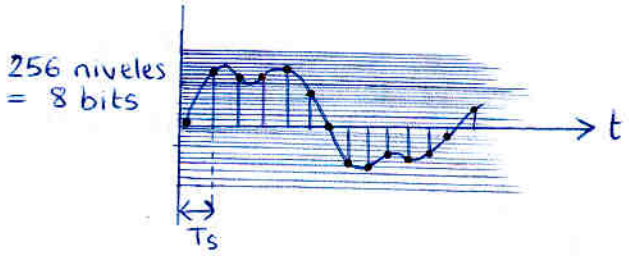
$$V_{mux} = n \cdot V_{AFLUENTE}$$

$\geq$ ← en la práctica habrán estructuras de trama con bits extra.

2. Canal telefónico digital sin comprimir

Voz calidad telefónica → 0 Hz – 3400 Hz

Muestreo de la voz



Frecuencia de muestreo
(Teorema de Nyquist)

$f_s > 2 \cdot 3400\,Hz$

se da un margen (ya que los filtros no son ideales)

$$f_s = 8000\,Hz$$
$$T_s = \frac{1}{f_s} = 125\,\mu s$$

Regimen binario:

$$8000 \frac{\text{muestras}}{\text{segundo}} \cdot 8 \frac{\text{bits}}{\text{muestra}} = \boxed{64\ kb/s} = \frac{8\ \text{bits}}{\text{cada } 125\,\mu s}$$

Para mantener el tiempo real siempre debe llegar una muestra cada 125μs

⟹ Las tramas (multiplexación en el tiempo de varias conversaciones telefónicas) deben durar siempre en total 125μs

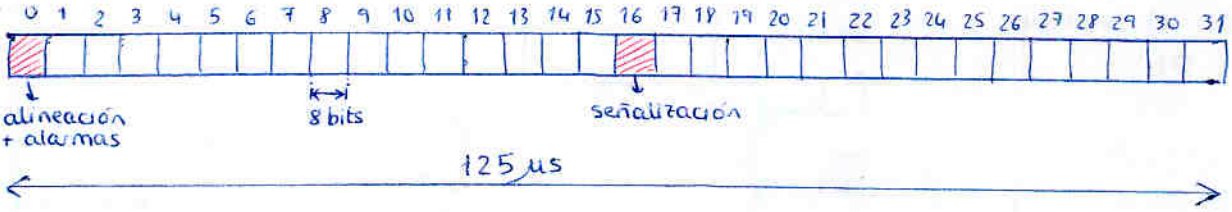
En esos 125μs, una trama debe incluir 8 bits por cada conversación multiplexada

3. Jerarquía Digital Plesiócrona (PDH)

Jerarquía para agrupar canales telefónicos (cada canal es una conversación = 8 bits cada 125 µs = 64 kb/s) en tramas.

- En Europa: trama básica E1 (MIC 30+2)

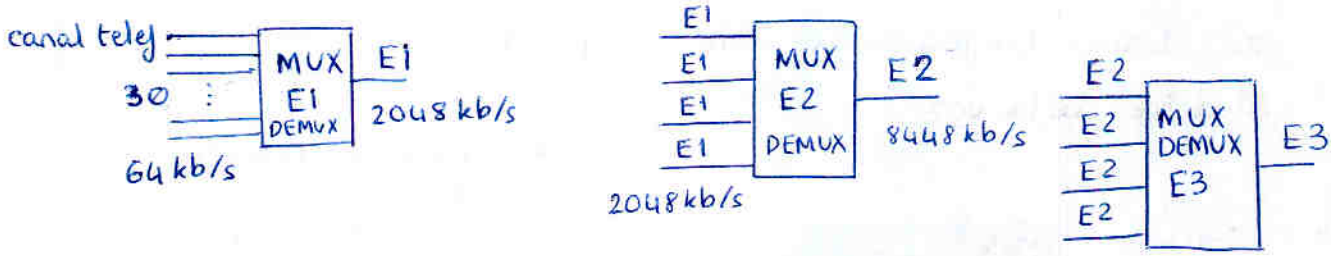
  Multiplexa en el tiempo 30 canales telefónicos y añade 2 de alineación y señalización



$$V_{E1} = \frac{8\,\text{bits} \cdot 32}{125\,\mu\text{s}} = 2048\ \text{kb/s}$$

- En Europa: se consiguen tramas superiores (E2, E3, E4) agrupando bit a bit tramas del nivel anterior, aunque añadiendo algunos canales de señalización, ...

  ↳ La velocidad del nivel superior no es exactamente 4 veces mayor

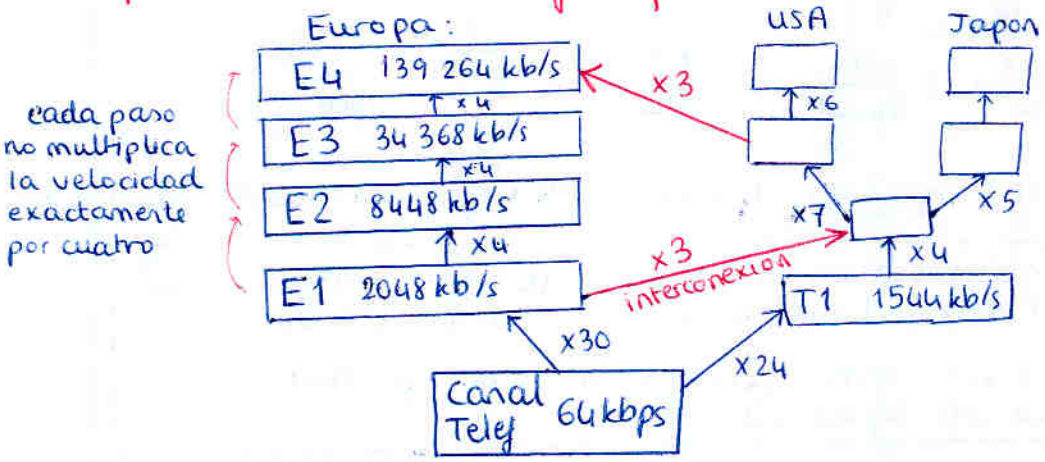


y así sucesivamente

de forma que:

Canales en trama $E_n = 30 \cdot 4^{n-1}$

- 1er problema: distintas jerarquías a nivel mundial



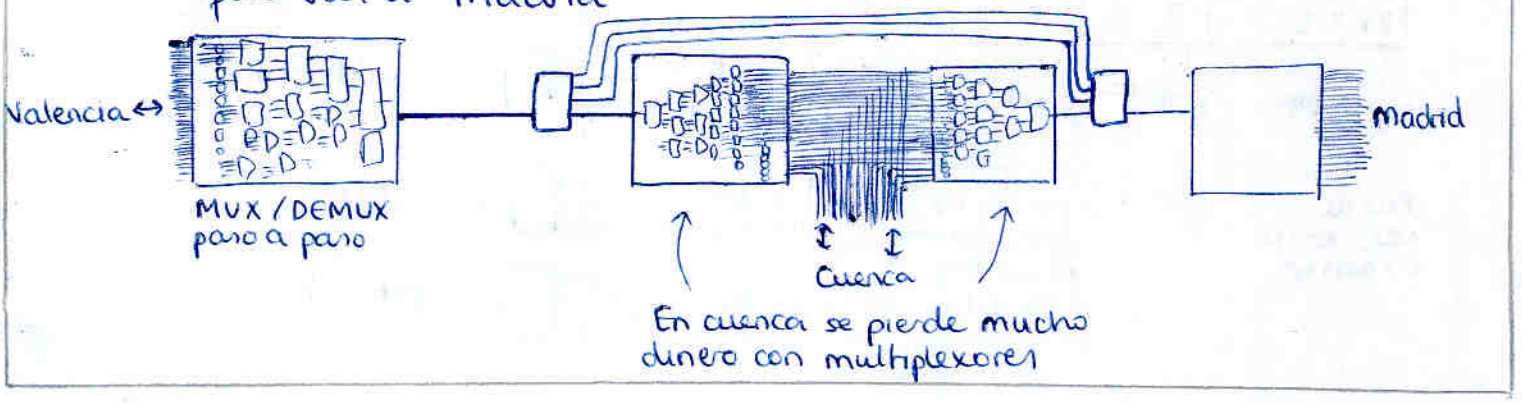
2° Problema

Los MUX / DEMUX están basados en hardware (en aquella época no habían memorias rapidas - sistemas de almacenamiento muy primitivos)

↳ Implica menor libertad

- Los niveles sucesivos se deben construir paso a paso (i.e. no puedo agrupar 3 E2 y 4 E1 para hacer un E3)
- Las conexiones son unicamente punto a punto

ejemplo: si tengo una comunicación telefónica entre Valencia y Madrid pero quiero dar servicio a Cuenca, en Cuenca tendré que demux TODOS los canales, llevarme a cuenca los que necesite y VOLVER a MUX los canales restantes que van a Madrid



4. Jerarquía Digital Síncrona (SDH)

Trama básica	STM-1	155 520 kb/s	la trama básica ya es más 'grande' que la mayor de las PDH
4 X STM-1 =	STM-4	622 080 kb/s	×4
4 X STM-4 = 16 X STM-1	STM-16	2 488 320 kb/s	×4 esta vez las velocidades SI son exactamente multiplos

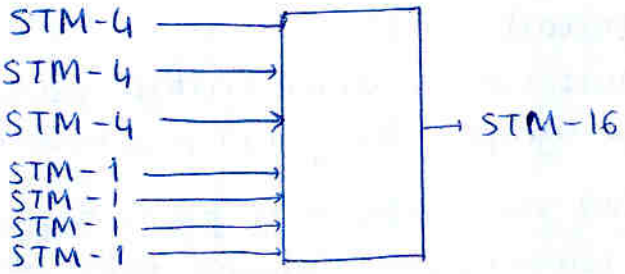
- SDH basa su multiplexación en el entrelazado síncrono de octetos (diferencia fundamental respecto a PDH que era bit a bit)
- Las fibras opticas permiten semejantes velocidades

radio ≤ 155 Mb/s
[radio: sólo STM-1
F.O: todos los STM

- Es universal (igual en todo el mundo)
- Los MUX / DEMUX son equipos basados en software

- Multiplexación muy simple
- SDH no requiere MUX-DEMUX paso a paso

↳ Podemos generar cosas del tipo

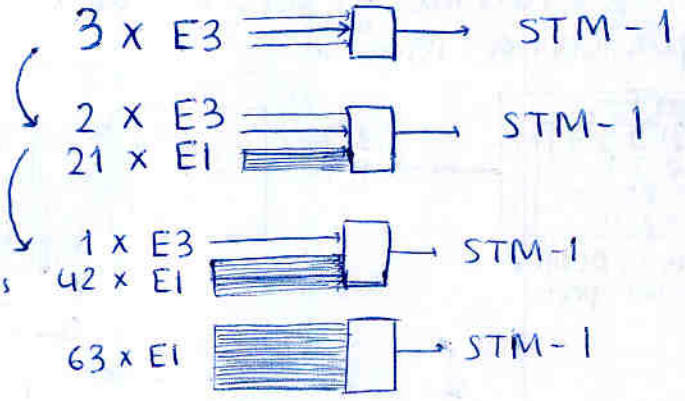


los nombres de las tramas ayuden mucho.

↳ Podemos encapsular PDH dentro de SDH 1 x E4 → □ → STM-1

Recordar:
3 x E3 = STM-1
21 x E1 = E3

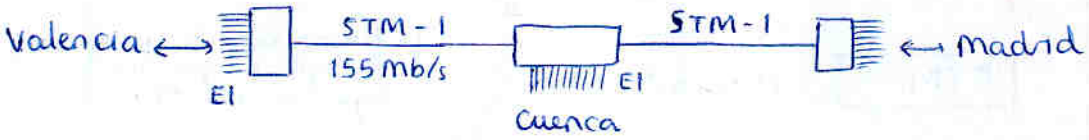
2 Mb/s 34 Mb/s 155 Mb/s



Puede caer en el examen

por cada E3 que quitamos añadimos 21 E1

↳ Podemos MUX/DEMUX directamente de STM-1 a E1



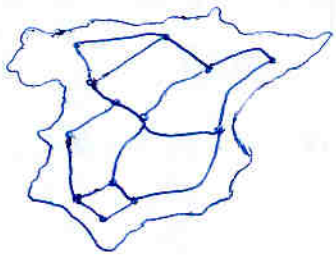
Descripción Trama STM-1

La trama STM-1 son 2430 canales = 2430 bytes (8 bits!) en 125 µs
Se organizan "lógicamente" en 9 filas de 270 bytes cada una

Sincronismo: A diferencia de PDH, en SDH hay un reloj central que transmite el sincronismo a todas las fuentes

Permite topología en anillo

Si cae un enlace hay más posibilidades



Resumen:

PDH

- Velocidades tx diferentes según zona
- Velocidad básica: canal telefónico: 64 kb/s
- $Vel_{E_{n+1}} > 4 \times Vel_{E_n}$
- MUX/DEMUX = hardware
- Entrelazado es bit a bit (excepto E1 que entrelaza 30 canales byte a byte i.e. canal a canal)
- Velocidades bajas y medias
  ⇒ Tx por { cable pares (< 8 Mb/s); coaxial; radio; F.O. (fibra óptica) }
- En MUX, todos los afluentes deben tener misma velocidad
- MUX/DEMUX paso a paso
- Punto a punto

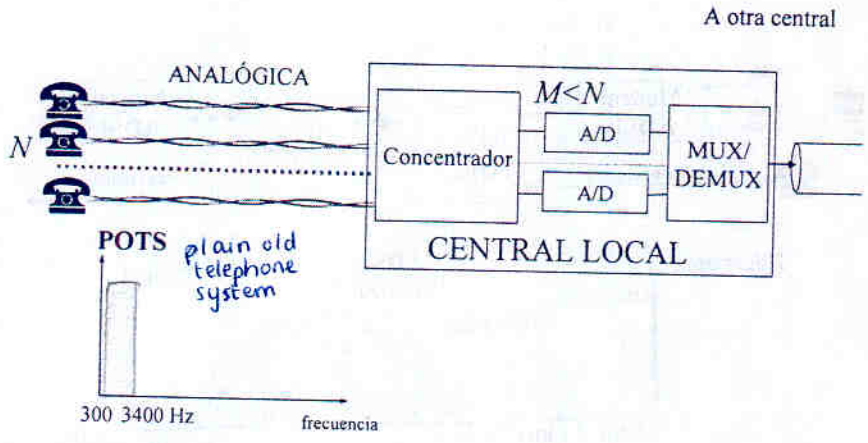
SDH

- Velocidades de tx universales
- Velocidad básica STM-1 155'520 Mb/s
- $Vel_{STM-n} = n \cdot Vel_{STM-1}$
- MUX/DEMUX = Software
- Entrelazado byte a byte
- Velocidades altas
  Tx: { Radio (≤ 133 Mb/s ≡ STM-1); F.O. todas }
- Puede MUX afluentes de distintas velocidades
  ej → 3(E3)
  → 2(E3) + 21(E1)
  → 1(E3) + 42(E1)
  → 63(E1)

  [MUX] → STM-1
- MUX/DEMUX directamente STM-1 → E1
- Punto a punto o anillo

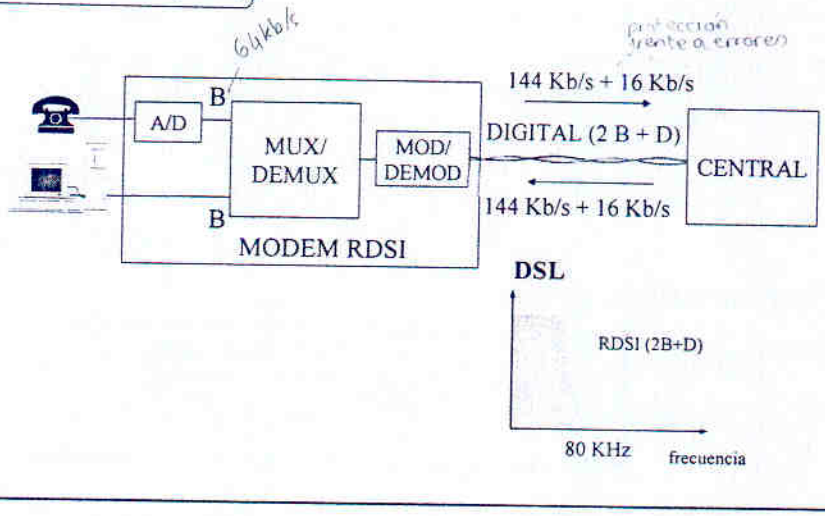
Sistemas de acceso por cable de pares

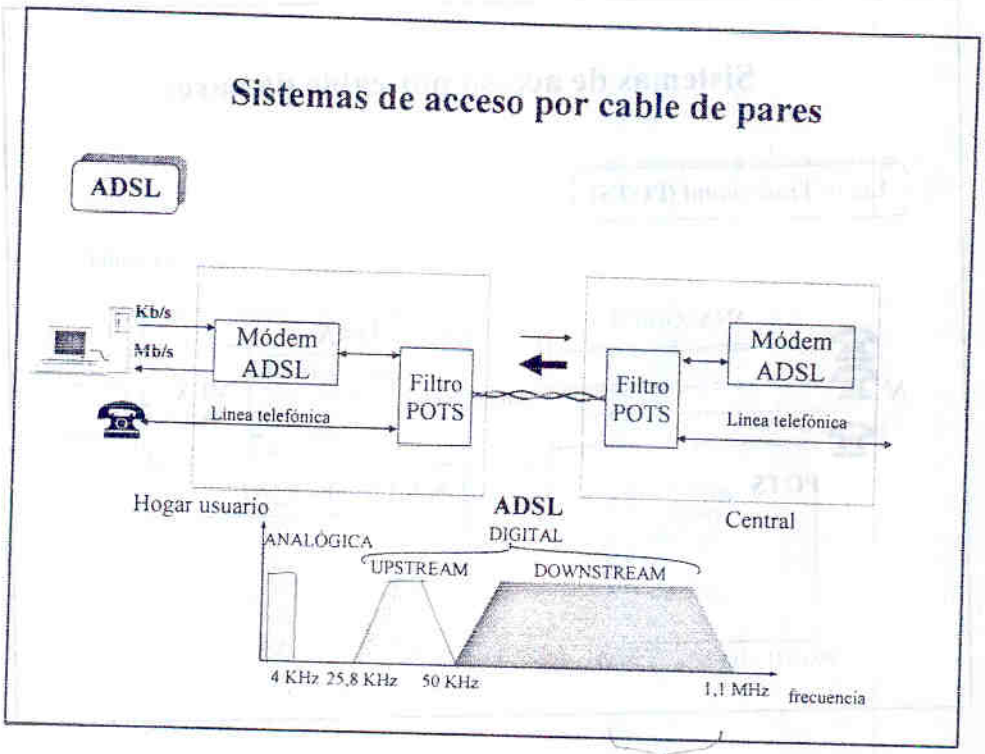
Línea Tradicional (POTS)



Sistemas de acceso por cable de pares

Acceso a RDSI (DSL)





frecuencias tan altas se atenúan mas y tienen mas ruido de telefonía.
Había que acercar la central al usuario (i.e. llevar una fibra óptica a cada barrio)

Preguntas de TEST

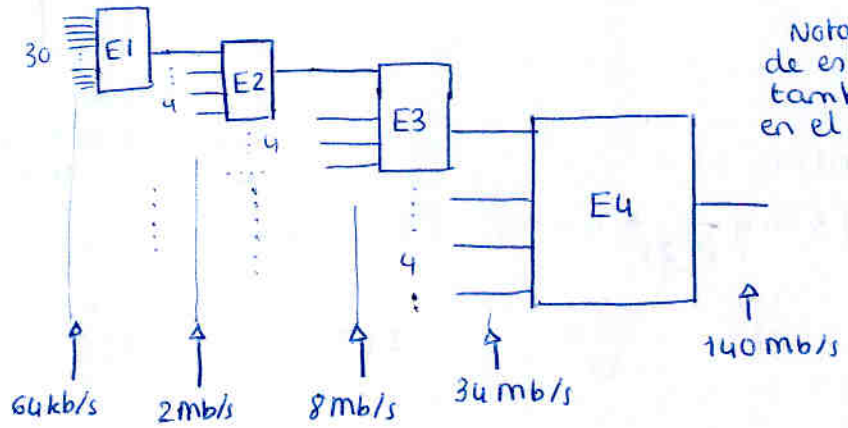
Nº mínimo de MUX/DEMUX necesarios para transmitir un número de canales telefónicos sin comprimir

ejemplo: 1000 c.t.

$$n^{\circ}\ c.t = 30 \cdot 4^{n-1}$$

$n=1 \rightarrow 30$
$n=2 \rightarrow 120$
$n=3 \rightarrow 480$
$n=4 \rightarrow 1920$

Necesitaremos MUX - DEMUX paso a paso hasta nivel 4



Nota: Cada uno de estos MUX son tambien DEMUX en el otro sentido

Número de multiplexores necesarios:

1 E4, 4 E3, 16 E2, 64 E1

Pero: sólo utilizamos 1000 canales telefónicos, y no 1920

Algoritmo:

$\frac{1000}{30} = 33'\overline{3}$ necesitamos 34 E1 (ceil $(33'\overline{3})$)

$\frac{34}{4} = 8'5$ necesitamos 9 E2

$\frac{9}{4} = 2'25$ necesitamos 3 E3

$\frac{3}{4} = 0'75$ necesitamos 1 E4

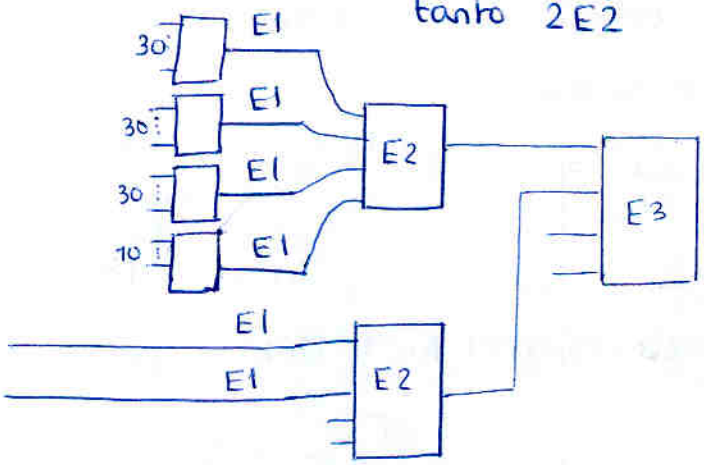
Paramos el algoritmo cuando el último valor sea 1

ejemplo: nº MUX/DEMUX para tx 100 c.t. + 2 tramas MPEG-2 a 2'048 Mb/s

Veamos como poner los 100 c.t.

$\frac{100}{30} = 3'\bar{3} \rightarrow 4 \quad \frac{4}{4} = 1$

me harán falta por tanto 2 E2



PERO, ahora las 2 tramas MPEG-2 son ya tramas E1

No contentos con necesitar un E2 más; ahora necesitamos un E3 mas

El algoritmo sería:

$\frac{100}{30} = 3'3 \rightarrow 4 \xrightarrow{+2} 6 \rightarrow \frac{6}{4} = 1'5 \rightarrow 2 \rightarrow \frac{2}{4} = 0'5 \rightarrow 1$

4 E1 (estos 2 no necesitan un E1) 2 E2 1 E3

- Pregunta: Para tx STM-1 a 155 Mb/s ¿Qué medio no podría utilizar?

  Cable Pares ← la atenuación es muy alta / la diafonía es muy alta } a frecuencias > 8 Mb/s SS 8, 9, 10 MHz según modulación
  Radioenlace
  Fibra óptica
  Ninguna anteriores

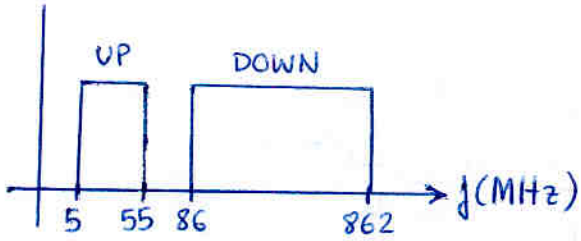
- Pregunta: Si tengo 2 canales digitales MPEG-2 a 2'048 Mb/s y en STM-1 puedo insertar 63 tramas E1 ¿Cuantos canales telefónicos como máximo puedo multiplexar en esa trama STM-1?

  2 tramas E1 para MPEG-2
  me quedan 61 tramas E1 → 61 x 30 = 1830 canales telefónicos

Tema 5. Televisión por cable (CATV)

1. Introducción

- Distribución por medio guiado (cable o fibra)
- Frecuencias

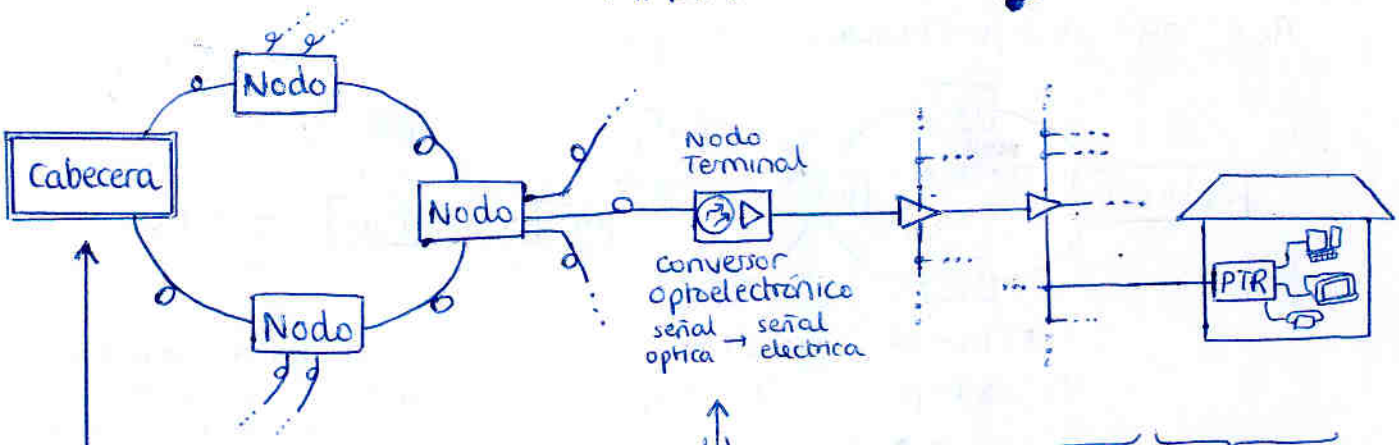


El margen de canal descendente (86-862MHz) es el mismo que en TVT (TV terrestre) por lo que servirán los mismos aparatos añadiendoles la banda 5-55MHz

2. Estructura de la red

Partes de la red:
- Cabecera
- Red Troncal
- Red Distribución
- Red Abonado

Topología



Red Troncal
- Se suele optar por anillo y luego arbol
- Todo fibra optica

Red de Distribución
- Suele ser árbol
- Coaxial / Cable Pares
- Tratar de evitar muchos amplificadores en cascada

Red de Abonado

Cabecera
- Recepción y Procesado de señales
- Codificación canales digitales
- Codificación canales de pago
- Servicios ej PPV Pay Per View, NVOD Near VOD } como "Taquilla"
  ej VOD Video on Demand → eliges cuando quieres ver algo
- Monitorización y Supervisión
- Gestión canal ascendente

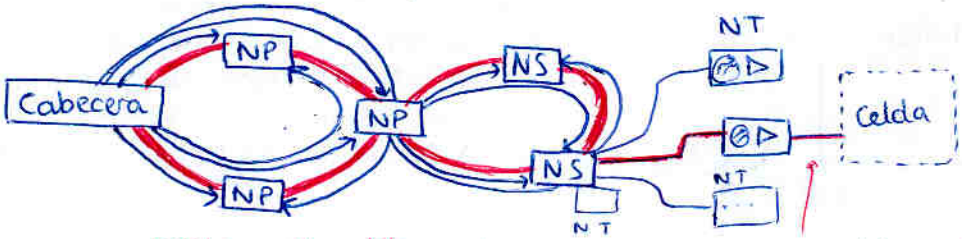
Nodo Terminal
Da servicio a una **celda**
típico: 500 hogares (número de abonados previstos)
compromiso coste-calidad

3. Estructura de red de ONO (red troncal)

Solución no integrada: **2 redes en paralelo/superpuestas**

- Red SDH → teléfono (fibra optica anillos → cable de pares)
- Red HFC (hybrid fiber-coaxial) (fibra optica estrella → coaxial)
  - ↳ internet / televisión

Las dos redes son 'paralelas' y comparten disposición geográfica (i.e. mismas zanjas, cable siames (par+coaxial), mismos conversores, etc...) a pesar de tener topologías distintas.



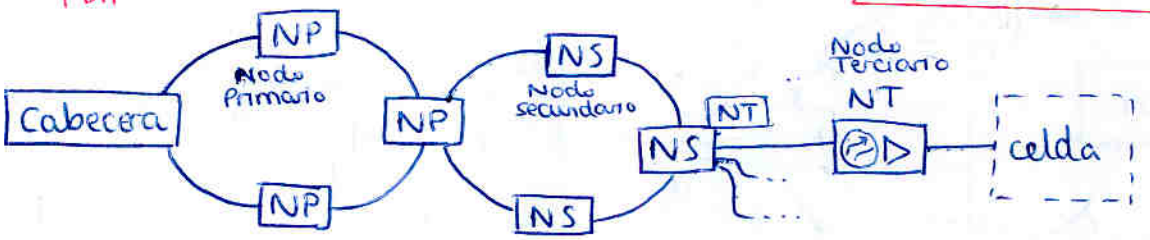
SDH: anillo, fibra optica
HFC: estrella, aunque físicamente sea anillo. fibra optica.

SDH: cable pares
HFC: coaxial
} pares + coaxial

Red Troncal Primaria | Red Troncal secundaria | Red Troncal Terciaria

Nodo primario: 10000-40000 hogares
Nodo secundario 2000 hogares
Nodo Terciario = convesor OE 500 hogares = celda

Red SDH/PDH (teléfono)(tramas STM y E)

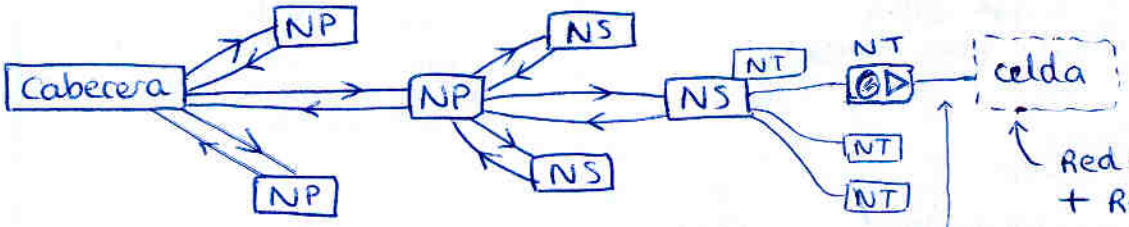


STM-16 (2'48 Gbps)

STM-1 (155 Mbps)

Nota: de cada NS salen 4 NT, pero uno de ellos suele compartir emplazamiento con el NS para ahorrar cable.

Red HFC (internet, televisión)



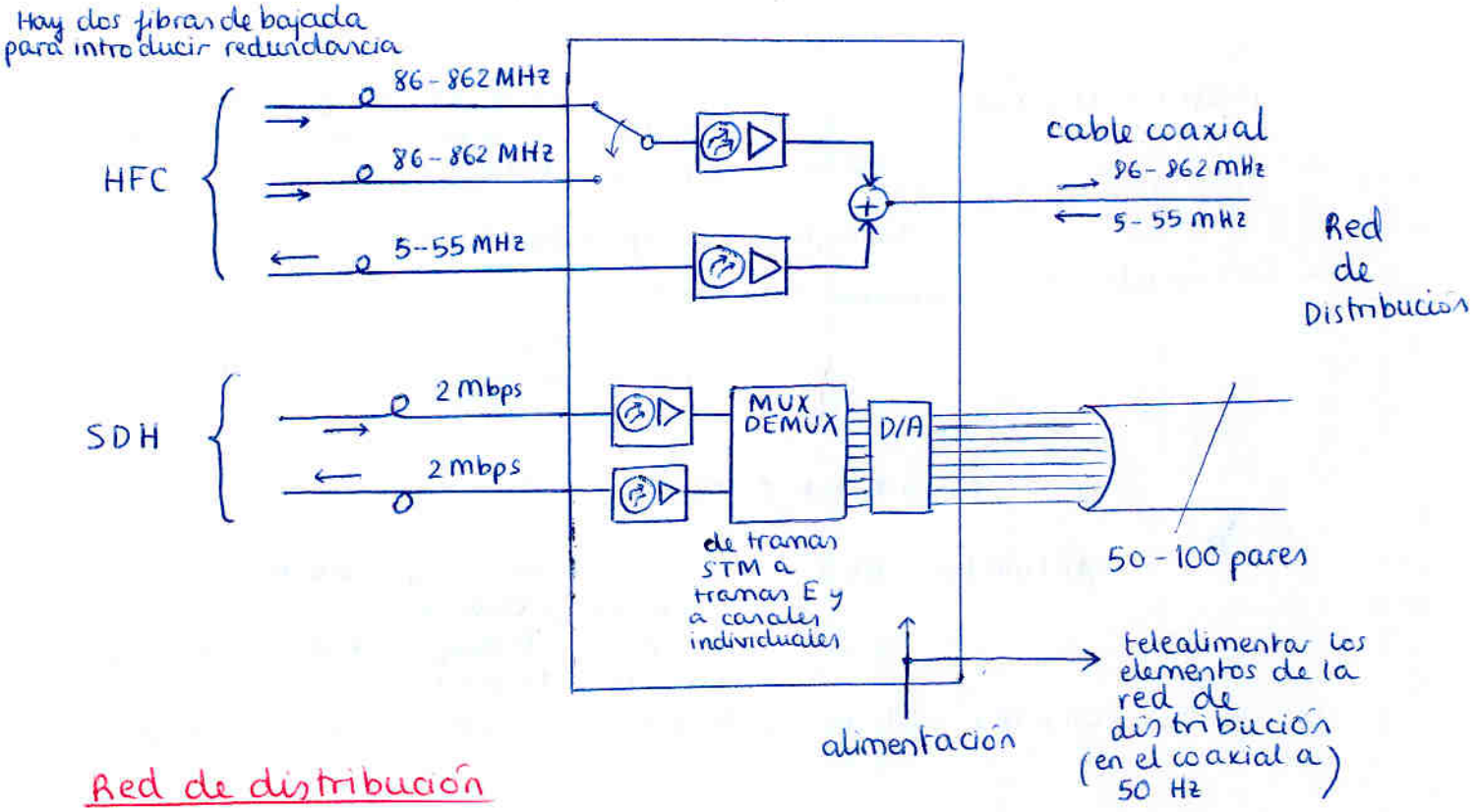
fibra optica bajada: 86-862 MHz
fibra optica subida: 5-55 MHz

coaxial
MUX en frecuencia
5-55 MHz
86-862 MHz

red troncal (todo fibra optica)

primaria | secundaria | terciaria

Detalle de un nodo terciario de ONO
= nodo terminal
= convesor optoelectrónico



Red de distribución

- Desde el nodo terminal hasta la red de abonado
- Cable coaxial
- Evitar muchos amplificadores en cascada

Elementos de distribución y sus catálogos:

- Amplificadores: ▷

Operating Supply Voltage (V)

Max Gain: config 1: output / config 2: symetrical / config 3: asymetrical (dB) } Hemos varias configuraciones y además un atenuador variable a la entrada

Input attenuation (dB)

Output level: CSO = -60dB, 42 channels : 108 dBμV ← el CSO nos lo dan al revés, es decir para un valor dado nos dan la salida

i.e. CSO(108 dBμV, 42 chan) = -60dB

Output-level: CTB = -60dB, 42 channels

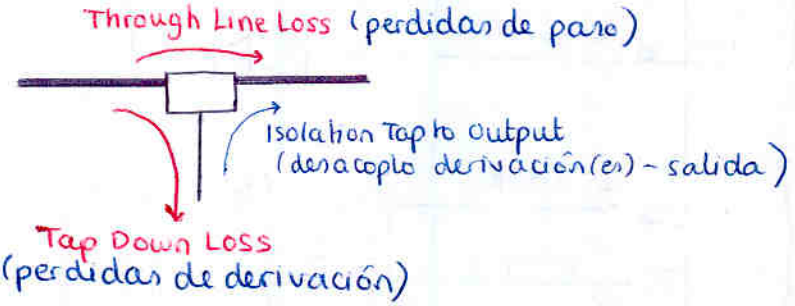
Noise Figure (dB)

Consumption (VA) ← VA: unidad de potencia en alterna

- Distribuidores

Insertion loss (dB) · lo dan para varios márgenes de frecuencia.
· Si el distribuidor es no balanceado deben darlo para cada salida

- Derivadores

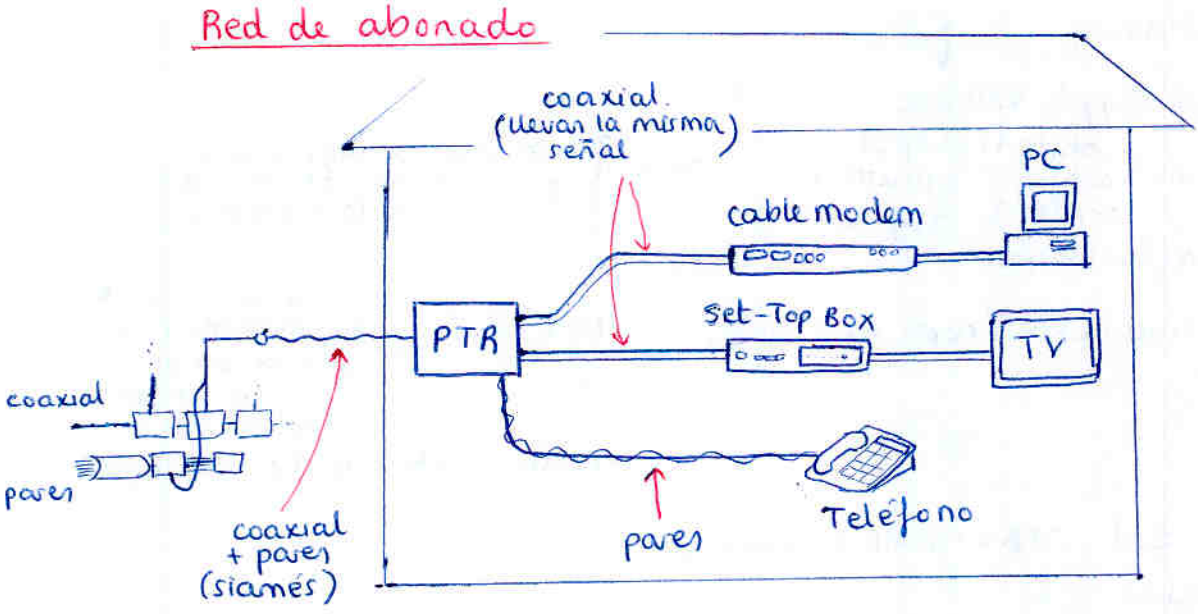


Through Line Loss (dB) → dan valor nominal y maximo
→ a distintas frecuencias
→ si no aparece through line loss ⇒ es un derivador terminal.

Tap Loss (dB) → al incrementar esta va decrementando el through loss

- Otros componentes:
  - ecualizadores
  - atenuadores
  - inyectores de corriente (introducen alimentación 50Hz en el cable coaxial para telealimentar)

Red de abonado



Servicios y canalización

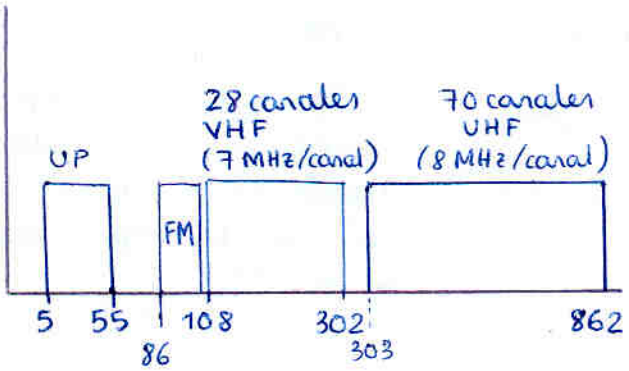
	DOWN	UP
• Servicios Analógicos		
• Telefonía	300-3400 Hz	300-3400 Hz
• TV	7 MHz (VHF) 8 MHz (UHF)	— —
• Servicios Digitales		
• TV broadcast	1'5-6 Mb/s/canal	—
• TV interactiva	64 kb/s - 6 Mb/s/canal	9'6 - 64 kb/s
• Acceso a Internet	14'4 kb/s - 10 Mb/s	14'4 kb/s - 128 kb/s
(videoconferencia, multimedia ...)	→	14'4 kb/s → 2 Mb/s
(servidor Internet)	→	64 kb/s → 1'5 Mb/s

Canalización:

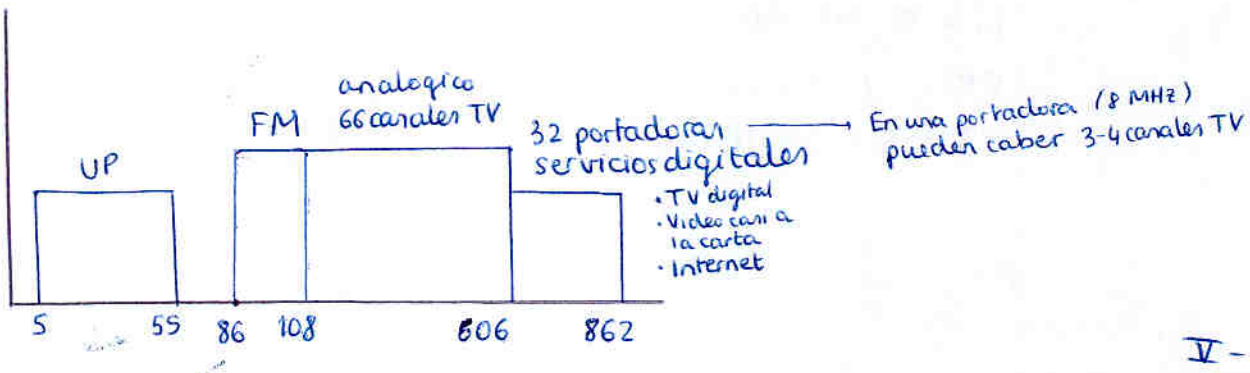
Canal de retorno: 5-55 MHz

- Todas las señales de abonado confluyen en el nodo (ruido funelling → embudo)
- Por ser frecuencias bajas hay mas ruido impulsivo
  ej: radioaficionados, aparatos electrónicos cerca, ...

Canalización analógica:



Canalización Digital



Planificación de Red

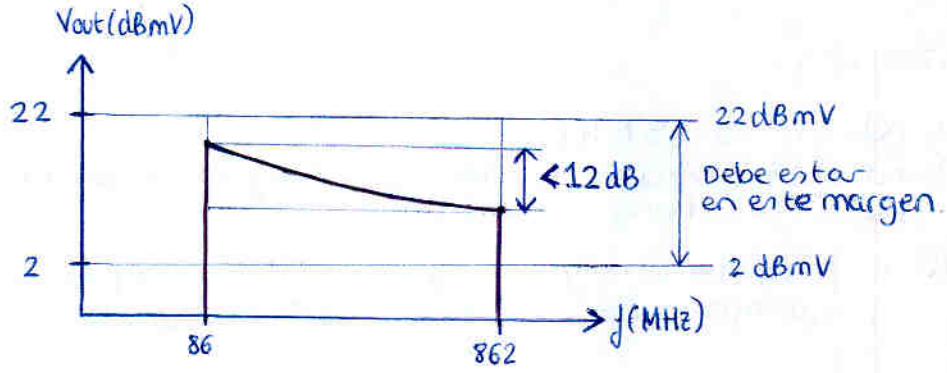
→ en esta asignatura sólo diseñamos la parte de cable coaxial

- Topología HFC → red troncal fibra óptica
  red distribución cable coaxial
- solución de compromiso: tamaño celda 500 hogares
- Desequilibrio ancho de banda ascenso y descenso

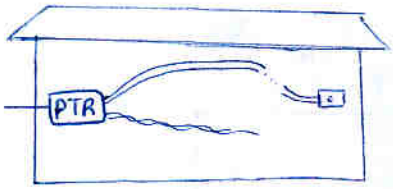
Especificaciones Real Decreto

- Nivel señal TV: 62 - 82 dBμV = 2 - 22 dBmV
- Diferencia de nivel entre canales ≤ 12dB
- Relación $\frac{C}{N}/_{TV} \geq 44$ dB
- CSO ≤ - 54 dB (producto intermodulación 2° orden)
- CTB ≤ - 52 dB (triple batido compuesto)

Hay otras especificaciones que se cumplirán si éstas se cumplen



Estas especificaciones son para la toma final de usuario, pero la distribución interna en su casa no la conocemos



La distribuidora supone peor caso 25m desde PTR hasta TV y ordenador y calcula las especificaciones en el PTR.

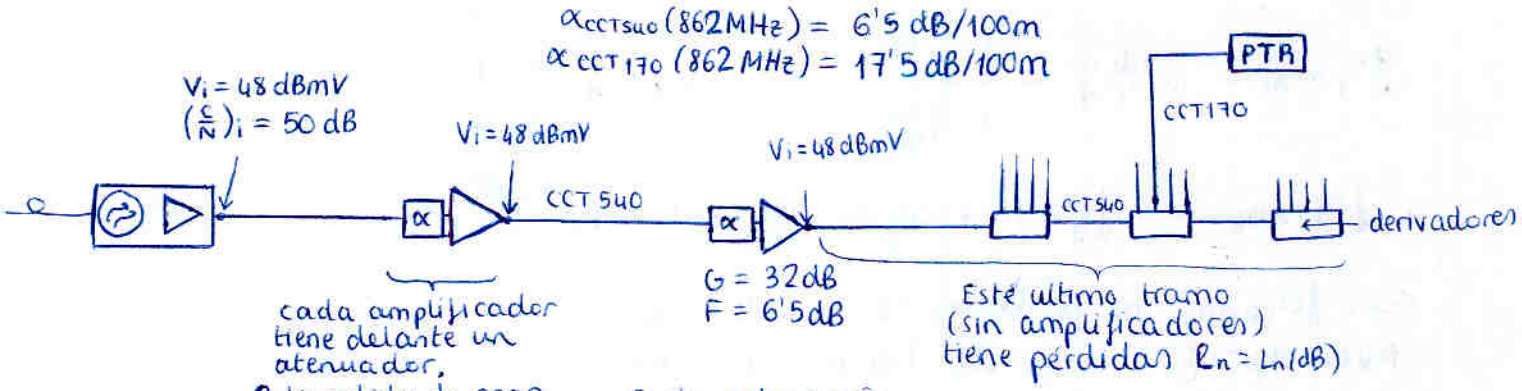
Especificaciones en PTR

$V_o \geq 10$ dBmV

$\frac{C}{N}|_o \geq 46$ dB

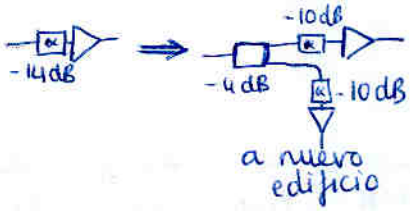
CSO ≤ - 54 dB

CTB ≤ - 54 dB



→ Evita saturación del amplificador (saturación → CTO y CTB ↑↑↑)

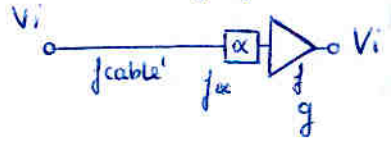
→ Da un margen para poder añadir abonados sin alterar la red



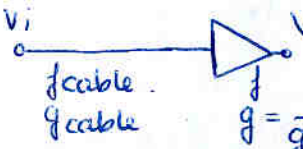
Especificación $(\frac{C}{N})_o \geq 46\ dB$

Suponiendo que todo el ruido se debe a ruido térmico

Recuerda f: factor ruido, g: ganancia



x



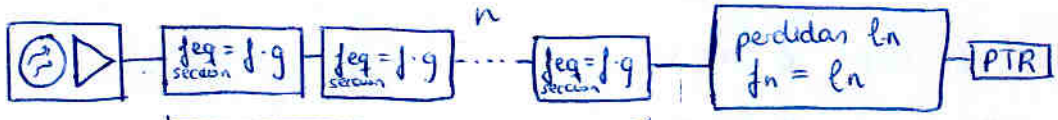
$g = \frac{1}{g_{cable}} = f_{cable}$

Sabiendo que V_i entrada $= V_i$ salida se puede deducir que $f_{cable} = g$, $g_{cable} = 1/g$

$$f_{eq\ sección} = f_{cable} + \frac{f-1}{g_{cable}} = g + \frac{f-1}{1/g}$$

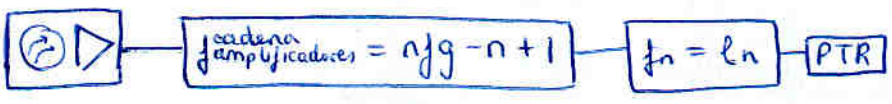
$$\boxed{f_{eq\ sección} = f \cdot g}$$

Por tanto tenemos Calculemos f_{eq_T}



$$f_{eq\ cadena\ amplificad.} = f_{sección} + \frac{f_{sección}-1}{g_{sección_1}} + \frac{f_{sección}-1}{1 \cdot 1} + \dots$$

$$= f_{sección} + (n-1)(f_{sección}-1)$$
$$= n \cdot f_{sección} - n + 1$$
$$= n \cdot f \cdot g - n + 1$$



$$f_{eq\,TOTAL} = f_{cadena\ ampli} + \frac{f_n - 1}{g_{cadena\ ampli}} = n f_g - n + 1 + \frac{l_n - 1}{1}$$

$$f_{eq\,TOTAL} = n f_g - n + l_n = n f_g - n + 10^{\frac{L_n(dB)}{10}}$$

Con $f_{eq\,TOTAL}$ ya podemos calcular $\left(\frac{C}{N}\right)_o$

Recordar fórmula de tema de ruido

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}}{\frac{V_i^2}{Z_o\left(\frac{C}{N}\right)_i} + K \cdot \underbrace{T_o \cdot (f_{eq} - 1)}_{T_{eq}} \cdot B_{eq}} \geq 46\ dB$$

Sustituyendo

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{V_i^2/Z_o}{V_i^2/\left(Z_o \cdot \left(\frac{C}{N}\right)_i\right) + K \cdot T_o \cdot \left(n f_g - n + 10^{\frac{L_n}{10}} - 1\right) \cdot B_{eq}} \geq 46\ dB$$

Número máximo de amplificadores en cascada

Despejando n

$$n \leq \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}}{K \cdot B_{eq} \cdot T_o \cdot (f_g - 1)} \cdot \left\{ \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_o} - \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_i} \right\} - \frac{10^{\frac{L_n}{10}} - 1}{f_g - 1}$$

K = cte boltzmann = $1'38 \cdot 10^{-23}\ J/k$ $\quad T_o = 290\ K$

$B_{eq} = 4'75 \cdot 10^6\ Hz$ } recuerda saberselo que es así para TV

$Z_o = 75\ \Omega$ }

$f = 10^{\frac{6'5\,dB}{10}}$

$g = 10^{\frac{32\,dB}{10}}$

$L_n = 38\ dB = (48\ dBmV - 10\ dBmV)$

↑ tensión a la entrada del bloque ↑ mínimo en PTR (salida del bloque)

$\left(\frac{C}{N}\right)_o = 10^{\frac{46dB}{10}}$

$\left(\frac{C}{N}\right)_i = 10^{\frac{50dB}{10}}$

$V_i = 10^{\frac{V_i(dBmV)}{20}} \cdot 10^{-3}$

Para $V_i = 48\ dBmV$ se obtiene:

$n \leq 93$ amplificadores

Vamos sobrados;
En la práctica suelen haber 2 o a lo sumo 3

Vamos a variar algunos parámetros

V_i

$V_i = 40\ dBmV \rightarrow n \leq 14$

$V_i = 35\ dBmV \rightarrow n \leq 3$

$\left(\frac{C}{N}\right)_i$

$\left(\frac{C}{N}\right)_i = 48\ dB \rightarrow n \leq 57$

$\left(\frac{C}{N}\right)_i = 47\ dB \rightarrow n \leq 31$

Parace claro que V_i es de lo q. mas le afecta

V_{imin} viene dado por valor mínimo de $\left(\frac{C}{N}\right)_o$

Especificación CSO max

$$CSO_T(dB) = 10\log\left(10^{\frac{CSO_0(dB)}{10}} + 10^{\frac{CSO_1(dB)}{10}} + \ldots + 10^{\frac{CSO_N(dB)}{10}}\right) \leq CSO_{max}$$

si $CSO_0 = CSO_1 = \ldots$

$$CSO_T(dB) = 10\log\left[(n+1)10^{\frac{CSO(dB)}{10}}\right]$$

por tanto

$$CSO_T(dB) = CSO(dB) + 10\log(n+1) \leq CSO_{max}$$

Nota: CSO_0 es el producto intermodulación 2º orden a la salida del conversor optoelectrónico

Para $CSO_0(dB) = -60dB$
$CSO_i(dB) = -60\,dB$ (TAL223) } $\Rightarrow n \leq 3$ amplificadores
$CSO_{max} = -54\,dB$
$V_i(dBmV) = 48\,dBmV$ ← recuerda que el CSO es peor a mayor Vsalida ampli

Especificación CTB max

$$CTB_T(dB) = 10\log\left(10^{\frac{CTB_0(dB)}{20}} + 10^{\frac{CTB_1(dB)}{20}} + \ldots + 10^{\frac{CTB_n(dB)}{20}}\right) \leq CTB_{max}$$

(!)

de forma similar, para

recuerda $CTB_i(48\,dBmV) = \underbrace{CTB_i(51\,dBmV)}_{\text{dato de catálogo } -62\,dB} - 2\Delta V$ (3 dB)

$CTB_{max} = -54\,dB$

se obtiene $n \leq 4$ amplificadores

$\Rightarrow$ CSO es la especificación más restrictiva ($n \leq 3$ ampli)

CSO determinará V_{imax} (¡¡ Valor MÁXIMO de salida de amplificadores!! Recuerda que CSO y CTB eran peores cuanto mayor sea su tensión de salida)

¿Qué valor de Vi tomamos?

- tenemos V_{imin} determinado por $\left(\frac{C}{N}\right)_{0\,min}$
- tenemos V_{imax} determinado por CTO max

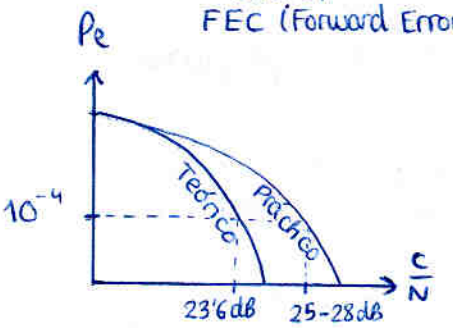
¿Qué Vi escogemos?

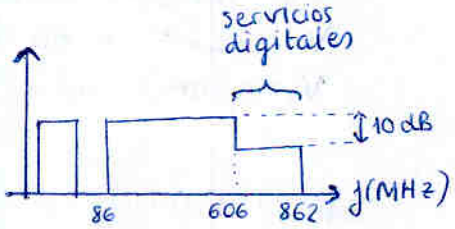
Se decide escoger Vi lo máximo posible para poder dar servicio a máximo número de usuarios

TV digital

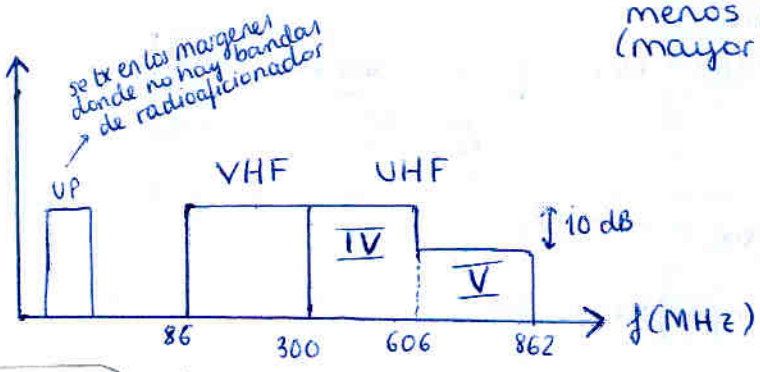
- DVB – Digital Video Broadcast
  - Satélite: DVB**S** → QPSK
  - TDT : DVB**T** → OFDM
  - TV cable : DVB**C** → M-QAM
- Datos comprimidos MPEG-1, MPEG-2
- $Pe = 10^{-4} \xrightarrow[\text{control de errores}]{} Pe_{FEC} = 10^{-11} \sim 10^{-10}$

FEC (Forward Error Correction)





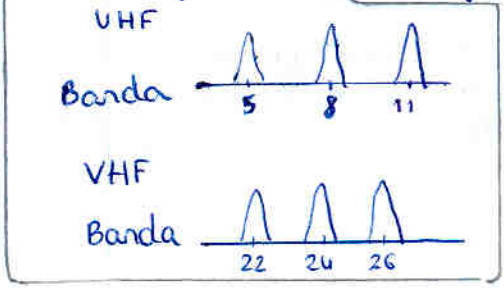
↳ $\frac{C}{N}\Big|_{min} = 25\text{-}28\ dB$. Menos que en TV analógica
Podemos permitirnos tx 10dB menos y en las frecuencias altas (mayor atenuación)

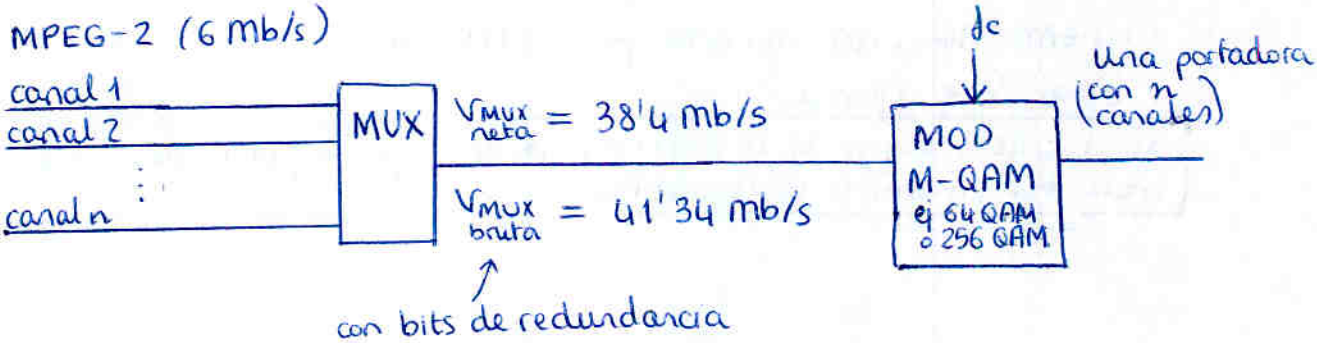


Analógico

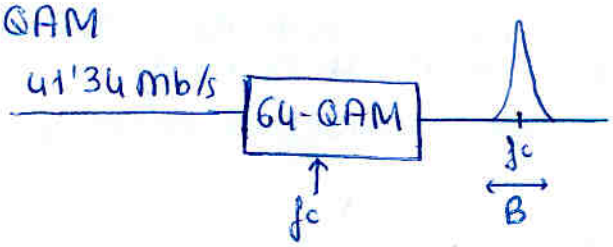
Digital.
- No necesita banda de guardia.
- Cada portadora lleva mas de un canal (hasta 6)

Necesita banda de guarda:





ej 64 QAM



Utilizando coseno alzado

$$R_I(bit/s) = \log_2 M \cdot \frac{1}{1+\alpha} \cdot B(Hz)$$

$\alpha = 0'15$

Si despejamos:

$B = 7'9235$ MHz

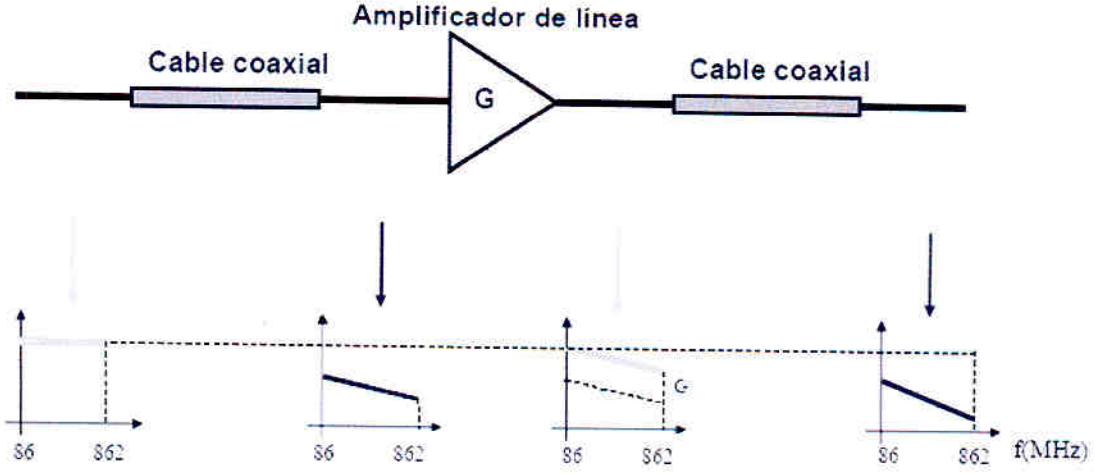
Para 256-QAM se obtiene

$B = 5'94$ MHz

i.e. Transportamos 6 canales digitales MPEG 2 en el mismo W que un canal analógico. Encima requiere menor $(\frac{S}{N})$ y encima no se requieren bandas de guarda

Ecualización

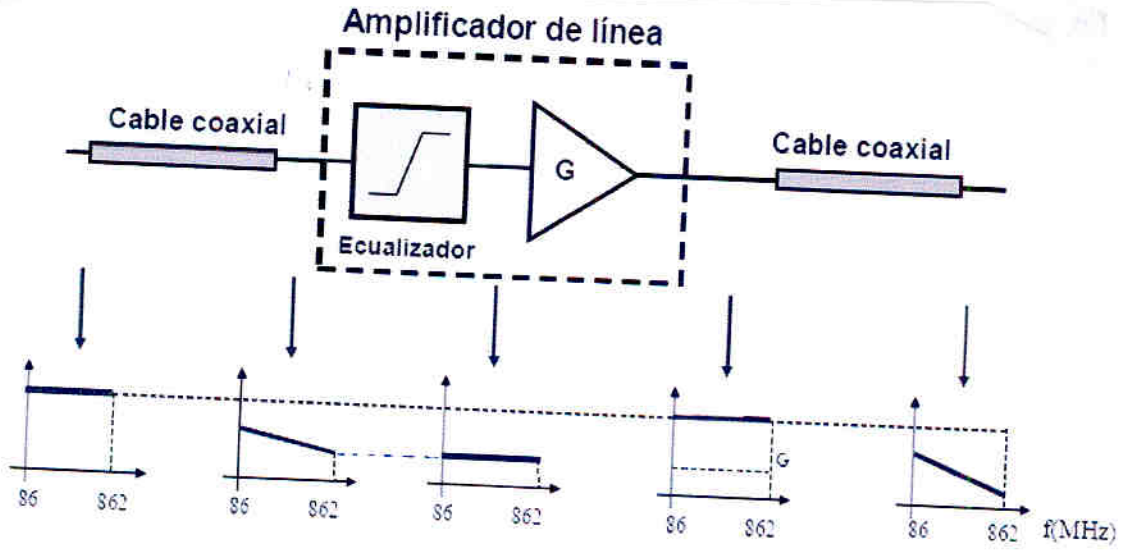
Sin ecualización, ya que hay distinta atenuación a distintas frecuencias no se cumple que la diferencia de nivel entre portadoras esté por debajo de 12 dB



La solución es poner un ecualizador delante de cada amplificador que aplane el espectro de la señal.

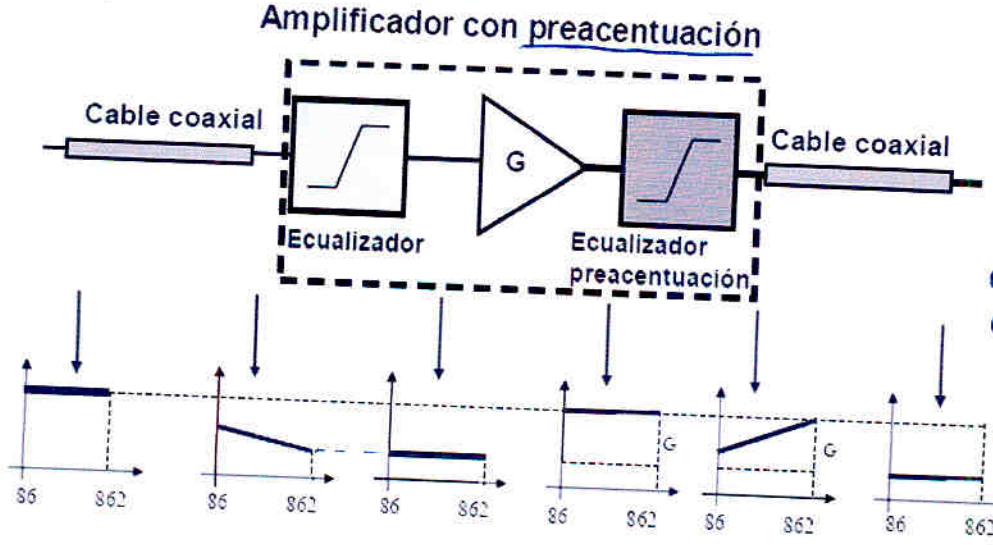
Nota: lo aplana bajándolo todo al nivel de la componente más baja.

i.e. el ecualizador no amplifica a ninguna frecuencia



Se utiliza en tramos intermedios

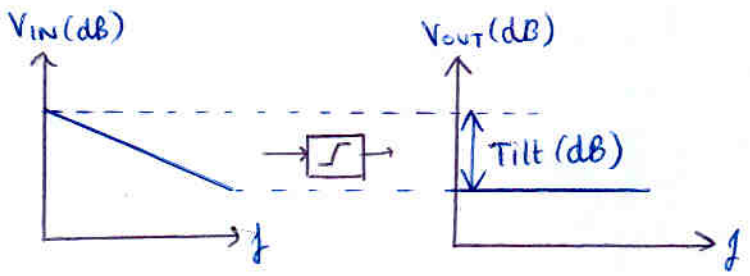
y, en el tramo final:



Se intenta conseguir respuesta plana en la toma de usuario

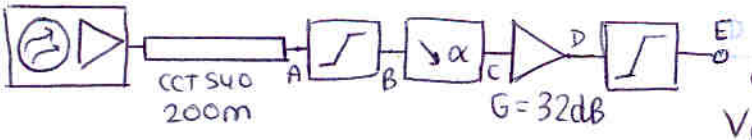
Aunque cada usuario esta a distintas distancias la respuesta será aproximadamente plana en todas.

Tilt del ecualizador



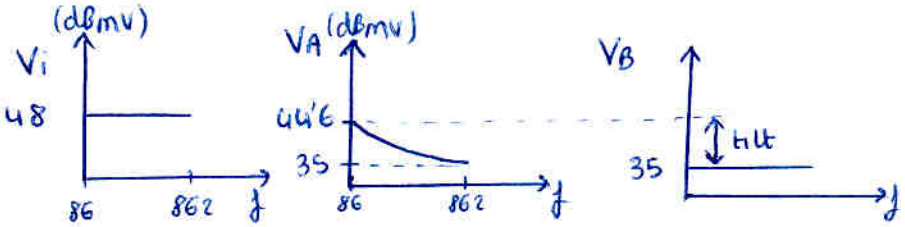
ejercicio. a) Diseñar atenuador y ecualizador

$\alpha_{CCTS40}(86MHz) = 1'7\,dB/100m$
$\alpha_{CCTS40}(862MHz) = 6'5\,dB/100m$



que emos
$V_D(86MHz) = 40\,dBmV$
$V_D(862MHz) = 48\,dBmV$

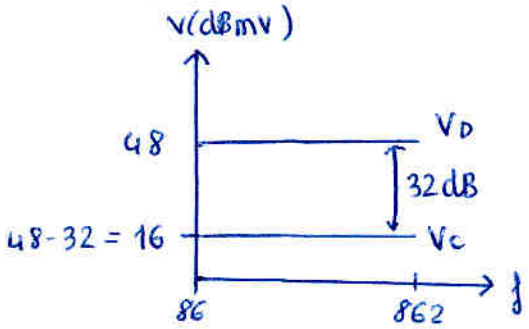
$V_i(86MHz) = 48\,dBmV$
$V_i(862MHz) = 48\,dBmV$



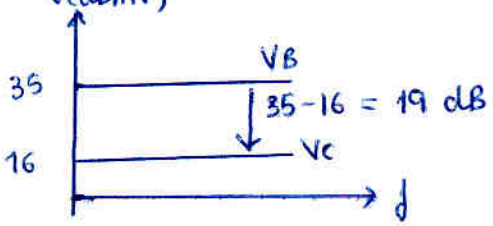
$48 - 1'7 \cdot 2$
$48 - 6'5 \cdot 2$

$Tilt = 44'6 - 35$
$\boxed{Tilt = 9'6\,dB}$

Sabiendo que $V_D = V_C + 32\,dB$

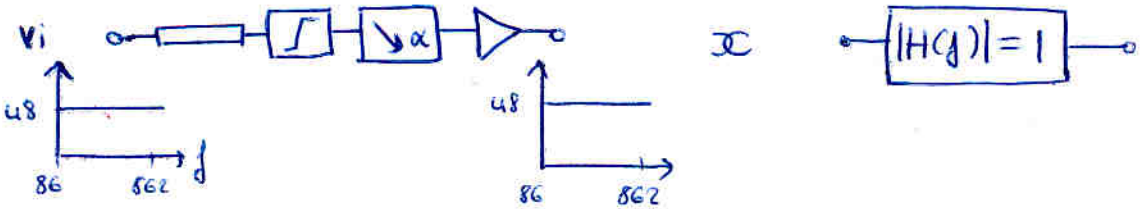


Por lo tanto el atenuador, que debe pasar V_B a V_C



El atenuador deberá atenuar 19 dB

¿Cual será la respuesta exacta del atenuador?



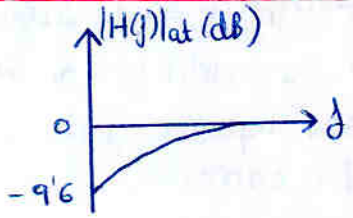
Por tanto: El sistema equivalente será

$|H(f)| = |H(f)|_{cable} \cdot |H(f)|_{ec} \cdot |H(f)|_{aten.} \cdot |H(f)|_{amp} = 1$

$\hookrightarrow |H(f)|_{dB} = -\alpha_{CCT}(f) \cdot d + |H(f)|_{ec\,dB} - \alpha(dB) + G(dB) = 0$

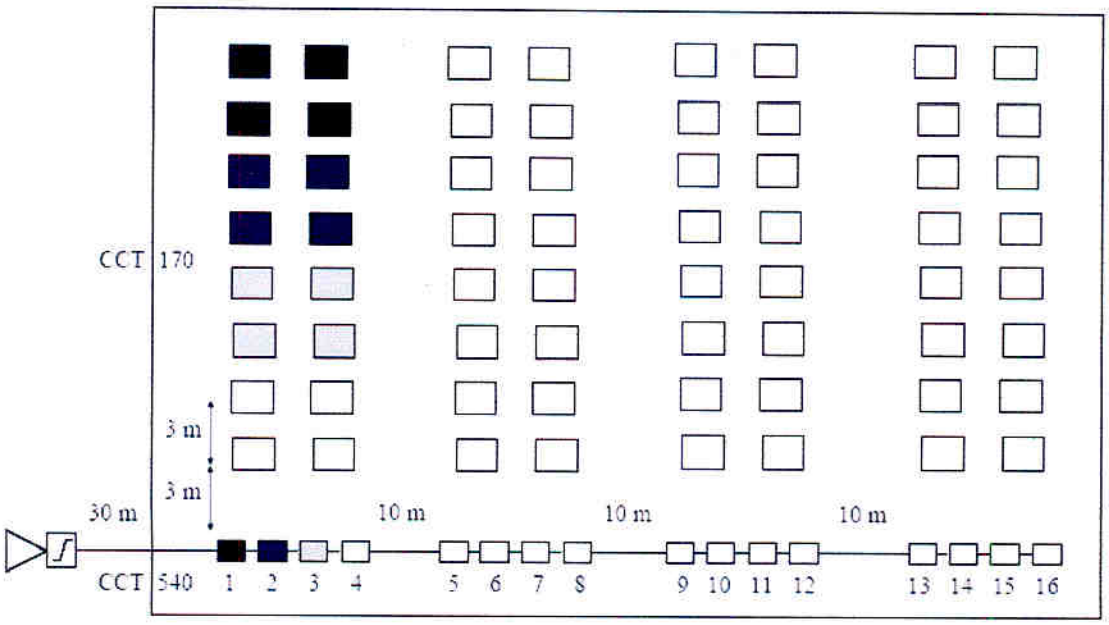
Despejando:

$$\boxed{|H(f)|_{ec\,dB} = \alpha_{CCT}(f) \cdot d + \alpha(dB) - G(dB)}$$

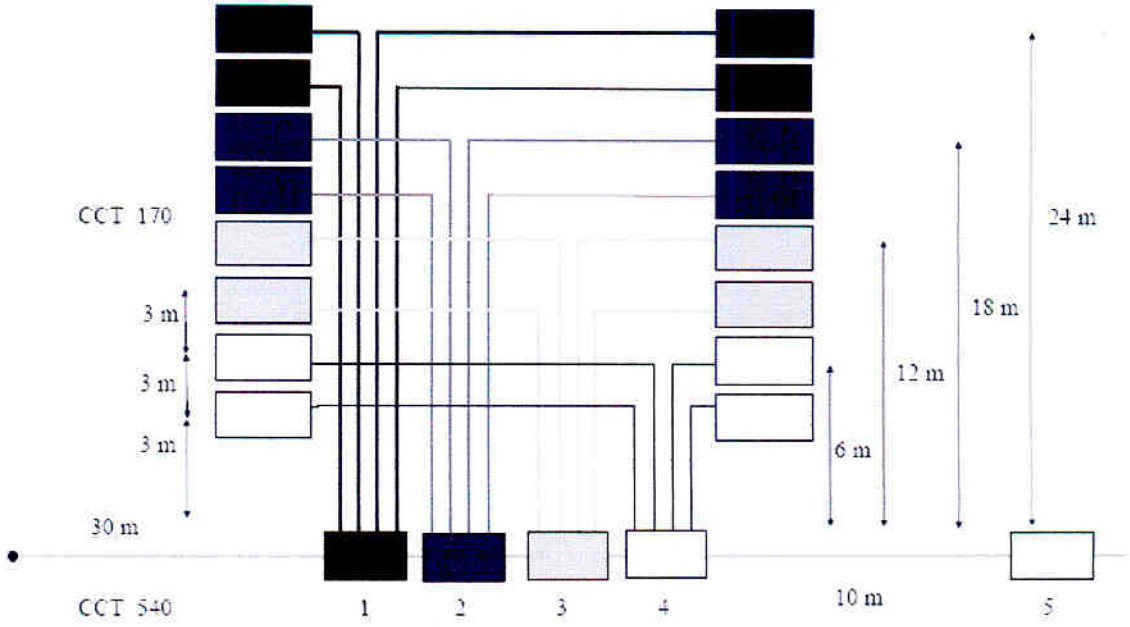


Derivadores

b) Elección de los derivadores. $V_o \geq 10$ dBmv



$V_o \geq 10$ dBmv → Toma más alta más limitante



Consideraciones

- Hacemos los cálculos a 862 MHz (peor caso)
  - ↳ Utilizaremos datos del catálogo 800 a 862 MHz
- El último derivador será siempre un derivador terminal
  - ↳ se identifica en el catálogo por no tener pérdidas de paso.
- Fíjate que en cada grupo de derivadores, el 1º da señal a la planta más lejana, esto compensa ya que será el de mayor señal a la entrada.

pérdidas de paso

pérdidas de derivación

Model			RMT104-	4	11	14	17	20	23	26	29	32
Ref.				2663	2664	2665	2666	2667	2668	2669	2670	2671
Through loss (NOMINAL (MAXIMUM))	5 - 50 MHz	dB		-	3,2 (3,7)	1,5 (1,9)	0,9 (1,4)	0,7 (1,1)	0,5 (0,9)	0,5 (0,9)	0,5 (0,9)	0,5 (0,9)
	50 - 600 MHz			-	4,1 (4,4)	2,0 (2,4)	1,2 (1,3)	0,8 (1,4)	0,7 (1,3)	0,6 (1,3)	0,5 (1,1)	0,5 (1,3)
	600 - 860 MHz			-	4,2 (4,6)	2,3 (3,0)	1,6 (2,3)	1,0 (1,8)	1,0 (1,8)	0,8 (1,6)	0,8 (1,6)	0,8 (1,6)
	860 - 1000 MHz			-	4,4 (4,8)	3,1 (3,7)	2,4 (3,1)	1,4 (2,2)	1,4 (2,2)	1,0 (1,8)	0,9 (1,8)	0,9 (1,8)
Tap loss (+A1 dB)	5 - 50 MHz	dB		7,0	10,3	13,7	17,7	20,2	23,1	25,5	28,6	31,4
	50 - 600 MHz			6,9	10,2	14,2	17,2	20,3	23,2	25,8	29,0	31,6
	600 - 860 MHz			7,2	10,4	14,3	16,4	20,1	22,7	25,7	28,8	30,9
	860 - 1000 MHz			7,4	10,6	14,2	15,7	20,6	23,5	26,3	28,4	30,9
Taps-to-output isolation	5 - 50 MHz	dB		-	19	20	26	35	35	38	40	42
	50 - 600 MHz			-	22	22	20	33	32	30	39	41
	600 - 860 MHz			-	20	20	20	30	28	26	30	32
	860 - 1000 MHz			-	19	19	19	29	27	25	27	31
Return loss		dB		16								
Hum modulation (6 A)		dB		<-70								
Outside dimensions		mm		90 x 90 x 60								
Packed weight		g		300								

Disponemos del siguiente catálogo.

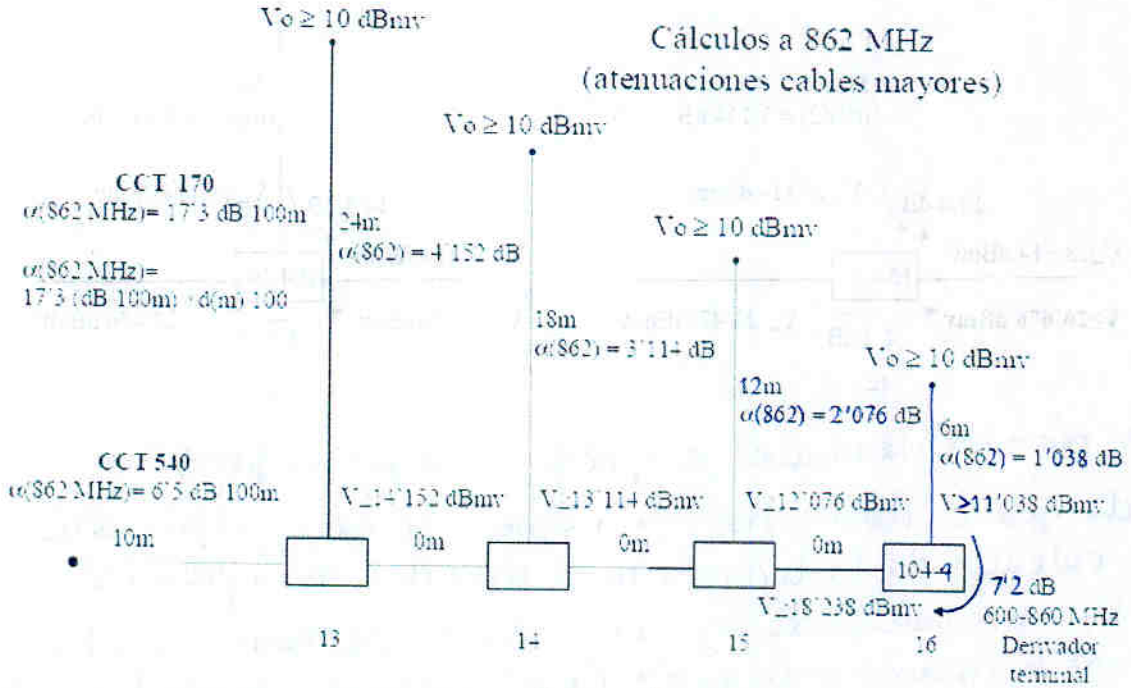
Buscamos la frecuencia 862 MHz

Tomamos 600-860 MHz porque lo indican en el examen

tomamos el valor nominal

- Ultimo derivador (derivador terminal)

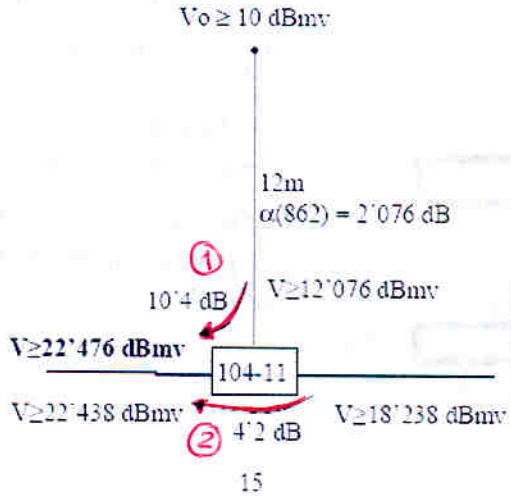
En el catálogo el único derivador terminal es el 2663

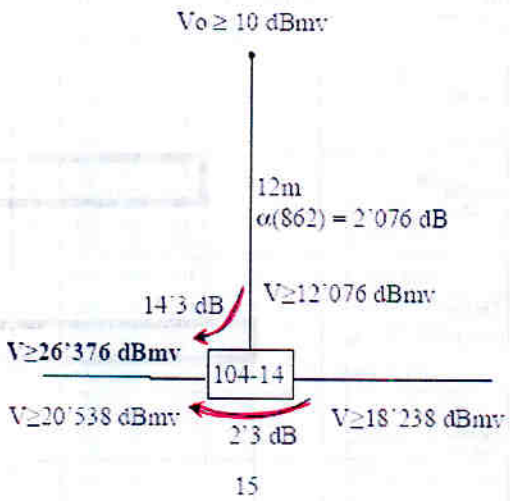


Lo colocamos y calculamos los valores mínimos de tensión siguiendo las especificaciones $V_o \geq 10$ dBmV

Siguiente derivador:

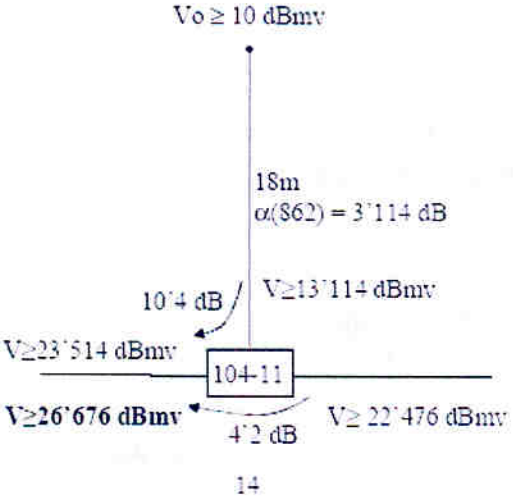
Vamos avanzando desde atrás hacia delante

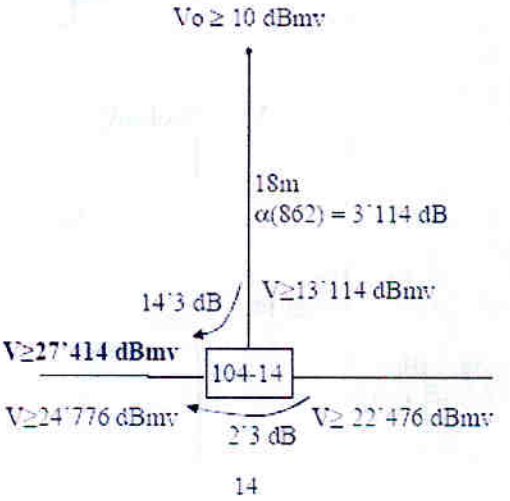




- Probamos los derivadores de que disponemos en el catálogo y vamos calculando límites mínimos de tensión.
- Según desde dónde lo calculemos, el nivel mínimo a la entrada dará dos valores mínimos. El mayor es el más limitante.
- Escogemos el derivador que dé un menor valor mínimo a la entrada.

Una vez escogido,
Utilizamos ese cálculo para el siguiente derivador:



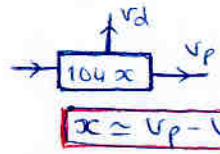


Saber por qué derivador empezar a elegir es facil

Sabiendo que el derivador óptimo será el que proporcione los dos calculos de la tensión a la entrada más próximos entre sí (uno calculado por las pérdidas de derivación [que corresponde aproximadamente al número de modelo] y otro calculado por las pérdidas de paso) será sabio escoger un derivador con pérdidas de derivación tal que al sumar

con la tensión derivada dé un valor ligeramente superior al de la salida (que será aprox lo que se obtendrá al calcular V a la entrada utilizando pérdidas de paso)

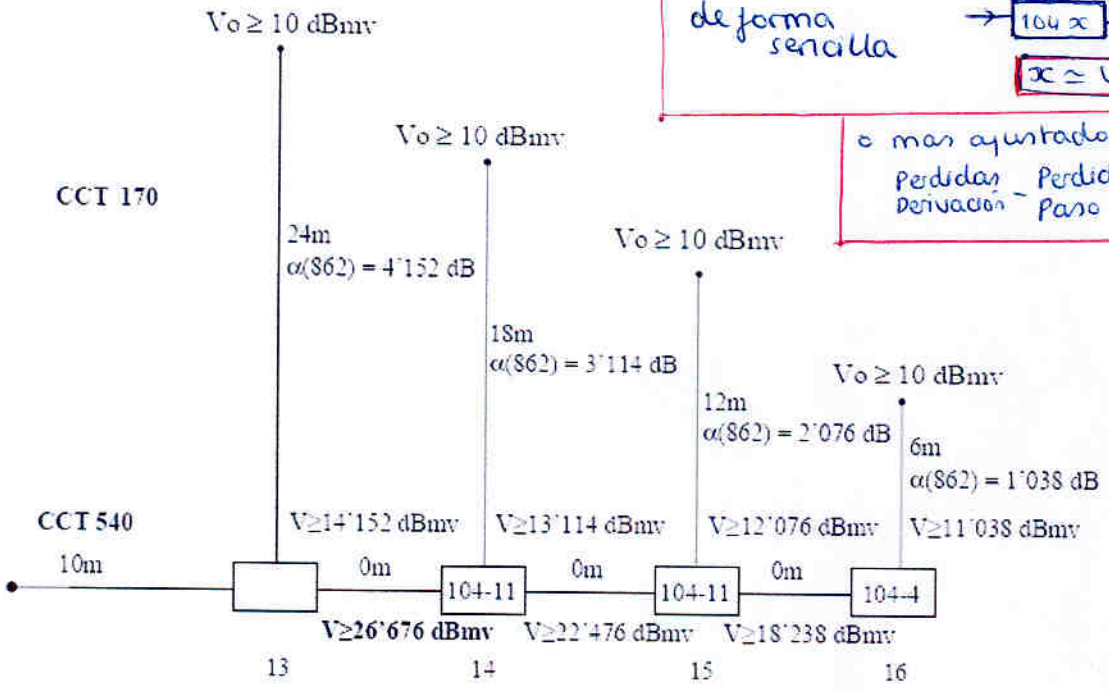
i.e. de forma sencilla



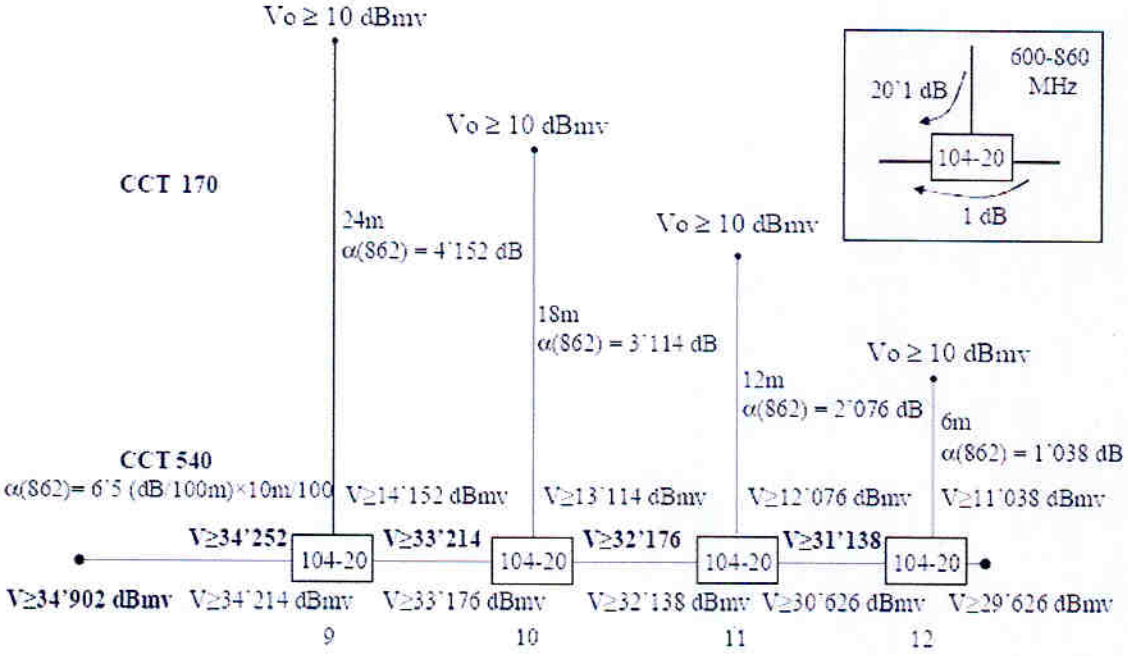
$x \simeq V_p - V_d$

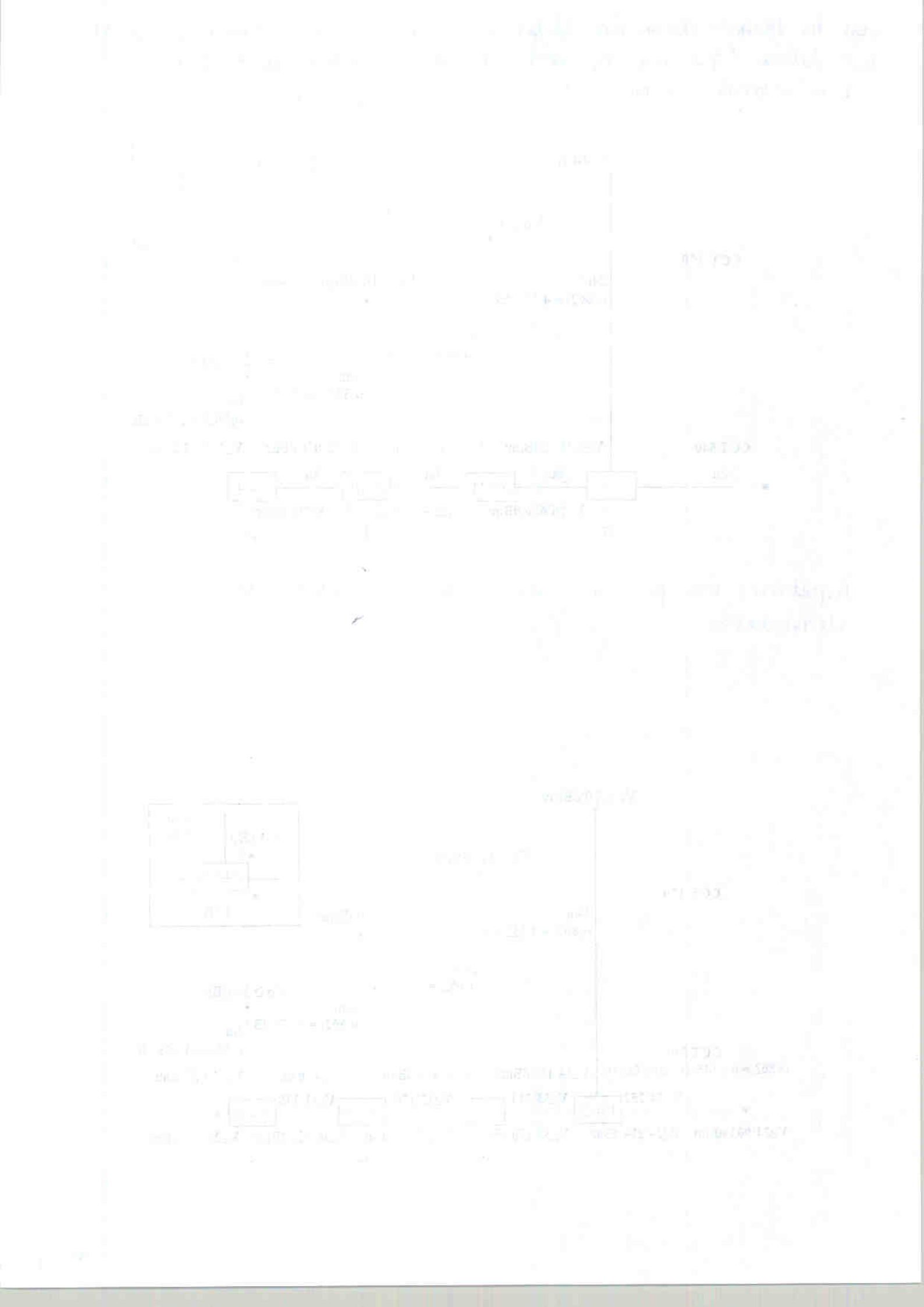
o más ajustados

Pérdidas Derivación − Pérdidas Paso $\simeq V_p - V_d$

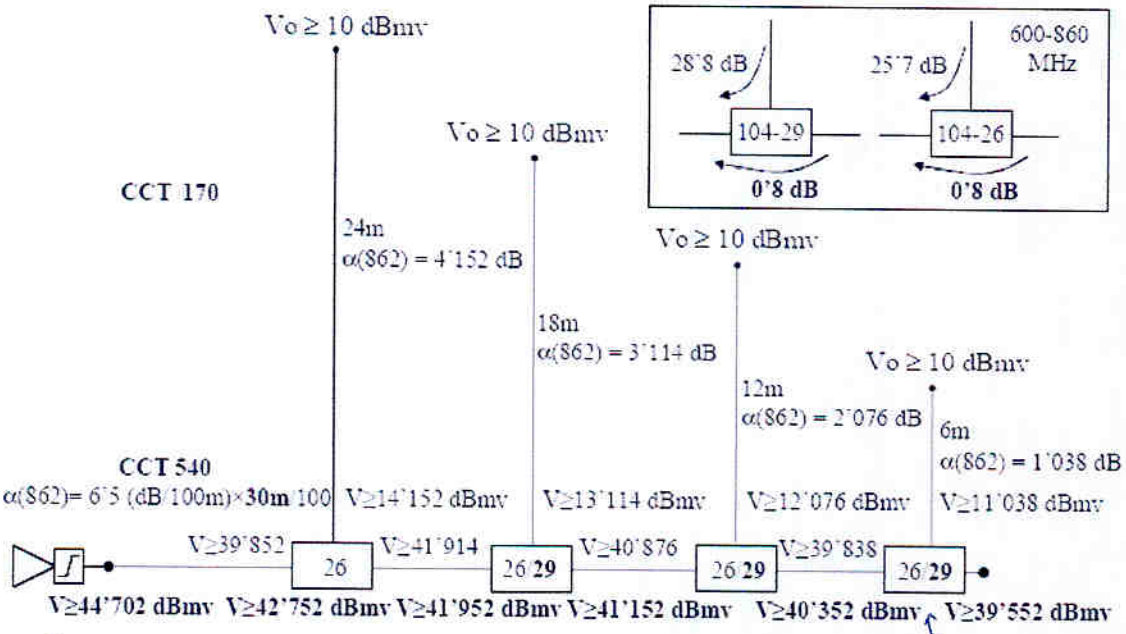


Repetimos éste proceso sucesivamente con todos los derivadores





Hasta llegar, finalmente, a la salida del último amplificador



como teníamos 48 dBmV, con ese amplificador podemos dar servicio a todas las viviendas. (64)

26 y 29: ambos lo cumplen, pero tomamos el que proporcione el menor desequilibrio entre los dos cálculos de Vmin

⇓

menor desequilibrio entre tomas

Habrá que comprobar ahora que ninguna toma supere los 22 dBmV

$V_o(862MHz) \leq 22\,dBmV$

y en cuanto a $V_o(86MHz)$

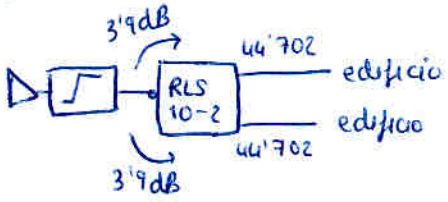
$10\,dBmV \leq V_o(86MHz) \leq 22\,dBmV$

y que

$V_o(86) - V_o(862) \leq 12\,dB$

Pregunta: ya que nos sobran $48 - 44'702 = 3'3$ dB

¿Podemos dar con esos 3'3 dB servicio a otro edificio igual?

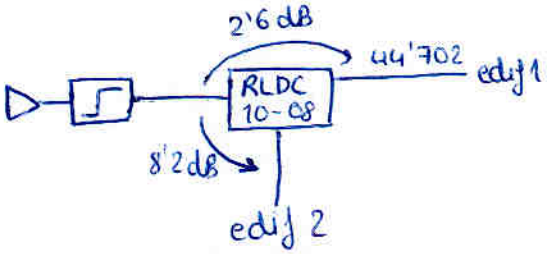


necesitaríamos

$V(862MHz) = 48'602\,dBmV$

↑ No tenemos Pero casi.

¿con un edificio menor?



Si a la salida del ampli tenemos 48 dBmV podremos dar servicio al edificio 1 y a un edificio 2 que necesite 39'8 dBmV como máximo (podemos calcular que serán unas 32 viviendas)

Problemas de Examen

Problema 2. Junio 2002

Datos: $\alpha(86MHz) = 2\ dB/100m$

nº canales de vídeo analógico tx = 42

$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{de}{di}$ $\qquad \varepsilon_r = 1'286$

$f_G(Hz) = \frac{2 \cdot c(m/s)}{\pi \sqrt{\varepsilon_r}\,(de(m) + di(m))}$ $\qquad c = 3 \cdot 10^8\ m/s$

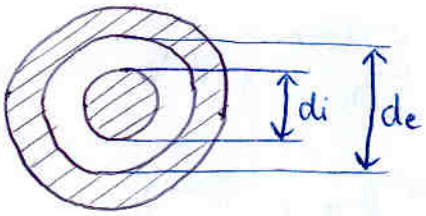
RD 2000/1996

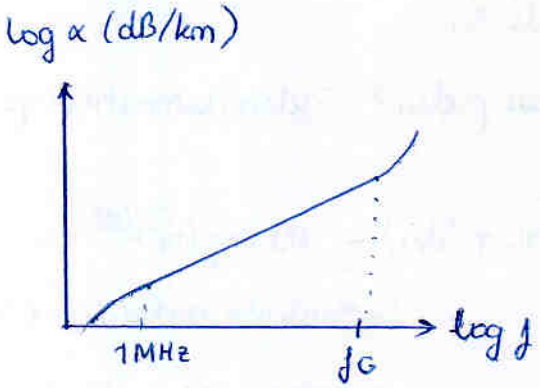
Diferencia nivel entre canales $\leq 12\ dB$

$CSO \leq -54\ dB$

$CTB \leq -52\ dB$

a) $\alpha_{coaxial} \simeq k\sqrt{f}$ hasta una frecuencia $f_G = 10'428\ GHz$ y que $\varepsilon_r = 1'286$. Calcular de y di





Saber $Z_{0coaxial} = 75\,\Omega$

2 ecuaciones con 2 incognitas

$$f_G(Hz) = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^8\ m/s}{\pi \sqrt{1'286}\,(de(m) + di(m))} = 10'428 \cdot 10^9\ Hz \longrightarrow de(m) + di(m) = 0'016$$

$$Z_0(\Omega) = \frac{60}{\sqrt{1'286}} \ln \frac{de(m)}{di(m)} = 75\,\Omega \longrightarrow \frac{de(m)}{di(m)} = e^{\frac{75\sqrt{1'286}}{60}} = 4'128$$

(75 Ω: saberlo)

$$\left.\begin{array}{l} de + di = 0'016 \\ \frac{de}{di} = 4'128 \end{array}\right\} \begin{array}{l} de(m) = 0'013 \longrightarrow de = 1'3\ mm \\ di(m) = 0'00315 \longrightarrow di = 3'15\ mm \end{array}$$

b) Calcular d_{max} sabiendo $\alpha(86\,MHz) = 2\,dB/100\,m$

$\alpha_{coaxial} = k\sqrt{f}$

$V_{i_1}(862\,MHz) = V_{i_2}(862\,MHz)$

Lógicamente: $\alpha(862\,MHz)\cdot d_{max} = G(dB)$

$$d_{max} = \frac{G(dB)}{\alpha_{coaxial}(862\,MHz)}$$

$\alpha(86\,MHz) = K\sqrt{86\,MHz} = 2\,dB/100m = 0'02\,dB/m$

$\hookrightarrow K = 0'215$

$$d_{max} = \frac{32\,dB}{0'215\cdot\sqrt{862\,MHz}} = 5'054\,(100m) = 505'4\,m$$

c) Suponiendo respuesta plana en frecuencia a la salida de los amplificadores.
Demuestre que el número máximo de amplificadores en este problema viene dado por CSO o CTB independientemente de V_i.

¿Qué piden? Piden demostrar que $\left.\begin{matrix} n_{CSO} < n_{CTB} \\ \text{ó} \\ n_{CSO} > n_{CTB} \end{matrix}\right\} \forall\, V_i$

$$CSO_T(dB) = 10\log\left(10^{\frac{CSO(dB)}{10}} + \dots + 10^{\frac{CSO_N(dB)}{10}} + 10^{\frac{(CSO_{N+1})}{10}}\right)$$

suponiendo todos los CSO iguales (incluyendo conversor optoelectrónico)

$$= CSO(dB) + 10\log(n+1)$$

$$CSO_T(V_i)(dB) = CSO(V_i)(dB) + 10\log(n_{CSO}+1)$$

$$CSO(V_i, m_s) = CSO(V_r, m_o) - \Delta V + 10\log\frac{m_s-1}{m_o-1}$$

$CSO(V_r, m_o)$: catalogo TAL-236

$CSO(48\,dBmV, 46) = -60\,dB$

ΔV: $48\,dBmV - V_i$

$10\log\frac{m_s-1}{m_o-1} = 0$ ya que $m_s = m_o$

Por tanto

$$CSO(V_i) = CSO(V_r, m_o) - \Delta V + 10\log\frac{m_s-1}{m_o-1}$$

$$= -60\,dB - (48\,dBmV - V_i(dBmV))$$

$$-60\,dB - (48\,dBmV - V_i(dBmV)) + 10\log(n_{CSO}+1)$$

despejando

$$n_{CSO} \leq 10^{\frac{54 - V_i(dBmV)}{10}} - 1$$

Para CTB

$$CTB_T = CTB(V_i) + 20\log(n+1) \leq 52\ dB$$

$$CTB(V_i, m_s) = CTB(V_r, m_o) - 2\Delta V + 20\log\frac{m_s - 1}{m_o - 1}$$

$$CTB(51\ dBmV, 42) = -60\ dB$$

$$\Delta V = 51\ dBmV - V_i$$

$$CTB_T(dB) = -60\ dB - 2\,(51\ dBmV - V_i(dBmV)) + 20\log(n_{CTB}+1) \leq 52\ dB$$

queda:

$$2V_i(dBmV) + 20\log(n_{CTB}+1) \leq 110\ dB$$

$$n_{CTB} \leq 10^{\frac{110 - 2V_i(dBmV)}{20}} - 1$$

Comparándolo con n_{CTO}

$$\left.\begin{aligned} n_{CTB} &\leq 10^{\frac{55 - V_i}{10}} - 1 \\ n_{CSO} &\leq 10^{\frac{54 - V_i}{10}} - 1 \end{aligned}\right\} \quad n_{CSO} < n_{CTB} \quad \forall\ V_i$$

d) Calcular $|H(f)_{ecualizador}|_{dB}$ suponiendo que es lineal con la frecuencia.

Supongamos distancia máxima (no necesitaremos atenuador)

Ecualizador Ideal:

$$|H(f)_{seccion}|_{dB} = |H(f)_{cable}|_{dB} + |H(f)_{ec}|_{dB} + |H(f)_{amp}|_{dB} = 0\ dB$$

$|H(f)_{cable}|_{dB} \rightarrow -\alpha_{coaxial}(f)\cdot d_{max}$

$|H(f)_{amp}|_{dB} \rightarrow G(dB)$

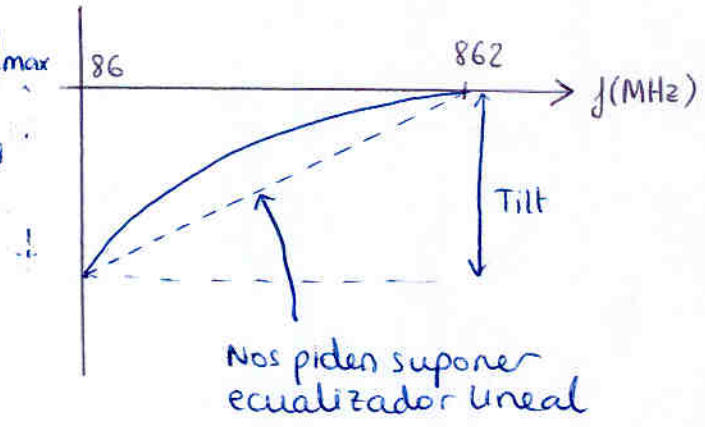
Se obtiene:

$$|H(f)_{ec}|_{dB} = \alpha_{coaxial}(f)\cdot d_{max} - G(dB) = k\cdot\sqrt{f}\cdot d_{max} - G(dB)$$

$$Tilt = \alpha(86MHz)\cdot d_{max} - \alpha(862M)\cdot d_{max}$$

$$= 2\,dB/100m \cdot 5'054 - 0'215\sqrt{862}\cdot 5'054$$

$$= -21'86\ dB$$



Ecualizador lineal

$$|H(f)_{ec\ lineal}|_{dB} = a \cdot f + b \overset{\uparrow}{=} 0'0282\, f(MHz) - 24'31$$

a 86 MHz vale $-21'86$ dB
a 862 MHz vale 0 dB

Por tanto

$$\alpha_{ec}(f)|_{dB} = -0'0282\, f(MHz) + 24'31 \qquad 86 \leq f \leq 862\ MHz$$

Nota: con el ecualizador lineal ya no se cumple $|H(f)_{seccion}|_{dB} = 0$ dB en todo el rango; se cumplirá sólo en los extremos.

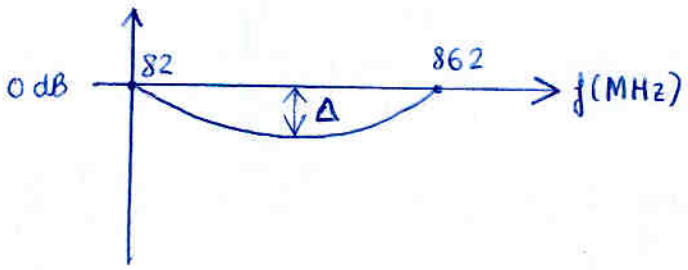
Utilizar ecualizador lineal implicará una diferencia de niveles en los canales de por medio.

Veamos esto en el apartado e) ⟶

e) Suponiendo respuesta plana con la frecuencia a la salida del conversor OE, halle la máxima diferencia de niveles entre canales a la salida de los amplificadores, si utilizamos ecualizador lineal.

$$|H(f)_{1\,\text{seccion}}|_{dB} = |H(f)_{\text{cable}}|_{dB} + |H(f)_{ec}|_{dB} + |H(f)_{amp}|_{dB}$$

$$= -\frac{0'215}{100}\cdot\sqrt{f(MHz)}\cdot 505'4 + 0'0282\cdot f(MHz) - 24'31 + 32$$



Hay que hallar a qué frecuencia $|H(f)|_{dB}$ es mínimo

$$\frac{\partial |H(f)_{\text{seccion}}|_{dB}}{\partial f} = 0$$

$$-\frac{1'086}{2\sqrt{f(MHz)}} + 0'0282 = 0 \longrightarrow f = 371'7$$

$$|H(371'7\,MHz)_{\text{seccion}}| = -2'81\,dB$$

Por lo tanto

El desequilibrio máximo vendrá dado por $n \cdot 2'81\,dB$

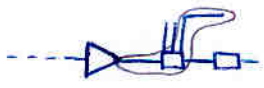
$$V_n(dBmV) = V_i(dBmV) + |H(f)_{n\,\text{secciones}}|_{dB}$$

↑ plano con frecuencia

Para cumplir la especificación, $\Delta < 12\,dB$

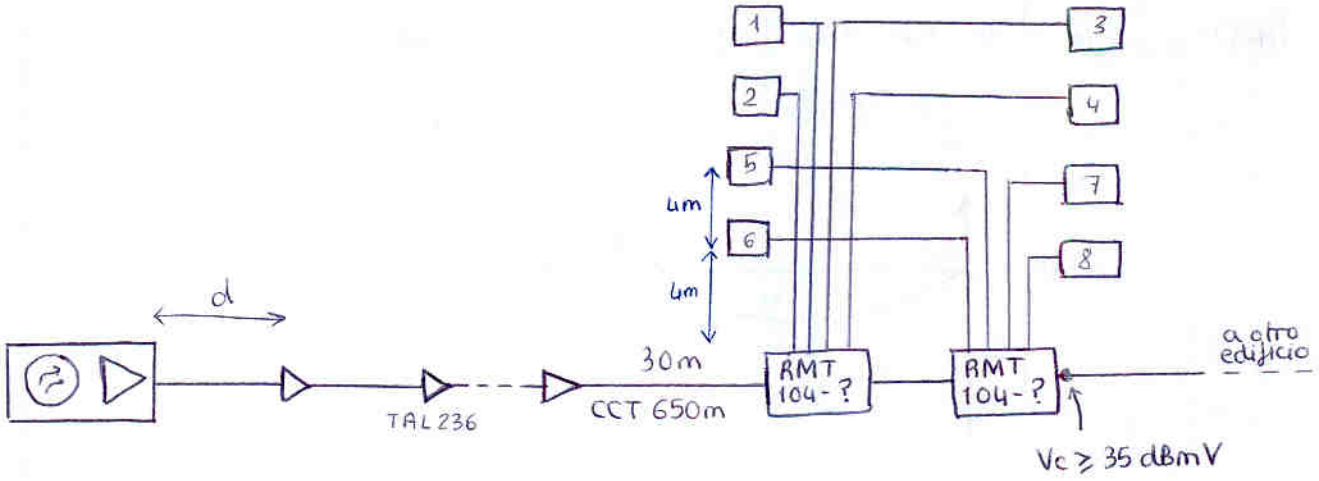
$$n \cdot 2'81\,dB < 12\,dB \rightarrow \boxed{n \leq 4}$$

Pero los 12 dB son en realidad en toma de abonado



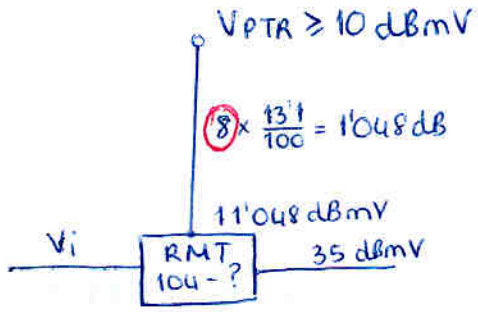
así que habría que tener en cuenta cables y amplificadores

Problema 2 Enero 2005



a) $V_{PTR} \geq 10$ dBmV Seleccione derivadores
$V_c \geq 35$ dBmV (utilice banda 600MHz - 860 MHz para 862 MHz)

- El ultimo derivador

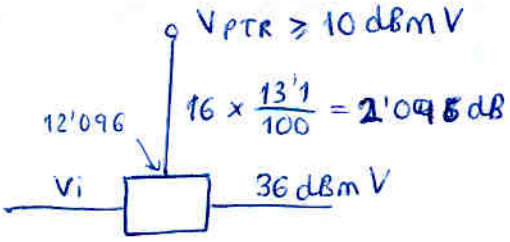


Probamos el (35 - 11'048 = 23'952) 23
- $V_i \geq 11'048$ dBmV + L_d (22'7) = 33'748 dBmV
- $V_i \geq 35$ dBmV + L_p = **36 dBmV**

Probamos el 26
- $V_i \geq 11'048$ dBmV + 25'7 dB = **36'748 dBmV**
- $V_i \geq 35$ dBmV + 0'8 dB = 35'8 dBmV

Escogemos el 23

- Para el siguiente derivador



Procediendo igual escogemos el 23 que resulta $V_i \geq 37$ dBmV

Calcula V_{min}

$$V_{min}(862\,MHz) = 37\,dB\mu V + \alpha_{650}(862\,MHz)\cdot 30\,m$$
$$= 38'95\,dB\mu V$$

b) Suponiendo respuesta Vi plano;
Calcula máxima diferencia de nivel entre canales

SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN
CONVOCATORIA DE JUNIO 2005
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN DE VALENCIA

TEST [3 puntos]
TIEMPO: 30 MINUTOS

Elija una sola de las opciones. No se permite calculadora.
Respuesta acertada: 0,2. Respuesta equivocada: -0,06

APELLIDOS: NOMBRE:

1) Si a la entrada de un amplificador de CATV el nivel de tensión es de 60 dBμV y la ganancia del amplificador es de 100 en unidades de tensión, a la salida del amplificador se tiene:
   a) 80 dBμV
   b) 90 dBμV
   c) **100 mV**
   d) 100 V

100 → 40 dB

60 dBμV + 40 dB = 100 dBμV = 100 − 60 dBmV = 40 dBmV

$10^{\frac{40}{20}} = 10^2 = 100$ mV

2) En un punto A de un circuito el nivel relativo es -7 dBr. Si el nivel de potencia en el punto de nivel relativo 0 es de 40 mW0, el nivel absoluto de potencia en ese punto A es:
   a) 4 dBm
   b) 8 dBm
   c) 4 mW
   d) **8 mW**

40 mW → 10 · 2 · 2 ⇒ 16 dBm

16 − 7 = 9 dBm : 3 + 3 + 3 → 2 · 2 · 2 mW
8 mW

3) Si en un tramo de cable de 100 metros que consta de 4 pares se mide para una frecuencia de 1 MHz un PS-NEXT = 80 dB, el PS-NEXT para 200 metros de ese mismo cable y a 1 MHz valdrá:
   a) 74 dB
   b) 77 dB
   c) **80 dB**
   d) 83 dB

igual
80 dB

4) Un tramo de cable de 100 metros que consta de 2 pares presenta un PS-ELFEXT = 100 dB para una frecuencia de 1 MHz. Si dicho cable se emplea en un enlace bidireccional de 100 metros de longitud donde se utiliza cada par para la transmisión en un sentido de la comunicación, el ruido de telediafonía, con una potencia de señal recibida de -30 dBm es:
   a) **- ∞ dBm**
   b) -130 dBm
   c) -70 dBm
   d) 0 dBm

no hay ruido telediafonía
−∞ dBm

5) Si la atenuación de un cable coaxial a 100 MHz es de 2 dB/100 m, la atenuación de ese cable coaxial a una frecuencia de 900 MHz valdrá, aproximadamente:
   a) **60 dB/Km**
   b) 84 dB/Km
   c) 103 dB/Km
   d) 150 dB/Km

$\alpha_1 = k\sqrt{f} = 2\ \frac{dB}{100m}$

$\alpha_2 = k\sqrt{9f} = 3k\sqrt{f} = 6\ \frac{dB}{100m}$
60 dB/km

6) Si la atenuación de un cable de pares con calibre de 0.5 mm a 1 MHz es de 15,93 dB/Km y a 4 MHz es de 30.04 dB/Km, la atenuación a 250 KHz valdrá aproximadamente:
   a) 7,51 dB/Km
   b) 7,73 dB/Km
   c) 7,96 dB/Km
   d) **8,87 dB/Km**

$\alpha = k_1 + k_2\sqrt{f(MHz)}$

$15'93\ dB/km = k_1 + k_2\sqrt{1} = k_1 + k_2$
$30'04\ dB/km = k_1 + k_2\sqrt{4} = k_1 + 2k_2$
$k_2 = 14'11$

$k_1 + k_2\sqrt{0'25} = k_1 + 0'5k_2$

$15'93 - \frac{14'11}{2} = 15'93 - 7'055$
$= 8'875$

7) Para el diseño de una red de CATV se emplean amplificadores cuyo CSO = -60 dB para una tensión a la salida de 110 dBμV y 41 canales. Si en la red se fija la tensión de salida de cada amplificador a 117 dBμV y se transmiten 21 canales. el número máximo de amplificadores en cascada en dicho diseño atendiendo a CSO, suponiendo que se exige en toma de abonado un CSO ≤ -50 dB. será de:

a) 2
b) 3
c) 4
d) 6

$CSO(117\,dB\mu V, 21) = CSO(110\,dB\mu V, 41) - \Delta V + 10\log\frac{m-1}{m_0-1}$

$= -60\,dB - (110-117) + 10\log\frac{20}{40}$

$= -60\,dB - (-7) - 3 = -56\,dB$

NOTA: no considere el efecto que introduce el conversor optoelectrónico de intermodulación de 2º orden

$$CSO(V_2) = CSO(V_1) - \Delta V + 10\log\left(\frac{m_2 - 1}{m_1 - 1}\right)$$

$CSO_T = 10\log n \cdot 10^{-\frac{56}{10}}$

$= 10\log n - 56\,dB \leq 50\,dB$

$10\log n = 6\,dB \rightarrow n = 4$

8) Para el diseño de una red de CATV se emplean amplificadores cuyo CTB = -60 dB para una tensión a la salida de 110 dBμV y 41 canales. Si en la red se fija la tensión de salida de cada amplificador a 112 dBμV y se transmiten 21 canales. el número máximo de amplificadores en cascada en dicho diseño atendiendo a CTB. suponiendo que se exige en toma de abonado un CTB ≤ -50 dB. será de:

a) 1
b) 2
c) 4
d) 6

$CTB(112\,dB\mu V, 21) = CTB(110\,dB\mu V, 41) - 2\Delta V + 20\log\frac{m-1}{m_0-1}$

$= -60\,dB - (110-112) + 20\log\frac{20}{40}$

$= -60 - (-2) - 6 = -64\,dB$

NOTA: no considere el efecto que introduce el conversor optoelectrónico de intermodulación de 3 orden

$$CTB(V_2) = CTB(V_1) - 2\Delta V + 20\log\left(\frac{m_2 - 1}{m_1 - 1}\right)$$

$CTB_T = 20\log\left(n \cdot 10^{-\frac{64}{20}}\right)$

$= 20\log n - 64\,dB \leq -50$

$20\log n = 14 = 10 + 2 + 2 = \sqrt{10}\cdot\sqrt{2}\cdot\sqrt{2} = 2\sqrt{10}$

$20 - 6 \rightarrow 10/2 = 5$

9) A la salida del conversor optoelectrónico de una red CATV se mide una relación portadora a ruido térmico de 50 dB. Si el factor de ruido del conjunto de cuadripolos en cascada hasta la toma de abonado vale 35 dB. la relación portadora a ruido térmico en esa toma de abonado es:

a) ≥ 50 dB
b) ≤ 50 dB y ≥ 15 dB
c) ≥ 15 dB
d) ≤ 50 dB

$\left(\frac{C}{N}\right)_i = 50\,dB$

$F = 35\,dB$

mejor caso $T_s = \infty \rightarrow \left(\frac{C}{N}\right)_o = \left(\frac{C}{N}\right)_i = 50\,dB$

$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\left(\frac{C}{N}\right)_i}{1 + \frac{T_e}{T_s}}$

peor caso $T_s = T_o \rightarrow \left(\frac{C}{N}\right)_o = \left(\frac{C}{N}\right)_i - F$

$= 50 - 35$

$= 15\,dB$

10) ¿Qué niveles máximo y mínimo de portadora de señal se debe recibir en caja de toma en CATV (Real Decreto 2066/96)?

a) Entre 2 y 22 dBμV
b) Entre 52 y 72 dBμV
c) Entre 60 y 80 dBμV
d) **Entre 62 y 82 dBμV**

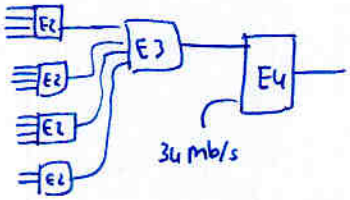
11) La multiplexación PDH se diferencia de la multiplexación SDH en:

a) **La multiplexación PDH se realiza bit a bit (excepto para formar el primer nivel de la jerarquía) y la multiplexación SDH byte a byte**
b) En la multiplexación SDH la velocidad del nivel superior es exactamente 6 veces la velocidad del nivel inferior
c) En los sistemas basados en PDH se pueden utilizar topologías tipo anillo
d) En los sistemas basados en PDH existe un reloj común

12) Se desea transmitir por un enlace de fibra óptica 400 canales telefónicos multiplexados junto con una trama de 34 Mb/s. ¿Cuántos multiplexores/demultiplexores como mínimo se requerirán?

$\frac{400}{30} = 13'$algo $\rightarrow$ 14 E1

a) 14 E1, 4 E2, 1 E3
b) 14 E1, 4 E2, 2 E3, 1 E4
c) **14 E1, 4 E2, 1 E3, 1 E4**
d) Ninguna de las anteriores



Nota: multiplexor/demultiplexor E1 (64 Kb/s ⇔ 2.048 Mb/s)
multiplexor/demultiplexor E2 (2.048 Mb/s ⇔ 8.448 Mb/s)
multiplexor/demultiplexor E3 (8.448 Mb/s ⇔ 34.368 Mb/s)
multiplexor/demultiplexor E4 (34.368 Mb/s ⇔ 139.264 Mb/s)

13) Si en un enlace ADSL se dispone de una velocidad $\boxed{\text{media}}$ de 1 Mb/s en sentido descendente. ¿Qué tamaño total de bits se transferirá en 8 minutos de sesión?

a) 480 MB
b) 60 MB
c) **60.000.000 bytes**
d) 60.000 KB

60 Mb/minuto * = 60 Bytes/8minutos
480 Mb / 8minutos
·10
que no son MBytes

Nota: B simboliza byte

14) A la entrada de un multiplexor terminal de línea SDH para formar una trama STM-1 **no** se pueden multiplexar

a) 3 tramas E3 a 34 Mb/s
b) 2 tramas E3 a 34 Mb/s
c) 21 tramas E1 a 2 Mb/s
d) **12 tramas E2 a 8 Mb/s**

15) En un cable coaxial, la impedancia característica medida a 1 MHz es de 100 Ω. ¿Cuál es la inductancia por unidad de longitud si su capacitancia por unidad de longitud a 1 MHz es de 50 pF/m?

a) 5 μH/Km
b) **0,5 mH/Km**
c) 0.5 mH/m
d) 0.5 mH

$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{b}{a}$

$Z_{c_{AF}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$

a 1 MHz: $100 = \sqrt{\frac{L}{50 \cdot 10^{-12}}}$ F/m

$\frac{L}{50 \cdot 10^{-12}} = 100^2 = 10^4$

$L = 10^4 \cdot 50 \cdot 10^{-12}$
$= 50 \cdot 10^{-8}$
$= 500 \cdot 10^{-9}$
$= 0'5 \cdot 10^{-6}$ H/m
$= 0'5 \cdot 10^{-3}$ H/km

SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN
TEST DE ENERO 2005. 3 PUNTOS. 25 MINUTOS. TEST A
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN DE VALENCIA

Elija una sola de las opciones: correcta +1, errónea –1/3. No se permite calculadora.

APELLIDOS: **NOMBRE:**

Pregunta	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Respuesta	c	b	d	b	c	c	d	b	b	a	c	a	b	a	d

1. En un punto de un sistema se ha medido una tensión de –30 dBmV sobre una impedancia de 50 Ω. Cuál es el nivel de potencia correspondiente:
   a) –17 dBm.
   b) –43 dBm.
   c) –77 dBm.
   d) Ninguna de las anteriores.

$dBm = dBmV - 30 - 10 \log R$

$dBm = dBmV - 47$ $\quad 10 \log 50 = 10 \log \frac{100}{2} = 20 - 3 = 17$

$-30 - 47$

$-77\,dBm$

2. En un determinado punto de un sistema CATV se ha medido un nivel de CSO igual a –100 dB. Si el nivel de tensión útil en ese mismo punto es de 100 mV, cuál es el nivel de tensión correspondiente a la señal interferente:
   a) 0 dBmV
   b) –60 dBmV
   c) –120 dBmV
   d) Ninguna de las anteriores

3. El ruido térmico introducido por un cable coaxial de los utilizados en CATV en la red de distribución:
   a) Está relacionado con el nivel de CSO y CTB introducido por la red de distribución.
   b) Es inversamente proporcional al nivel de tensión a la salida del NO (Nodo óptico) terminal.
   c) Para la banda de frecuencias de interés, es prácticamente constante con la frecuencia.
   d) Ninguna de las anteriores

4. En un cable de pares se ha medido a alta frecuencia una resistencia de 400 Ω/Km, una capacidad de 50 nF/Km y una atenuación de aproximadamente 10 Np/Km. En base a ello, la impedancia característica será del orden de:
   a) 2.5 Ω.
   b) 20 Ω.
   c) 40 Ω.
   d) 400 Ω.

5. En un cable coaxial de los utilizados en CATV, se ha medido una atenuación de 10 dB/10m a una frecuencia de 10 MHz. Es de esperar que su atenuación a 1 GHz sea de:
   a) $10^{2/3}$ dB/10m
   b) $10^{3/2}$ dB/10m
   c) 10^{2} dB/10m
   d) 10^{3} dB/10m

6. En general, en una red CATV, el ruido térmico en toma de abonado viene condicionado en mayor medida por:
   a) Ruido introducido por los amplificadores de la red de distribución.
   b) Ruido introducido por el cable coaxial de la red de acometida de abonado.
   c) Ruido a la salida del conversor O/E.
   d) Ruido introducido por los amplificadores y cables coaxiales.

7. La relación portadora a ruido térmico en la toma de abonado de un sistema CATV,
   a) Aumenta si aumenta el factor de ruido de los amplificadores.
   b) Depende principalmente del factor de ruido del amplificador situado en el NO (Nodo óptico) terminal.
   c) Depende principalmente del factor de ruido de la red de acometida de abonado.
   d) Ninguna de las anteriores.

8. Aumentar 1 dB el nivel de señal a la entrada de un amplificador, hace que:
   a) Se tenga un incremento de CTB a su salida de 1 dB.
   b) Se tenga un incremento de CTB en toma de usuario de 2 dB.
   c) La variación del CTB a su salida dependerá de su ganancia.
   d) La variación del CTB a su salida dependerá de la tensión de referencia del fabricante.

9. Para los amplificadores utilizados en CATV, el CSO es debido a:
   a) Distorsión lineal de fase en su respuesta.
   b) No linealidades de amplitud en su respuesta.
   c) a) y b)
   d) El ancho de banda considerado en su respuesta.

10. El número de amplificadores en la red de distribución para un sistema CATV viene limitado en general por:
   a) Intermodulación.
   b) Ruido térmico.
   c) Relación portadora a ruido térmico.
   d) Nivel de señal a la salida del NO terminal.

11. Cuál de las siguientes afirmaciones es correcta.
   a) Generalmente, el PS-ELFEXT aumenta con la frecuencia.
   b) Dependiendo de la frecuencia utilizada, el ELFEXT podrá ser superior al FEXT.
   c) El NEXT no suele tener una variación importante con la longitud de los cables.
   d) Generalmente, los efectos del NEXT se acentúan a bajas frecuencias.

12. En el despliegue de una red CATV se decide conectar 5 ramas de coaxial por NO terminal. Cada rama de coaxial cubre 100 hogares pasados. Para un servicio de transmisión de datos se reservan 10 portadoras de 5 MHz en downstream. Si se utiliza una modulación M-QAM con una eficiencia espectral de 5 b/s/Hz, cuál es la velocidad máxima por usuario que permite el sistema.
   a) 0.5 Mb/s
   b) 2.5 Mb/s
   c) 25 Mb/s
   d) La velocidad dependerá de la BER exigida al esquema de modulación.

13. Una red de transporte implementada mediante 2 tramas STM-1 (155 Mb/s), podría transportar:
   a) 42 tributarios de 2 Mb/s y 5 tributarios de 34 Mb/s.
   b) 42 tributarios de 2 Mb/s y 4 tributarios de 34 Mb/s
   c) 64 tributarios de 2 Mb/s y 3 tributarios de 34 Mb/s
   d) Todas las anteriores son posibles

14. La supresión del ecualizador a la entrada de los amplificadores en una red CATV, afecta principalmente a:
   a) Niveles de tensión en toma de abonado.
   b) Nivel de ruido térmico introducido por la red de abonado.
   c) Nivel de intermodulación a la salida del conversor O/E.
   d) Afecta por igual al nivel de tensión, ruido térmico e intermodulación en toma de abonado.

15. Se tienen 10 secciones iguales de la forma amplificador+cable en cascada, habiéndose medido un nivel de CTB a la salida de la última sección de –50 dB. Qué nivel de CTB se tiene a la salida del quinto amplificador, si todos los amplificadores tienen el mismo nivel de tensión a su salida:
   a) –25 dB.
   b) –46 dB.
   c) Se precisa conocer la atenuación de los cables.
   d) Ninguna de las anteriores.

SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN
TEST DE JUNIO 2004. 3 PUNTOS. 25 MINUTOS. TEST A
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN DE VALENCIA

Elija una sola de las opciones: correcta +1, errónea –1/3. No se permite calculadora.

APELLIDOS: **NOMBRE:**

Pregunta	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Respuesta	a	b	d	b	b	d	a	a	b	d	d	a	b	b	a

1) En un punto de un sistema de comunicaciones se ha medido una tensión de 30 dBmV sobre una impedancia de 50 Ω. Cuál es el nivel de potencia en dBm correspondiente
   a) –17
   b) –18.75
   c) –48.75
   c) Ninguna de las anteriores

dBm = dBmV − 30 − 10 log 50
−30 − (20 − 3)
−47
30 − 47 = −17 dBm = −47 dBW

2) La potencia de ruido a la salida de un cuadripolo pasivo a una temperatura T_f igual a la temperatura de ruido del dipolo equivalente a su entrada:
   a) Aumenta con la atenuación del cuadripolo
   b) Es independiente de la atenuación del cuadripolo
   c) Es independiente de la atenuación del cuadripolo sólo si $T_f \neq T_0$
   d) Ninguna de las anteriores

$K \cdot (T_s + T_e) B \cdot \frac{1}{L}$
$K (T_s + T_f (L-1)) B \frac{1}{L}$
$K (T_s \cdot L) \cdot B \cdot \frac{1}{L}$

3) En un cable se ha medido a alta frecuencia una resistencia de 100 Ω/Km y una atenuación de 10 dB/10m. Cuál es la impedancia característica correspondiente a la frecuencia de medida:
   a) 5 Ω
   b) 50 Ω
   c) 100 Ω
   d) Ninguna de las anteriores

$\alpha_{AF} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{2 Z_c}$ $Z_c = \frac{R}{2\alpha_{AF}} = \frac{100\,\Omega/km}{2 \cdot 10dB/10m}$
$= \frac{100\,\Omega/km}{2 \cdot 1000 dB/km} = \frac{1}{20} = 0'05\,\Omega$

4) En un cable coaxial de los empleados en CATV se ha medido una atenuación de 3 dB/100m a una frecuencia de 10 MHz. Es de esperar que su atenuación a 1 GHz, expresada en dB/100m, sea aproximadamente:
   a) 15
   b) 30
   c) 45
   d) 60

$\alpha_{10MHz} = 3dB/100m = 30dB/km$
$\alpha_{CATV} = k\sqrt{f}$ $k \cdot \sqrt{10} = 30$ $k \cdot \sqrt{f} = 30$
$k \cdot \sqrt{100} = 10k\sqrt{f} = 300 \frac{dB}{km}$
$= 30 dB/100m$

5) En una manguera de cable de pares de 100 m de longitud se ha medido a 150 kHz una atenuación de 10 Np. Si el ELFEXT medido a esa misma frecuencia es de 20 dB, puede afirmarse que el FEXT a 150 kHz:
   a) Será menor de 20 dB
   b) Será mayor de 100 dB
   c) Dependerá del número de pares de la manguera
   d) Ninguna de las anteriores

$\alpha = 10 Np/100m = 86'8 dB/100m$
$ELFEXT = 10 \log \frac{V_{out}}{V_{xtalk}} = 10 \log \frac{V_{in} \cdot 10^{-\alpha d}}{V_{xtalk}}$
$= 10 \log \frac{V_{in}}{V_{xtalk}} - \alpha \cdot d$
$20 = FEXT - 86'8$

6) Para un cuadrete formado por dos pares trenzados de cobre puede afirmarse que:
   a) Un valor de ELFEXT igual a 0 dB indica un apantallamiento entre pares perfecto
   b) Cuando los pares están activos se tendrá un valor de ELFEXT ≥ 0 dB
   c) Los procesos de fabricación actuales impiden conseguir valores de ELFEXT próximos a 0 dB
   d) Ninguna de las anteriores

7) En el despliegue de una red CATV se decide conectar 5 ramas de coaxial por NO. Cada rama de coaxial cubre 200 hogares pasados. Para el servicio de transmisión de datos se reserva un conjunto de portadoras de 5 MHz en downstream. Para una penetración del servicio del 50% se prevé una velocidad mínima por usuario de 0.5 Mb/s, con una modulación M-QAM de

eficiencia espectral 5 b/s/Hz. Cuál será el espectro mínimo en downstream, en MHz, para el servicio de datos.

a) 50
b) 100
c) 500
d) Ninguna de las anteriores

100 hogares a 0'5 Mb/s = 50 Mb/s
50 Mb/s / 5 b/s/Hz = 10 MHz

8) La supresión del ecualizador a la entrada de los amplificadores en una red de distribución CATV:

a) Supone un aumento de la intermodulación en toma de abonado
b) Supone una reducción de la relación C/N en toma de abonado
c) No supone una limitación en el número de amplificadores a instalar
d) Ninguna de las anteriores

9) En una red CATV se implementan secciones homogéneas. Si todos los amplificadores, incluido el del conversor O/E, tienen las mismas características, con un CSO de –50 dB, para una limitación por CSO de –44 dB cuál será el número máximo de amplificadores a instalar en la red de distribución sin considerar el instalado en el NO

a) 2
b) 3
c) 4
d) Ninguna de las anteriores

$CSO_T = 10\log((n+1)\cdot 10^{-\frac{50}{10}})$
$= 10\log(n+1) - 50\,dB \leq -44\,dB$
$10\log(n+1) = 6 \rightarrow n+1 = 4 \quad n = 3$

10) Un aumento del CSO a la salida del último amplificador en una red CATV puede estar relacionado con:

a) Una disminución del nivel de tensión en toma de abonado ✗
b) Una disminución de la relación C/N a la salida del último amplificador ✗
c) Una disminución del CTB compensada por el aumento en CSO ✗
d) Ninguna de las anteriores

11) Para un cable de pares en baja frecuencia puede afirmarse:

$Z_{0\,BF} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}}(1-j)$

a) La atenuación presenta una variación lineal con la frecuencia
b) La impedancia característica es independiente de la frecuencia
c) La constante de propagación es real y proporcional a la raíz de la frecuencia
d) Ninguna de las anteriores

12) Un aumento en la ganancia de un amplificador de 1 dB:

a) Supone un aumento de CSO a su salida de 1 dB
b) Supone un aumento de CTB a su salida de 1 dB
c) a) y b)
d) Un aumento en la ganancia no se traduce en un aumento de intermodulación

$CSO = CSO(V_r, M_a) - (V_r - V)$
$CSO(V_r) - V_r + V$
en CTB es 2 dB

13) Cuál de los esquemas de multiplexado en una trama STM-1 (155 Mb/s) no es posible

a) 21 tributarios de 2 Mb/s y 2 tributarios de 34 Mb/s
b) 12 tributarios de 2 Mb/s y 3 tributario de 34 Mb/s
c) 42 tributarios de 2 Mb/s y 1 tributario de 34 Mb/s
d) Todas las combinaciones anteriores son posibles

3 a 34 Mb/s
0 a 2 Mb/s

14) Si a la salida de un amplificador se ha medido un nivel de señal útil de 30 dBmV y un CSO de –50 dB, que nivel de tensión corresponde a la intermodulación de segundo orden.

a) –80 dBmV
b) –20 dBmV
c) 20 dBmV
d) 80 dBmV

$+30 - 50 = -20\,dBmV$

15) Los dispositivos ADM utilizados en redes SDH

a) Permiten insertar y extraer tributarios PDH en tramas SDH
b) Sólo se utiliza en redes con topología en anillo
c) Multiplexan/demultiplexan señales síncronas STM-N en STM-M
d) a) y c)

SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN
TEST DE ENERO 2004. 3 PUNTOS. 25 MINUTOS. TEST A
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN DE VALENCIA

Elija una sola de las opciones: correcta +1, errónea –1/3. No se permite calculadora.

APELLIDOS: **NOMBRE:**

Pregunta	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Respuesta	D	D	D	D	D	C	B	C	D	D	C	D	D	B	C

1) El parámetro FEXT en un tubo de 4 pares con ruido de paradiafonía nulo vale:
   a) 0 dB
   b) - ∞ dB
   c) ∞
   d) Ninguna de las anteriores

2) A la salida de un sumador se mide un nivel de tensión de 40 dBmV. Si las señales en cada una de las dos entradas son fuentes incoherentes y se mide en una entrada 60 mV. ¿Cuál será el nivel de tensión en la otra entrada? (se supone adaptación de impedancias)
   a) 40 mV
   b) 50 mV
   c) 60 mV
   d) 80 mV

3) La relación portadora a ruido térmico en la toma de abonado de un sistema de distribución de televisión por cable:
   a) Disminuye si decrece el factor de ruido de los amplificadores
   b) Disminuye al aumentar la tensión a la salida de los amplificadores
   c) Decrece al aumentar la potencia de ruido de intermodulación
   d) Depende de la tensión a la salida del conversor optoelectrónico

4) La relación portadora (C) a ruido total ($N_T = N_{térmico} + N_{intermodulación} + N_{diafonía}$) a la salida de un sistema de telecomunicación que utiliza como medio de transmisión tubos de cables de pares es independiente de:
   a) Los valores de CSO y CTB de los amplificadores utilizados
   b) Los valores del PS-ELFEXT en el ancho de banda del sistema
   c) El ancho de banda de cada subcanal
   d) Ninguna de las anteriores

5) ¿Qué servicio requiere el mismo ancho de banda en ascenso que en descenso?
   a) Acceso a Internet
   b) TV broadcast
   c) TV interactiva
   d) Ninguna de las anteriores

6) Si en un sistema CATV eliminamos el ecualizador de preacentuación de la salida derivada de un amplificador, la cual da servicio a un único edificio
   a) La respuesta dejará de ser plana con la frecuencia en dicha salida
   b) El amplificador podría saturarse
   c) Alguna toma del edificio podría saturarse
   d) La diferencia de nivel entre canales medida en dicha salida del amplificador dejaría de cumplir las especificaciones RD 2066/1996

7) La temperatura equivalente de ruido de un cuadripolo ideal no ruidoso es:
   a) Igual a su temperatura física
   b) 0 K
   c) T_o K
   d) Ninguna de las anteriores

8) La atenuación en los cables coaxiales α(dB/km) a las frecuencias de trabajo de CATV verifica:

a) Es aproximadamente constante con la frecuencia
b) $\alpha(\text{dB/km}) = k_1 f + k_2$
c) $10 \log [\alpha(\text{dB/100m})] = k_3 \log(f) + k_4$
d) $\alpha(\text{dB/m}) = k_5 f^2$

9) Acerca del parámetro de diafonía PS-ELFEXT en cables de pares, cuál de las siguientes afirmaciones es falsa:

a) Disminuye al aumentar el número de pares del tubo
b) Disminuye al aumentar la longitud del cable
c) Disminuye al aumentar la densidad espectral de ruido de diafonía, siempre que la densidad espectral de señal deseada recibida se mantenga constante
d) Ninguna de las anteriores

10) Cuál de las siguientes afirmaciones es falsa:

a) PS-ELFEXT en unidades lineales decrece con la frecuencia
b) La atenuación del enlace no influye en el PS-NEXT
c) PS-NEXT aumenta si disminuye el número de pares en la manguera
d) PS-ELFEXT siempre es mayor o igual que ELFEXT

11) Un cable de pares presenta unos parámetros primarios a 80 KHz de valores R(80KHz) = $2\pi 80$ Ω, L(80KHz) = 10 mH/Km, C(80KHz) = 100 nF/Km y G(80KHz) ≈ 0 mho/Km, y un valor del parámetro u(80 kHz) = 30. La atenuación de dicho cable en torno a 80 KHz vale:

a) 0'8 π Np/km
b) kf dB/km
c) $k_1 + k_2\sqrt{f}$ Np/km
d) Ninguna de las anteriores

12) Para un sistema CATV, puede afirmarse:

a) Una disminución del nivel de señal a la salida del conversor O/E siempre empeora las prestaciones del sistema
b) La topología utilizada principalmente en la red de distribución es anillo y estrella de fibra óptica, ambos con redundancia
c) El ruido de intermodulación suele ser menos limitante que el ruido térmico.
d) Ninguna de las anteriores

13) En una trama STM-1 (155.52 Mb/s), se podría transportar 1900 canales telefónicos (64 kbps) agrupados en

a) Tramas E3
b) Tramas E1
c) No se pueden transportar tantos canales telefónicos en una trama STM-1
d) Ninguna de las anteriores

14) Si a la salida de un amplificador se ha medido un nivel de señal útil de 35 dBmV y un CSO de –55 dB, que nivel de tensión corresponde a la intermodulación de segundo orden.

a) 0 mV
b) 0.1 mV
c) 0.01 mV
d) 1 mV

15) Los multiplexores ADM permiten exclusivamente:

a) introducir y extraer señales síncronas
b) introducir señales plesiócronas y síncronas
c) introducir y extraer señales plesiócronas y síncronas
d) extraer señales plesiócronas y síncronas

SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN
Convocatoria extraordinaria, junio 2003

Nombre y apellidos:.....

NOTA: Marque con un círculo la respuesta que considere correcta. Ejemplo: a)... b).. (c).. d)...
Cada pregunta contestada correctamente puntúa 1 punto, contestada erróneamente puntúa –1/3.

En un determinado punto de un sistema CATV se ha medido un nivel de tensión de portadora de 60 dBμV, lo que corresponde a un nivel de potencia expresada en dBm de: $60\,dB\mu V = 0\,dBmV$ $dBm = dBmV - 30 - 10\log 75 = -48'75$

a) –11.25 b) -48.75 c) 11.25 d) Ninguna de los anteriores

Cuál de las siguientes afirmaciones es correcta en un cable de pares:

a) A alta frecuencia la atenuación es prácticamente constante.

b) Al estar cargado disminuye su atenuación, lo que permite mayores distancias si se usa por ejemplo en ADSL, donde la distancia es un factor crítico. no ya que actua como FPB ⇒ nosirve en ADSL

c) El módulo de la impedancia característica es prácticamente constante con la frecuencia

d) Ninguna de las anteriores

En un cable de pares a f_o Hz (alta frecuencia) se ha medido una impedancia característica de 868Ω. Si se sabe que el cable presenta una atenuación de 10 dB/10m a f_o Hz, qué resistencia presenta a esa misma frecuencia expresada en Ω/m. $\alpha = \frac{R}{2Z_0} \rightarrow R = 2Z_0\alpha = 2\cdot 868 \cdot 10dB/10m \cdot 8'68 = 2\cdot 10^2 \cdot 1dB/m = 200\,\Omega$ ×8'68

a) 100 b) 200 c) 1736 d) Ninguna de las anteriores

En un cable coaxial de los empleados en CATV se ha medido una atenuación de 2 dB/100m a 10 MHz. Es de esperar que su atenuación a 1 GHz, expresada en dB/100m, sea de aproximadamente:

a) 20 b) 60 c) 200 d) Ninguna de las anteriores

Dadas las siguientes expresiones relacionadas con el ruido térmico de un cuadripolo:

$$A)\ F = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad B)\ F = \frac{S/N|_{out}}{S/N|_{in}} \quad C)\ S/N|_{out} = \frac{S/N|_{in}}{1 + \frac{T_e}{T_0}}$$

a) A y C son correctas siempre, y B es falsa

b) A y B son correctas siempre, y C es falsa

c) Todas son correctas

d) Ninguna de las anteriores

Para una manguera de cable de pares de 100 m. de longitud, a usar en ADSL, presenta un FEXT de 100 dB a 100 KHz. La atenuación de los pares usados es de 1 Np/10m. Qué ELFEXT se tendrá a la salida de la manguera para esa misma frecuencia $ELFEXT = FEXT - \alpha \cdot d = 100 - 1\,Np/10m \cdot 10(10m) \cdot 8'68 = 100 - 86'8 = 13'2dB$

a) 13.2 dB b) 90 dB c) 186.8 dB d) Ninguna de las anteriores

Cuál de las siguientes afirmaciones es correcta

a) PS-ELFEXT aumenta con la frecuencia

b) ELFEXT ≥ FEXT

c) NEXT no depende del número de pares en la manguera

d) Ninguna de las anteriores

Si se utiliza una manguera de cable de pares y se mide un PS-ELFEXT de 0 dB, puede decirse que:

a) Solamente hay un par activo

b) Puede haber más de un par activo, siendo perfecto el apantallamiento entre pares

c) a) y b)

d) Ninguna de las anteriores

La potencia de ruido a la salida de un cuadripolo pasivo a temperatura ambiente To y para una temperatura de fuente Ts=To:

$K(T_s+T_e)B\frac{1}{L} \rightarrow K(T_o+T_o(L-1))B\cdot\frac{1}{L}$

$K(T_o+T_oL-T_o)\cdot B\cdot\frac{1}{L}$

$k(T_o\not{L})\cdot B\cdot\frac{1}{\not{L}}$

a) Aumenta con la frecuencia del cuadripolo

b) Disminuye con el cuadrado de la atenuación del cuadripolo

c) Aumenta con el inverso de la atenuación

d) Es independiente de la atenuación del cuadripolo y la frecuencia

En el despliegue de una red CATV, se decide conectar 4 ramas de coaxial por NO terminal. En cada rama de coaxial se tienen 150 hogares pasados (hogares cableados que podrían abonarse al sistema). Para el servicio de transmisión de datos se reservan 10 portadoras de 5 MHz en downstream. Si se utiliza una modulación M-QAM con una eficiencia espectral de 6 b/s/Hz, ¿cuál será la velocidad mínima por usuario para una penetración del sistema del 50%? 10 portadoras 5MHz = 50MHz por coaxial = 200 MHz en fibra $200MHz\cdot 6b/s/Hz = 1200Mbps$ para 75 hogares

a) 0.25 Mb/s b) 0.5 Mb/s c) 1 Mb/s c) Ninguna de las anteriores

Para un sistema CATV puede afirmarse:

a) Si aumenta la señal a la salida del conversor O/E, mejoran las prestaciones del sistema en toma de abonado

b) La intermodulación originada en los amplificadores es por lo general más limitante que el ruido térmico

c) Ligeras variaciones de temperatura ambiente pueden provocar variaciones significativas en la relación C/N en toma de abonado.

d) Todas son correctas

Una red de transporte implementada mediante 2 tramas STM-1 (≈155Mb/s), podría transportar:

a) 42 tributarios de 2 Mb/s y 6 tributarios de 34 Mb/s

b) 42 tributarios de 2 Mb/s y 5 tributarios de 34 Mb/s

c) 42 tributarios de 2 Mb/s y 4 tributarios de 34 Mb/s

d) Todas las anteriores

La supresión del ecualizador a la entrada de los amplificadores en una red de distribución CATV:

a) Aumenta el nivel de portadora en toma de abonado

b) Disminuye el valor de C/N en toma de abonado

c) No afecta al valor de CSO en toma de abonado

d) Ninguna de las anteriores

En la red de distribución CATV se utilizan 4 secciones homogéneas de la forma (cable+amplif.+cable). Si todos los amplificadores son iguales (incluido el del conversor O/E) con un CSO de −50 dB, cuánto valdrá el CSO en toma de abonado si ésta dista 100 m. del último amplificador y se usa un cable con una atenuación de 2 dB/10m.

a) −70 dB b) −63 dB c) −43 dB d) Ninguna de las anteriores

Se tienen 10 amplificadores iguales en secciones homogéneas en cascada, con CTB_{TOTAL}=-50 dB medido a la salida del décimo amplificador. Si el nivel de tensión a la entrada del primer amplificador aumenta 2 dB, el nuevo CTB_{TOTAL} será:

a) −16 dB b) −30 dB c) −46 dB d) Ninguna de las anteriores

1200 Mbps para a $\frac{150\cdot 4}{2}$ = 300 usuarios

$\frac{150}{2}$ usuarios

Cada portadora 5MHz · 6b/s/Hz = 30 Mbps

10 portadoras: 300 Mbps para

SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN
TEST DE ENERO 2003. 3 PUNTOS. 25 MINUTOS. TEST A
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN DE VALENCIA

Elija una sola de las opciones: correcta +1, errónea –1/3. No se permite calculadora.
APELLIDOS: **NOMBRE:**

Pregunta	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Respuesta	d	b	d	d	d	d	b	c	b	d	d	a	d	b	b

1) El PS-ELFEXT en un sistema con ruido de diafonía nulo vale:
   a) 0 dB
   b) $-\infty$ dB
   c) 1
   d) ∞

2) La temperatura equivalente de ruido de un cuadripolo ideal no ruidoso es:
   a) 0 °C
   b) 0 K
   c) Depende de la temperatura equivalente de ruido de la fuente
   d) Ninguna de las anteriores

3) Sobre el parámetro de diafonía ELFEXT en cables de pares, puede decirse:
   a) Crece al aumentar la frecuencia
   b) Crece al aumentar la longitud del cable
   c) Crece al aumentar la densidad espectral de ruido de diafonía
   d) Ninguna de las anteriores

4) Cuál de las siguientes afirmaciones es falsa:
   a) PS-ELFEXT decrece con la frecuencia verdad
   b) PS-NEXT no considera la atenuación del enlace verdad
   c) PS-NEXT está relacionado con el numero de pares en la manguera verdad
   d) FEXT siempre es menor que el ELFEXT falso, siempre es mayor

5) Un tramo de cable de pares presenta una atenuación de 100 dB a 10 KHz. Se puede decir que:
   a) Se puede utilizar para RDSI pero no para ADSL
   b) Se puede utilizar para ADSL
   c) El par está cargado independientemente de la longitud del cable
   d) Ninguna de las anteriores

6) Un cable de pares presenta unos parámetros primarios a 80 KHz de valores R(80KHz) = $2\pi 80\ \Omega$, L(80KHz) = 1 mH/Km, C(80KHz) = 100 nF/Km y G(80KHz) $\approx$ 0 mho/Km. La atenuación de dicho cable en torno a 80 KHz vale:
   a) 0'8 π Np/km
   b) $k\sqrt{f}$ dB/km
   c) $k_1 + k_2\sqrt{f}$ Np/km
   d) Ninguna de las anteriores

7) En el despliegue de un sistema CATV se ha decidido conectar 5 ramas de coaxial por nodo óptico. Cada rama de coaxial podría dar servicio a 100 hogares. Para el servicio de transmisión de datos se han reservado 10 portadoras de 6 MHz en descenso (downstream). Si se utiliza una modulación QAM con una eficiencia espectral de 5bps/Hz, ¿cuál será la velocidad mínima por usuario para una penetración del sistema del 50%?
   a) 0.6 Mb/s
   b) 1.2 Mb/s
   c) 2.4 Mb/s
   d) 3 Mb/s

$5 \cdot 100 = 500 \times 50\% = 250$
$10 \cdot 6\ MHz = 60\ MHz$
$60\ MHz \cdot 5 bps/Hz = 300\ Mbps$
$\frac{300\ Mbps}{250} = \frac{30}{25} = \frac{6}{5} = 1\frac{1}{5} = 1'2\ Mbps$

8) ¿Cuál es el factor equivalente de ruido de un sistema de 4 cuadripolos iguales en cascada con $F_i = 6$ dB y $G_i = 10$ dB?

$F_i = 6dB \rightarrow f_i = 4$
$G_i = 10dB \rightarrow g_i = 10$

$$f_{eq} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \frac{f_4 - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdot g_3} = 4 + \frac{3}{10} + \frac{3}{100} + \frac{3}{1000} = 4'333$$

a) 6'555
b) 6'555 dB
c) 4'333
d) 4'333 dB

9) En un sistema de 10 cuadripolos iguales en cascada con $F_i = 10$ dB y $G_i = 10$ dB la relación (S/N) a la entrada es 20 dB. Si la temperatura de fuente es $T_0 = 290$ k, la relación (S/N) a la salida será

a) > 10 dB
b) ≤ 10 dB
c) Puede tomar cualquier valor < 20 dB
d) Ninguna de las anteriores

10) La red de distribución en un sistema CATV consta de N secciones de repetición homogéneas. Si el nivel de portadora a la salida del conversor O/E aumenta 1 dB el nivel de CSO en toma de usuario:

nivel portadora + 1dB → CSO_{viejo} + 1dB

$$CSO_{T\ nuevo} = 10 \log\left(n \cdot 10^{\frac{CSO+1}{10}}\right) = 10 \log n + CSO_{viejo}^{dB} + 1$$

$CSO_{T\ viejo}$

a) Aumenta N dB
b) Aumenta 2N dB
c) Es independiente del número de secciones
d) Ninguna de las anteriores

11) Para un sistema CATV, puede afirmarse:

a) Un aumento del nivel de señal a la salida del conversor O/E siempre mejora las prestaciones del sistema
b) La topología utilizada principalmente en la red de distribución es en estrella
c) La intermodulación (CSO y CTB) originada en los amplificadores siempre es más limitante que el ruido térmico.
d) Ninguna de las anteriores

12) En un sistema CATV se decide suprimir los ecualizadores a la entrada de los amplificadores de la red de distribución sin alterar el resto de equipos y parámetros. En tal situación, podemos decir que el valor de CSO en toma de usuario:

a) Aumenta
b) Disminuye
c) No cambia, ya que no depende del ecualizador sino del amplificador
d) No cambia, siempre que el último amplificador disponga de ecualizador de preacentuación

13) En una trama STM-1 (155.52 Mb/s), se podría transportar

a) 21 tramas E1 a 2 Mb/s y 3 tramas E3 a 34 Mb/s
b) 43 tramas E1 a 2 Mb/s y 2 tramas E3 a 34 Mb/s
c) La trama STM-1 no puede transportar tramas de distinta velocidad
d) Ninguna de las anteriores

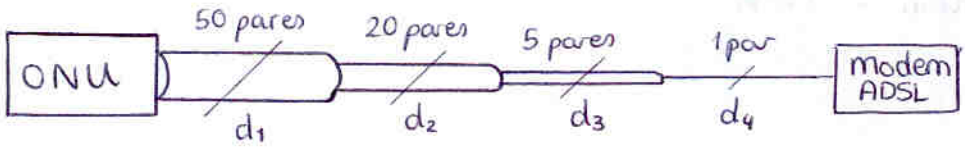
14) Si a la salida de un amplificador se ha medido un nivel de señal útil de 50 dBmV y un CTB de –50 dB, que nivel de tensión corresponde a la intermodulación de tercer orden.

a) 0 V
b) 1 mV
c) 100 mV
d) 1 V

15) Los multiplexores ADM:

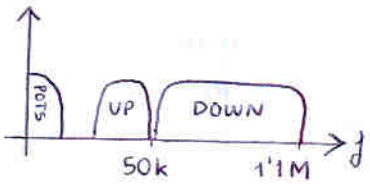
a) Son utilizados para extraer básicamente señales plesiócronas
b) Es el elemento básico en las redes con topología en anillo
c) Forman el STM-4/6 mediante el multiplexado a nivel de octeto
d) Ninguna de las anteriores

Problema Sistemas Teleco. Tema 2.



$P_{TX\,DOWN} = 0\ dBm$

$P_{RX\,DOWN} \geq -35\ dBm$



$\varnothing = 1'35\ mm$
$C = 50\ nF/mm$
$L = 0'7\ mH/km$
$G \simeq 0$
$\rho_{Cu} = 17'24\ \frac{\Omega mm^2}{km}$

a) Calcular $d_{T\,max}$ en base a la atenuación

Como no piden un $g_{Rx\,min}(W/Hz)$ sino un $P_{Rx\,min}(W)$ no puedo calcularlo todo a 1'1MHz (peor caso) sino que hay que calcularlo en toda la banda.

Cálculo de la atenuación

¿Podemos utilizar la aprox. de alta frec?

$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \rightarrow f > \frac{R}{2\pi \cdot L \cdot 0'4}$

Problema: $R = R(f)$

Supongamos por ahora $R = R(0)$

$R(0) = \frac{8\rho}{\pi d^2} = \frac{8 \cdot 17'24}{\pi \cdot 1'35^2} = 24'09\ \Omega/km$

$f > 13'692\ kHz$

↳ aprox alta frecuencia: $\alpha(\frac{dB}{km}) = 8'68 \cdot \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$

¿Afecta el ejecto pelicular?

$u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} > 1 \Rightarrow f(MHz) > \left(\frac{1}{21'4 \cdot r(mm)}\right)^2 = 4792\ Hz$

¿Podemos utilizar aprox. de alta frecuencia?

$\frac{8u^6}{3^6} > 10 \Rightarrow u > \sqrt[6]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}} = 3'113$

↳ $R(f) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}u\right]$

$R(f) = \frac{R(0)}{u}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$

Comprobemos si se cumple para nuestra menor frecuencia: 50 kHz

$u(50\ kHz) = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} = 3'23 > 3'113 \Rightarrow$ aprox muy alta frec

$R(50\ kHz) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}u\right] = 33'53\ \Omega/km$

y por tanto podemos ver si cumple alta frec $\frac{R}{2\pi f L} = 0'152 < 0'4 \Rightarrow$ alta frec

Se cumple alta frecuencia y muy alta frecuencia, por tanto

$\alpha(dB/km) \simeq 8'68 \cdot \frac{R(f)}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} = 8'68 \cdot \frac{R(0)}{8}\left[1 + \sqrt{2}u\right]\sqrt{\frac{C}{L}}$

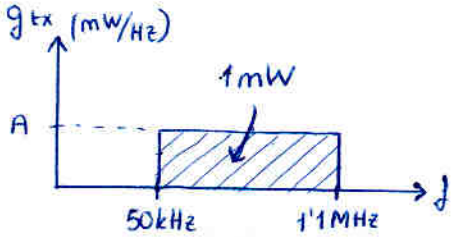
$= 8'68 \cdot \frac{R(0)}{8} \cdot \left[1 + \sqrt{2} \cdot 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}\right]\sqrt{\frac{C}{L}}$

$= \left[8'68 \cdot \frac{R(0)}{8} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}\right] + \left[8'68 \cdot \frac{R(0)}{8} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sqrt{2} \cdot 21'4 \cdot r(mm)\right]\sqrt{f(MHz)}$

$= 0'2209 + 4'5127\sqrt{f(MHz)}$

$P_{TX\,DOWN} = 0\,dBm = 1\,mW$

Por tanto:



$$A = \frac{1mW}{1'1M - 50k} = 0'95 \cdot 10^{-6}\ mW/Hz$$

Por tanto: $G_{TX}(dBm/Hz) = 10 \log g_{tx}(mW/Hz) = -60'2\ dBm/Hz$

y $G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha(f) \cdot d_{Tmax}$

$$g_{RX}(mW/Hz) = 10^{\frac{G_{RX}(dBm/Hz)}{10}} = 10^{-60'2 - \alpha(f) \cdot d_{Tmax}}$$

aplicamos la condición

$$P_{RX}(mW) > -35\,dBm = 10^{\frac{-35}{10}}\ mW$$

$$\int_{50k}^{1'1M} 10^{-60'2 - \alpha(f) \cdot d_{Tmax}}\, df = \int_{50k}^{1'1M} 10^{-60'2 - \left[0'22 + 4'51\sqrt{f(MHz)}\right] \cdot d_{Tmax}}\, df > 10^{-3'5}$$

Faltaría resolver la integral y despejar d_{Tmax}
(como no se puede, se hace por prueba y error)

Junio 2005 - Problema 1

Problema 1 (3'5 Puntos) (Junio 2005)

Se pretende diseñar un sistema de transmisión de datos mediante tecnología de acceso de par trenzado. Los cables de pares salen desde la Central Local (CL), que hace las veces de proveedor de servicios, agrupados en mangueras de 20 pares, distribuyéndose éstas a su vez a lo largo del recorrido en mangueras de 5 pares (ver la figura 1).

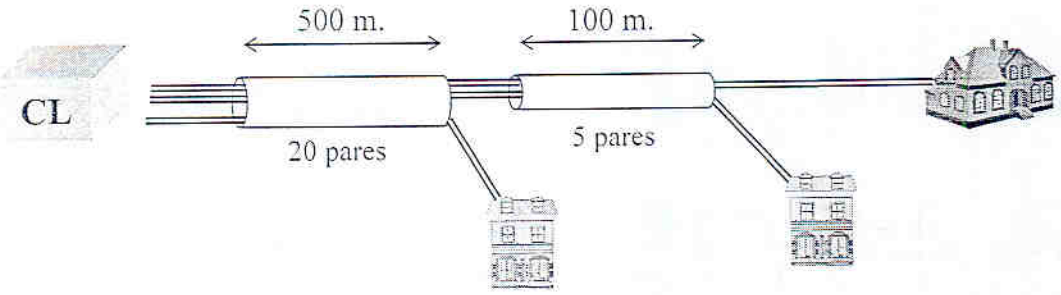


Figura 1

El espectro utilizado en *upstream* (transmite el usuario y recibe la CL) se extiende de 35 KHz hasta 50 KHz, mientras que el espectro utilizado en *downstream* (transmite la CL y recibe el usuario) se extiende desde 60 KHz hasta una frecuencia máxima ($f_{máx}$) por determinar. En la figura 2 se muestra la densidad espectral de potencia transmitida en *upstream* y *downstream*.

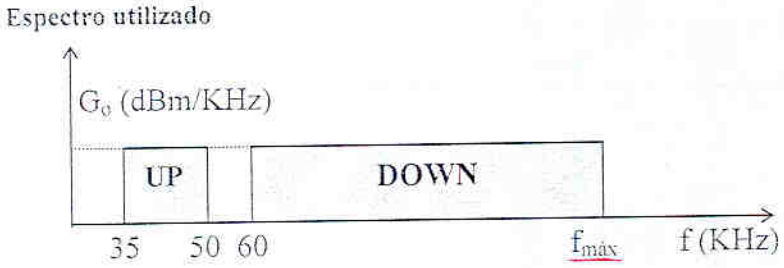


Figura 2

Los usuarios transmiten con una potencia de –33 dBw. En la CL se exige una densidad espectral de potencia mínima de –50 dBm/Hz, para la correcta demodulación de la señal.
Los cables de pares utilizados presentan las siguientes características técnicas: L=0.7 mH/Km, ϕ=0.5 mm, C=45 nF/km, G≈0 y resistividad 17.24 $\Omega mm^2/Km$.

a) Teniendo en cuenta que las mangueras de 5 pares se utilizan para servir a los usuarios más alejados, calcular la distancia máxima a la que podrá estar un usuario de la CL para ser servido con las exigencias de calidad impuestas por las características del sistema. **[1 Punto]**

b) Con el despliegue de red realizado y las características de los cables empleados, para qué frecuencias se tendría un PS-ELFEXT de 0 dB. *Considere la expresión empírica de PS-ELFEXT que se proporciona en los datos del problema.* **[0.5 Puntos]**

c) Despreciando el efecto del ruido térmico y de paradiafonía (NEXT), encuentre el ancho de banda máximo a utilizar en downstream si se exige en toma de usuario un PS-ELFEXT mínimo de 40 dB, correspondiente a un valor de densidad espectral de diafonía de –97 dBm/Hz. *Para este apartado, considere que el PS-ELFEXT medido no sigue la expresión empírica que se proporciona en los datos del problema.* **[2 Puntos]**

Algunas fórmulas:

$$\int_a^b 10^{mx}\,dx = \frac{1}{m\ln(10)}\left[10^{mb} - 10^{ma}\right]$$

$$PS - ELFEXT(dB) = 10\log\frac{\left(\frac{49}{N}\right)^{0.6}}{\psi\, f^2\, d}, \quad \psi = 2.623\cdot 10^{-7};\ f\ (\mathrm{MHz})\ \ y\ d(\mathrm{m})$$

$$\alpha = |\gamma|\,\mathrm{sen}\frac{\delta_r + \delta_d}{2} = \sqrt{\frac{R\omega C}{\mathrm{sen}\,\delta_r \cdot \cos\delta_d}}\cdot \mathrm{sen}\frac{\delta_r + \delta_d}{2};\quad \delta_r = \mathrm{atan}\frac{R}{\omega L};\quad \delta_d = \mathrm{atan}\frac{G}{\omega C}$$

$$\alpha_{AF} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}};\qquad \alpha_{BF} = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$$

Efecto pelicular:

$$\left.\frac{\mathrm{R}(f)}{\mathrm{R}(0)}\right|_{u<2} \cong 1 + \frac{u^4}{92};\quad \left.\frac{\mathrm{R}(f)}{\mathrm{R}(0)}\right|_{u>2} \cong \frac{1}{4}\cdot\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right];\quad \mathrm{u}=21{,}4\cdot \mathrm{r_o}(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)}$$

Junio 2005 - Problema 1

a) La distancia máxima vendrá dada por la atenuación tal que los -33 dBW tx por los usuarios superen los -50 dBm/Hz exigidos en la central.

Cálculo de atenuación

$\left.\begin{array}{l} \varnothing = 0'5\,mm \\ \rho = 17'24\ \Omega mm^2/km \end{array}\right\} \quad R(0) = \frac{8\rho}{\pi d^2} = \frac{8 \cdot 17'24}{\pi \cdot 0'5^2} = 175'6\ \Omega/km$

$L = 0'7\ mH/km = 0'7 \cdot 10^{-3}\ H/km$

$C = 45\ nF/km = 45 \cdot 10^{-9}\ F/km$

$G \simeq 0$

$u > 1 \Rightarrow 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} > 1 \Rightarrow f(MHz) > \left(\frac{1}{21'4 \cdot r(mm)}\right)^2$

$f(MHz) > 0'034938 = 34'94\,kHz$

Por tanto el efecto pelicular afecta a toda la banda

$u > 2 \Rightarrow f(MHz) > \left(\frac{2}{21'4 \cdot r(mm)}\right)^2 \Rightarrow f > 139'75\,kHz$

Por tanto podemos usar $u < 2$ en toda la banda upstream

$u < 2 \Rightarrow R(f) \simeq \left[1 + \frac{u^4}{92}\right] R(0) = R(0)\left[\frac{(21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)})^4}{92} + 1\right]$

$R(f) = 175'6 + 1563'69\,(f(MHz))^2$

¿Aproximación de alta frecuencia?

$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow f > \frac{R(f)}{2\pi L \cdot 0'4} = \frac{175'6 + 1563'69\, f^2(MHz)}{2\pi \cdot L \cdot 0'4} = \frac{175'6 + 1563'69 \cdot 10^{-12} f^2(Hz)}{2\pi \cdot L \cdot 0'4}$

$f > 99812'89 + 8'888 \cdot 10^{-7} \cdot f^2$

Ecuación cuadrática: $\longrightarrow$ $f_1 = 1'014\ MHz \Rightarrow$ no sirve ya que $u > 2$

$f_2 = 110'705\,kHz \Rightarrow$ no se cumple aprox A.F.

Una forma mejor es hacer:

$\frac{R}{\omega L} = \frac{175'6 + 1563'69 \cdot 10^{-12} f^2}{2\pi f \cdot 0'7 \cdot 10^{-3}} = \begin{cases} 1'15 & f = 35\,kHz \\ 0'82 & f = 50\,kHz \end{cases}$

$0'4 < \frac{R}{\omega L} < 10 \Rightarrow$ Hay que usar expresiones de Rosen

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R\omega C}{\operatorname{sen}\delta_c \cdot \cos\delta_d}} \cdot \operatorname{sen}\frac{\delta_c + \delta_d}{2} \qquad \delta_c = \operatorname{atan}\frac{R}{\omega L} \qquad \delta_d = \operatorname{atan}\frac{G}{\omega C} \simeq 0$$

$$\operatorname{sen}\delta_c = \frac{R(f)}{\sqrt{(R(f))^2 + (\omega L)^2}}$$

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R(f)\cdot\omega\cdot C}{\operatorname{sen}\delta_c}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\delta_c}{2}\right)$$

$$= 8'68\ \sqrt{\omega C}\ \sqrt[4]{R(f)^2 + (\omega L)^2} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\operatorname{atan}\frac{R(f)}{\omega L}\right)$$

se está complicando:

TRUCO: coma $f = 50kHz$ será el peor caso, calculémoslo todo ahí.

$$R(f = 50kHz) = 175'6 + 1563'69\ (f(MHz))^2 = 179'5\ \Omega$$

$$\delta_c = \operatorname{atan}\frac{R(50k)}{\omega L} = \operatorname{atan}\frac{179'5}{2\pi \cdot 50\cdot 10^3 \cdot 0'7\cdot 10^{-3}} = 0'68456$$

$$R(f=50k)\cdot\omega\cdot C = 179'5 \cdot 2\pi \cdot 50\cdot 10^3 \cdot 45\cdot 10^{-9}$$

Por tanto:

$$\alpha(dB/km) = 5'836\ dB/km$$

Los usuarios transmiten $-33dBW$

Suponiendo plano: $g_{Tx}(mW/Hz) = \frac{P_{Tx}(W)\cdot 10^3}{(50-35)\cdot 10^3} = \frac{10^{-\frac{33}{10}}}{15} = 3'3412\cdot 10^{-5}\ mW/Hz$

$$G_{Tx}(dBm/Hz) = -44'76\ dBm/Hz$$

a $f = 50kHz$, llegará a la central

$$G_{Rx}(dBm/Hz) = -44'76 - \alpha\cdot d(km)$$
$$= -44'76 - 5'836\,d > -50\ dBm/Hz$$

despejando:

$$d < \frac{-44'76 + 50}{5'836} = 0'8977\ km$$

$$d_{max} = 897'7\ m\ ///$$

b) ¿Para que frecuencia se tendria PS_ELFEXT de 0 dB?

Considere $PS\_ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{L-1}\right)^{0'6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d}$ $\quad \psi = 2'623 \cdot 10^{-7}$ $\quad f(MHz)$ $\quad d(m)$

Sabiendo que V_{XTALK} se suma en potencia se puede llegar a:

$$PS\_ELFEXT_T = -10 \log\left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_2}{10}}\right)$$

$$= -10 \log\left[\left(\frac{\psi \cdot d_1}{\left(\frac{49}{L_1-1}\right)^{0'6}} + \frac{\psi \cdot d_2}{\left(\frac{49}{L_2-1}\right)^{0'6}}\right) f^2\right]$$

$$= -10 \log\left(8'01186 \cdot 10^{-5} f^2\right)$$

$$PS\_ELFEXT_T = -10 \log f^2 + 40'9627\,dB = 0\,dB$$

$$\Downarrow$$

$$10 \log f^2 = 40'9627\,dB$$

$$f^2 = 10^{\frac{40'9627}{10}}$$

$$f = \sqrt{10^{\frac{40'9627}{10}}}$$

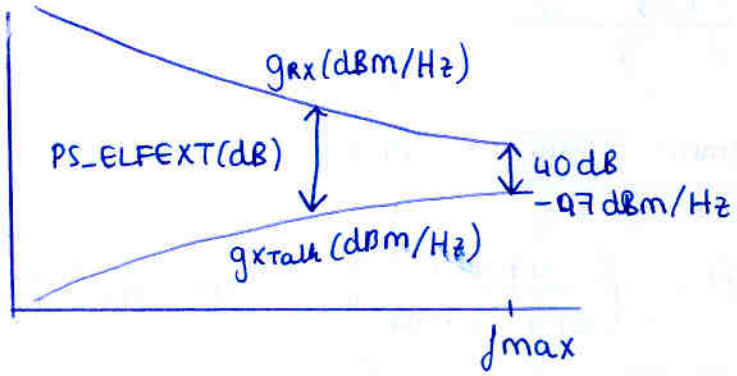
$$f = 111'72$$

Por lo tanto $PS\_ELFEXT_T = 0\,dB$ para $f = 111'72\,MHz$

c) Despreciando ruido térmico y paradiafonia; Encuentre ancho de banda máximo en downstream si se exige PS_ELFEXT mínimo 40 dB en toma de abonado, correspondiente a $g_{xtalk} = -97\,dBm/Hz$

No vale usar expresión empírica

PS_ELFEXT mínimo = más altas frecuencias



Tendremos $g_{RX}(dBm/Hz) = -97\,dBm/Hz + 40\,dB = -57\,dBm/Hz$

Suponemos según se ver en la grafica que se transmite mismo nivel (dBm/Hz) en upstream y en downstream

$$P_{TX_{UP}}(dBW) = -33\ dBW$$

$$G_{TX_{UP}}(dBm/Hz) = -44'76\ dBm/Hz \quad (\text{calculado en a})$$

$$G_{TXDOWN}(dBm/Hz) = -44'76\ dBm/Hz$$

se tiene $G_{RXDOWN} = G_{TXDOWN} - \alpha(f)\cdot d$

$$-57\ dBm/Hz = -44'76\ dBm/Hz - \alpha(f_{max})\cdot 0'8977$$

de donde $\alpha(f_{max}) = 12'392\ dB/km$

Hay que calcular para que frec se cumple.

suponiendo A.F. en f_{max}

$$\alpha(f_m) = 8'68\cdot\frac{R(f_{max})}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} = 12'392\ dB/km$$

despejando $R(f)$

$$R(f_{max}) = \frac{2\cdot 12'392}{8'68}\cdot\sqrt{\frac{L}{C}} = 356'11\ \Omega/km$$

$$R(f_{max}) = \frac{R(0)}{4}\cdot\left[1+\sqrt[6]{3^6+8u^6}\right] = 356'11\ \Omega/km$$

despejando u:

$$\sqrt[6]{3^6+8u^6} = \frac{4\cdot 356'11}{R(0)} - 1$$

$$u = \sqrt[6]{\frac{\left(\frac{4\times 356'11}{R(0)}-1\right)^6 - 3^6}{8}} = 5'02$$

$$u = 21'4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)} = 5'02$$

despejando f

$$f(MHz) = \left(\frac{5'02}{21'4\cdot r(mm)}\right)^2 = 0'882\,MHz = 822\,kHz$$

comprobemos la hipótesis de alta frecuencia:

$$\frac{R}{\omega L} = \frac{R(f_{max})}{2\pi f_{max}\cdot L} = \frac{356'11}{2\pi\cdot 822\cdot 10^3\cdot 0'7\cdot 10^{-3}} = 0'0984 < 0'4$$

Febrero 2004 – Problema 1

PROBLEMA 1 [3,5 puntos] (Feb 2004)

Se desea diseñar un sistema ADSL (*Asymmetrical Digital Subscriber Line*) utilizando la infraestructura utilizada es la red de acceso telefónica de cable de pares mostrada en la figura 1.

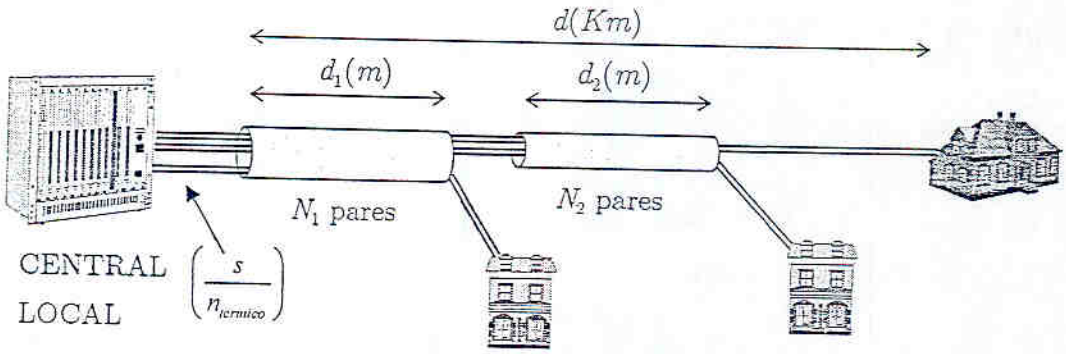


Figura 1

El abonado más alejado de la central se encuentra a $d(Km)$ de la central conectado a ella por un cable de N_1 pares con distancia $d_1(m)$ y posteriormente mediante un cable de N_2 pares con distancia $d_2(m)$ (véase figura 1)

Se transmite la señal modulando n_{down}= 224 portadoras en enlace descendente y n_{up} = 26 portadoras en enlace ascendente. La densidad espectral de potencia de la señal transmitida en cada subcanal puede considerarse plana en la banda de transmisión, siendo la potencia transmitida fuera de la banda de interés despreciable (véase figura 2)

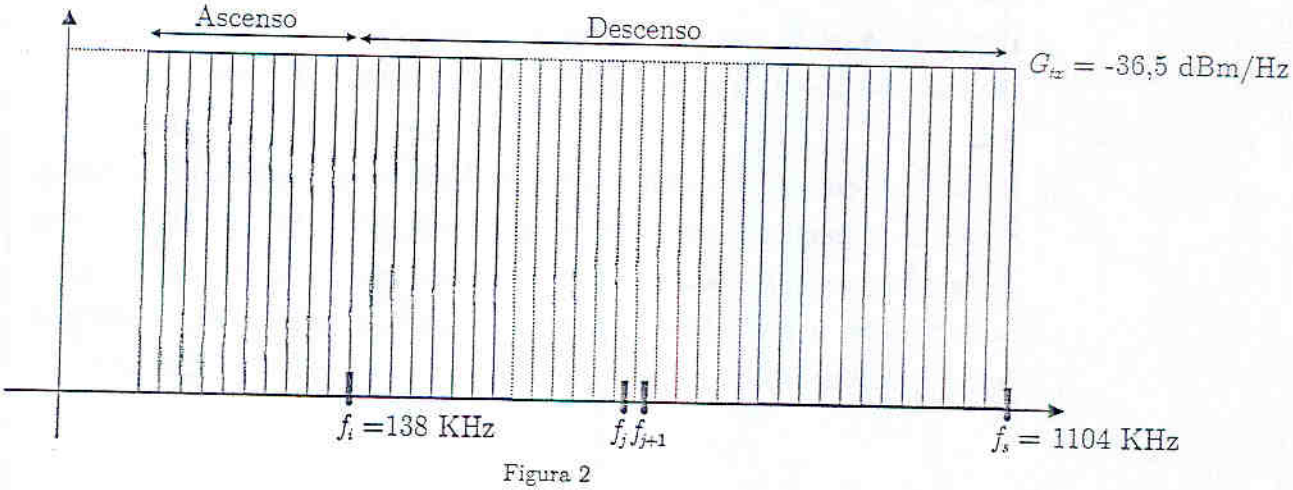


Figura 2

La frecuencia superior de la banda de descenso o *downstream* es f_s = 1,104 MHz y la frecuencia inferior de dicha banda es f_i = 138 KHz. La frecuencia central de cada subcanal, correspondiente a la de cada subportadora es f_j (Hz), $1 \leqslant j \leqslant 224$. El valor de

la densidad espectral de potencia transmitida en toda la banda es de G_{tx} = -36,5 dBm/Hz.

A la salida de la central local se mide una relación señal a ruido térmico en unidades lineales de $\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)$ igual en todos los subcanales. Se considera el ancho de banda equivalente de ruido en cada subcanal igual al ancho de banda de cada subcanal (todos iguales). La temperatura ambiente (temperatura física a la que se encuentra el cable de pares es $T_f = T_0 = 290$ K.

El cable de pares utilizado con conductor de cobre presenta las siguientes características:

$\phi = 0,8mm$ $\quad C = 50nF / Km$

$L = 0,7mH / Km$ $\quad G \approx 0$

Se supone que tanto la atenuación $\alpha(f)\big|_{dB/Km}$ como *PS-ELFEXT* son aproximadamente constantes en cada subcanal

Obtenga las siguientes expresiones en la toma de abonado más alejada de la central:

a) Frecuencia de la portadora de cada subcanal j en la banda *downstream* expresada en MHz (expréselo con todos los decimales)
[0,5 puntos]

b) Expresión de la atenuación de la forma $\alpha(f)\big|_{dB/Km} = k_1 + k_2\sqrt{f(MHz)}$ en la banda descendente o *downstream* [0,75 puntos]

c) Potencia de señal recibida en mw en cada subcanal j en función de j y d(Km). Obtenga el valor numérico para el subcanal 224 y distancia d = 1,5 Km [1 punto]

d) Demuestre que si la temperatura equivalente de ruido del cable es despreciable frente a la temperatura de ruido de fuente ($T_{eq} << T_S$), entonces la relación señal a ruido total en el usuario únicamente depende de la relación señal a ruido térmico a la salida de la central y de *PS-ELFEXT* total del enlace [1,25 puntos]

DATOS:

$$PS-ELFEXT(dB)=10\log\frac{\left(\frac{49}{N}\right)^{0,6}}{\psi f^2 d},\quad \psi=\ 2{,}623\cdot 10^{-7},\ f\ (\text{MHz})\ \ \text{y}\ d(\text{m})$$

$$\alpha=|\gamma|\operatorname{sen}\frac{\delta_c+\delta_d}{2}=\sqrt{\frac{R\omega C}{\operatorname{sen}\delta_c\cdot\cos\delta_d}}\cdot\operatorname{sen}\frac{\delta_c+\delta_d}{2};\quad \delta_c=\operatorname{atan}\frac{R}{\omega L};\quad \delta_d=\operatorname{atan}\frac{G}{\omega C}$$

$$\alpha_{AF}=\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}};\qquad \alpha_{BF}=\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$$

$$\rho_{Cu}=17{,}24\Omega\cdot mm^2/Km\quad k=1{,}38\cdot 10^{-23}J/K\quad T_0=290K$$

Efecto pelicular:

$$\left.\frac{\mathrm{R}(f)}{\mathrm{R}(0)}\right|_{u<2}\cong 1+\frac{u^4}{92};\quad \left.\frac{\mathrm{R}(f)}{\mathrm{R}(0)}\right|_{u>2}\cong\frac{1}{4}\cdot\left[1+\sqrt[6]{3^6+8u^6}\right];\quad \mathrm{u}=21{,}4\cdot \mathrm{r_o}(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)}$$

SOLUCIÓN

a) El ancho de banda de cada subcanal es:

$$B = \frac{1104KHz - 138KHz}{224} = 4,3125KHz$$

por lo que la frecuencia portadora del canal j-ésimo en *downstream* en MHz se puede expresar como

$$f_j(MHz) = 138 \cdot 10^{-3} + \frac{4,3125 \cdot 10^{-3}}{2} + (j-1)4,3125 \cdot 10^{-3}$$
$$1 \le j \le 224$$

Reagrupando valores

$$f_j(MHz) = 135,84375 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,3125 \cdot 10^{-3}$$
$$1 \le j \le 224$$

b) La resistencia en DC del cable de pares puede calcularse como:

$$R(0) = \frac{8\rho}{\pi d^2}$$

Para estudiar si afecta el efecto pelicular en la banda de interés (138 KHz a 1,104 MHz) se debería evaluar el parámetro u a la frecuencia menor de la banda (138 KHz)

$$u = 21,4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)} = 21,4 \cdot \frac{0,8mm}{2} \cdot \sqrt{138 \cdot 10^{-3} MHz} = 3,17 > 2$$

$$R(f > 138KHz) \approx \frac{R(0)}{4}\left(1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right)$$

Si se cumple que:

$$\frac{8u^6}{3^6} > 10$$

lo cual es cierto para frecuencias mayores que

$$f(MHz) > \left(\frac{1}{21,4 \cdot r(mm)}\right)^2 \sqrt[3]{\frac{10 \cdot 3^6}{8}} = 0,132$$

por lo que se cumple esta exigencia en toda la banda *downstream*

En ese caso

$$R(f > 138KHz) \approx \frac{R(0)}{4}\left(1 + 3^6\sqrt[6]{1 + \frac{8}{3^6}u^6}\right) \approx \frac{R(0)}{4}\left(1 + 3^6\sqrt[6]{\frac{8}{3^6}u^6}\right)$$

$$R(f > 138KHz) \approx \frac{R(0)}{4}\left(1 + \sqrt{2}u\right) \approx \frac{R(0)}{4}\left(1 + \sqrt{2} \cdot 21,4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}\right)$$

La expresión de la atenuación de alta frecuencia se cumple puesto que

$$\left.\frac{R}{\omega L}\right|_{138KHz} \approx \frac{\frac{R(0)}{4}\left(1+\sqrt{2}\cdot 21,4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)}\right)}{2\pi f(Hz)L(H/Km)}$$

$$\left.\frac{R}{\omega L}\right|_{138KHz} \approx \frac{\frac{2\cdot 17,24\Omega\cdot mm^2/Km}{\pi(0,8mm)^2}\left(1+\sqrt{2}\cdot 21,4\cdot 0,4mm\cdot\sqrt{138\cdot 10^{-3}MHz}\right)}{2\pi\cdot 138\cdot 10^3 Hz\cdot 0,7\cdot 10^{-3}H/Km} = 0,155 < 4$$

Por lo tanto, la atenuación viene en la banda *downstream* dada por

$$\alpha\left(f_j(MHz)\right)\Big|_{dB/Km} \approx 8,68\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \approx 8,68\frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}\left(1+\sqrt{2}\cdot 21,4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f_j(MHz)}\right)$$

$$\alpha\left(f_j(MHz)\right)\Big|_{dB/Km} \approx 8,68\frac{\rho}{\pi d^2}\sqrt{\frac{C}{L}}\left(1+\sqrt{2}\cdot 21,4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f_j(MHz)}\right)$$

Sustituyendo valores

$$\alpha\left(f_j(MHz)\right)\Big|_{dB/Km} \approx 0,629+7,614\sqrt{f_j(MHz)}$$

c) La potencia transmitida en cada subcanal se puede calcular como

$$p_{tx}(mw) = g_{tx}(mw/Hz)\cdot B(Hz) = 10^{\frac{-36,5dBm/Hz}{10}}\cdot 4312,5Hz = 0,965mW$$

Dado que la atenuación se supone constante en cada subcanal, se puede aproximar la atenuación en cada subcanal como la atenuación a la frecuencia central. Por tanto, la potencia recibida en cada subcanal en unidades lineales se puede calcular como

$$p_{rx_j}(mw) = \frac{p_{rx}(mw)}{10^{\frac{\alpha(f_j)\big|_{dB/Km}\cdot d(Km)}{10}}} = 0,965mw\cdot 10^{-\frac{\left(0.629+7.614\sqrt{f_j(MHz)}\right)\cdot d(Km)}{10}}$$

Para el caso del subcanal $j = 224$ se obtiene

$$f_{224}(MHz) = 135,84375\cdot 10^{-3} + 224\cdot 4,3125\cdot 10^{-3} = 1,10184375$$

Sustituyendo en la expresión de potencia recibida para una distancia de la central al usuario de 1,5 Km

$$p_{rx_{224}}(mw) = 0,965mw\cdot 10^{-\frac{\left(0.629+7.614\sqrt{1.10184375}\right)\cdot 1,5Km}{10}} = 0,049mw$$

d) La potencia de ruido térmico en la toma de usuario se puede obtener como

$$n_{termico}(mw) = k(J/K)\left(T_S(K)+T_{eq}(K)\right)B(Hz)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}} \approx k(J/K)T_S(K)B(Hz)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}$$

Puesto que

$$\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)_{central} = \frac{p_{tx}(mw)}{k(J/K)T_S(K)B(Hz)}$$

$$T_S(K) = \frac{p_{tx}(mw)}{\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)_{central} k(J/K)B(Hz)}$$

entonces la potencia de ruido térmico en toma de usuario viene dada por

$$n_{termico}(mw) \approx \frac{p_{tx}(mw)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}}{\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)_{central}}$$

La densidad espectral de ruido de telediafonía viene dada por

$$g_{telediafonia}(mw/Hz) = g_{rx_j}(mw/Hz)\cdot 10^{-\frac{PS-ELFEXT_T(dB)}{10}}$$

donde $PS - ELFEXT_T(dB)$ corresponde a todo el enlace entre central y usuario

Puesto que se supone que $PS - ELFEXT_T(dB)$ es constante dentro de un subcanal, se puede aproximar

$$PS - ELFEXT_T(f) \approx PS - ELFEXT_T(f_j),\ \ f_j - 4,3125KHz \le f \le f_j + 4,3125KHz$$

El ruido de telediafonía en un subcanal se puede calcular como

$$n_{telediafonia}(mw) = g_{telediafonia}(mw/Hz)\cdot B(Hz) \approx g_{rx_j}(mw/Hz)\cdot 10^{-\frac{PS-ELFEXT_T(dB)}{10}}\cdot B(Hz)$$

La relación señal a ruido total en toma de usuario en un canal se puede calcular como

$$\left(\frac{S}{n_{total}}\right)_{usuario} = \frac{p_{rx_j}(mw)}{n_{termico}(mw)+n_{telediafonia}(mw)} = \frac{p_{tx}(mw)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}}{\frac{p_{tx}(mw)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}}{\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)_{central}} + g_{rx_j}(mw/Hz)\cdot 10^{-\frac{PS-ELFEXT_T(dB)}{10}}\cdot B(Hz)}$$

$$\left(\frac{S}{n_{total}}\right)_{usuario} = \frac{p_{tx}(mw)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}}{\frac{p_{tx}(mw)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}}{\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)_{central}} + p_{tx}(mw)10^{-\frac{\alpha(f_j)d}{10}}\cdot 10^{-\frac{PS-ELFEXT_T(dB)}{10}}}$$

$$\left(\frac{S}{n_{total}}\right)_{usuario} = \frac{1}{\frac{1}{\left(\frac{S}{n_{termico}}\right)_{central}} + 10^{-\frac{PS-ELFEXT_T(dB)}{10}}}$$

Febrero 2004 – Problema 1

a) f_j Entre $f_i = 138\,kHz$ y $f_s = 1104\,kHz$ hay $n_{down} = 224$ portadoras

$$\Rightarrow B_{portadora} = \frac{1104 - 138}{224}\,kHz = 4'3125\,kHz$$

Por tanto:

$$f_j = f_{ini} + \frac{B_{portadora}}{2} + (j-1)\cdot B_{portadora}$$

$$= 140'15625\,kHz + (j-1)\cdot 4'3125\,kHz$$

$$\boxed{f_j = 135'84375\,kHz + j\cdot 4'3125\,kHz}$$

b) Expresión de la atenuación como $\alpha(f) = k_1 + k_2\sqrt{f(MHz)}\ dB/km$

$\phi = 0'8\,mm$, $\rho_{Cu} = 17'24\ \Omega mm^2/km$ $\Big\}$ $R(0) = \frac{8\rho}{\pi d^2} = 68'595\ldots\ \Omega/km$ (A)

$C = 50\,nF/km = 50\cdot 10^{-9}\,F/km$

$L = 0'7\,mH/km = 0'7\cdot 10^{-3}\,H/km$

$G \simeq 0$

· Obtengamos $R(f)$

$u = 21'4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)}$

para la frec mas baja $_{138\,kHz}$ $u = 3'1798\ldots > 2$

En toda la banda:

$$R(f) \equiv \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right] \qquad \frac{8u^6}{3^6} = 11'34 > 10$$

$\Downarrow$

aprox muy alta frecuencia

$$\boxed{R(f) \cong \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}\,u\right] = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}\cdot 21'4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)}\right]}$$

para frec mas baja $f_i = 138\,kHz$ $\quad \frac{R}{\omega L} = \frac{\frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}\cdot 21'4\cdot 0'4\cdot\sqrt{f(MHz)}\right]}{2\pi f\cdot 0'7\cdot 10^{-3}} = 0'3106 < 0'4$

$\Downarrow$

aprox alta frec

$$\alpha_{AF}(f)(dB/km) \cong 8'68\cdot\frac{R(f)}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$= 8'68\cdot\frac{\frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}\cdot 21'4\cdot 0'4\cdot\sqrt{f(MHz)}\right]}{2}\sqrt{\frac{50\cdot 10^{-9}}{0'7\cdot 10^{-3}}}$$

$$= 0'6290180706 + 7'614683988\sqrt{f(MHz)}$$

$$\boxed{\alpha_{AF}(f) \simeq 0'629 + 7'614\cdot\sqrt{f(MHz)}}$$

c) Potencia recibida en mW en cada subcanal j en función de j y d(km)

G_{TX} conocido $\longrightarrow$ $G_{RX}|_{f_i} = G_{TX}|_{f_i} - \alpha|_{f_i} \cdot d$ $\longrightarrow$ $g_{RX}(mW/Hz)|_{f_j}$ $\longrightarrow$ $P_{TX_j} \cong g_{RX}|_j \cdot B_{portad}$

(sustituir f_i)

$G_{TX}(dBm/Hz) = -36'5\ dBm/Hz$

$\alpha(f_j) = 0'629 + 7'614\sqrt{f_j \cdot 10^{-6}}\ dB/km$

$= 0'629 + 7'614\sqrt{(0'13584375 + j\,0'0043125)}\ dB/km$

Por tanto:

$G_{RX}(f_j) = G_{TX}(f_i) - \alpha(f_i) \cdot d(km)$

$G_{RX}(f_j) = -36'5\ dBm/Hz - (0'629 + 7'614\sqrt{(0'13584375 + 0'0043125)}) \cdot d(km)$

dBm/Hz

en lineal:

$g_{RX}(f_j)(mW/Hz) = 10^{\frac{G_{RX}(f_j)}{10}}$

y finalmente:

$P_{RX_j}(mW) = g_{RX}(f_j) \cdot B_{portadora}$

$$P_{RX_j}(mW) = 4'3125 \cdot 10^3 \cdot 10^{\frac{-36'5 - (0'629 + 7'614\sqrt{0'13584375 + j\,0'0043125}) \cdot d(km)}{10}}$$

$$= 0'965\,mW \cdot 10^{-\frac{(0'629 + 7'614\sqrt{f_j(MHz)}) \cdot d(km)}{10}}$$

Para $j = 224$ y $d = 1'5\,km$

$f_{224}(MHz) = 0'13584375 + 224 \cdot 0'0043125$

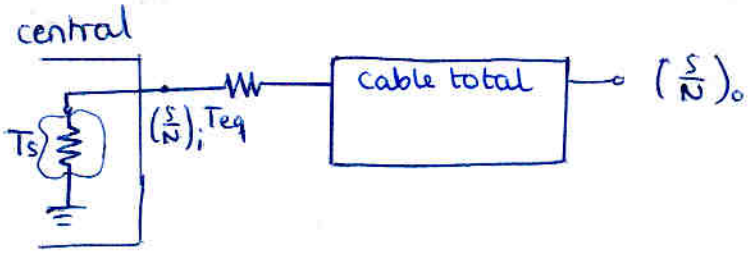
$= 1'10184375\ MHz$

sustituyendo:

$$P_{RX_{224}} = 0'0491\ mW$$

d) Demuestre que si $T_{eq} \ll T_s$ entonces $\left(\frac{S}{N}\right)_o$ depende únicamente de $\left(\frac{S}{N}\right)_i$ y de PS_ELFEXT_T

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o\ térmico} = \frac{\frac{V_o^2}{Z_o}}{K\cdot(T_{eq}+T_s)\cdot B_{eq}\cdot g} = \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}\cdot g}{K\cdot(T_{eq}+T_s)\cdot B_{eq}\cdot g}$$



si $T_{eq} \ll T_s$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o\ térmico} = \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}}{K\cdot T_s\cdot B_{eq}}$$

$$PS\_ELFEXT_T = 10\log\frac{P_{OUT}(W)}{P_{XTALK}(W)}$$

Teniendo en cuenta el ruido de XT

$$P_{xtalk}(W) = \frac{P_{OUT}(W)}{10^{\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}$$

$$P_{XTALK}(W) = \frac{V_o^2}{Z_o}\cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{\frac{V_o^2}{Z_o}}{K\,T_s\,B_{eq}\cdot g + \frac{V_o^2}{Z_o}\cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}$$

$$= \frac{\frac{V_i^2}{Z_o}\cdot g}{K\,T_s\,B_{eq}\cdot g + \frac{V_i^2}{Z_o}\cdot g\cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}$$

Siendo

$$g = \frac{P_o}{P_i} = 10^{-\frac{\alpha(dB/km)\cdot d(km)}{10}}$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{1}{\frac{K\,T_s\,B_{eq}}{V_i^2/Z_o} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}$$

siendo $\left(\frac{C}{N}\right)_i = \frac{V_i^2/Z_o}{K\cdot T_s\cdot B_{eq}}$

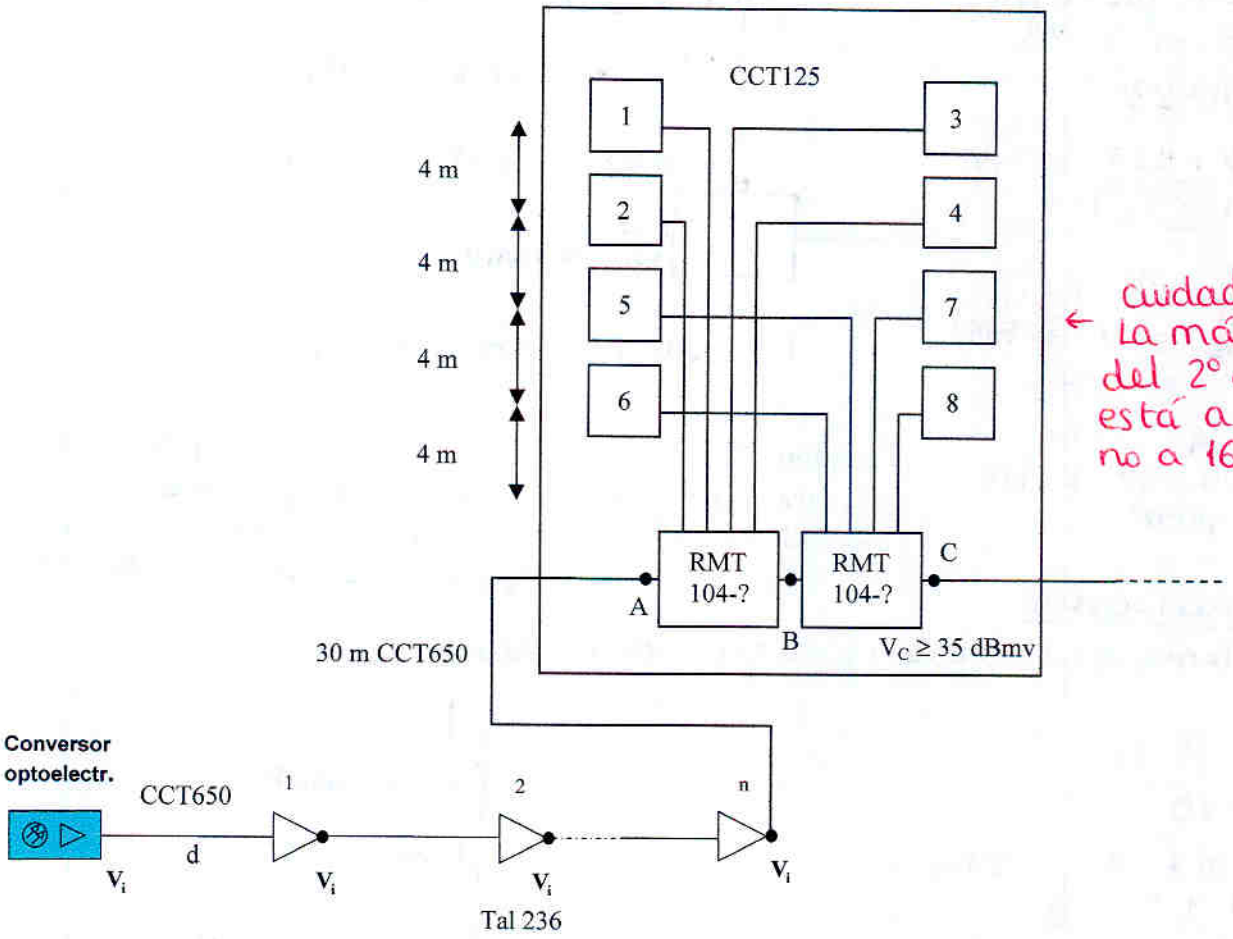
entonces:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_o = \frac{1}{\frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_i} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT}{10}}}$$

Enero 2005 - Problema 2

PROBLEMA 2 (enero 2005) (3,5 puntos)

Se dispone de un sistema de distribución de CATV como el de la figura, en el cual se han empleado secciones de repetición iguales de longitud máxima, cable + amplificador con cable coaxial CCT650 y amplificadores Ikusi-Tal236. El sistema da servicio a las viviendas de varios edificios, el primero de los cuales se muestra en la figura. Se considera la banda de descenso, con frecuencias límite 86 y 862 MHz.



cuidado, la más lejana del 2º derivador está a 8 m no a 16 m.

Se pide:

a) Considerando que en todas las tomas debe ser $V_o \geq 10$ dBmv y que la tensión en el punto C, debe ser $V_c \geq 35$ dBmv para poder dar servicio al resto de edificios contiguos, seleccione los dos derivadores del edificio de la figura, de forma que la tensión V_i necesaria a la salida del último amplificador sea mínima. Obtenga dicha tensión V_i mínima (aproxímense las pérdidas de derivación y paso de los derivadores a 862 MHz por las pérdidas nominales indicadas en los catálogos en el tramo 600-860 MHz). **[2 puntos]**

b) Suponiendo que los dos derivadores son RMT104-26 y que la tensión V_i a la salida del último amplificador es plana, calcule el valor mínimo de preacentuación necesario a la salida del último amplificador teniendo en cuenta únicamente las tomas del edificio de la figura para que se cumplan las especificaciones del RD 2066/96. **[1.5 puntos]**

Datos:
CCT125: α(86 MHz) = 4.3 dB/100 m.
CCT540, CCT650: α(86 MHz) = 1.7 dB/100 m.

a) Consideramos siempre caso peor vivienda más alta y caso peor $f = 862\,MHz$

Atenuación de CCT 125

$$\alpha_{CCT125}(862\,MHz) = 13'1\ dB/100\,m = 0'131\ dB/m$$

Segundo derivador:

Inicialmente probamos con $35 - 9'89 \simeq 25$

- con $104 - 23$

$V_{in} > \cancel{9'8952} + 22'7 = \cancel{32'5952}$ (11'048 / 33'748)

$V_{in} > 35 + 1 = 36$

- con $104 - 26$

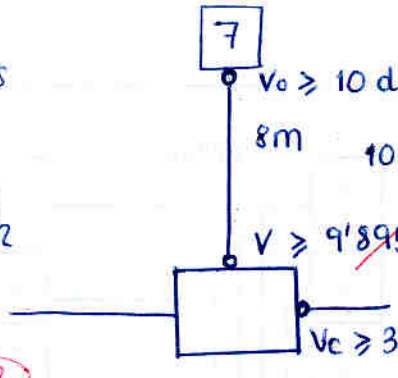
$V_{in} > \cancel{9'8952} + 25'7 = \cancel{35'5952}$ (11'048 / 36'748)

$V_{in} > 35 + 0'8 = 35'8$

- con $104 - 29$

$V_{in} > 11'048 + 28'8 = 38'6952$

ya se pasa



¡fatal!!! Había puesto signo negativo!!!!

Por tanto escogemos el 104-~~26~~ ///

104 - 23

que aunque proporciona idéntico Vi que 104-20, proporciona un valor en V_o más cercano a 10 dBmV

↓

menor desequilibrio entre tomas

- con 104-20

$V_{in} > 11'048 + 20'1 = 31'148$

$V_{in} > 35 + 1 = 36$

Primer derivador

Tomamos trano de cable entre derivadores nulos.

$36 - 12 \simeq 24$

- con $104 - 20$

$V_{in} > 12'096 + 20'1 = 32'196$

$V_{in} > 36 + 1'0 = 37$

- con $104 - 23$

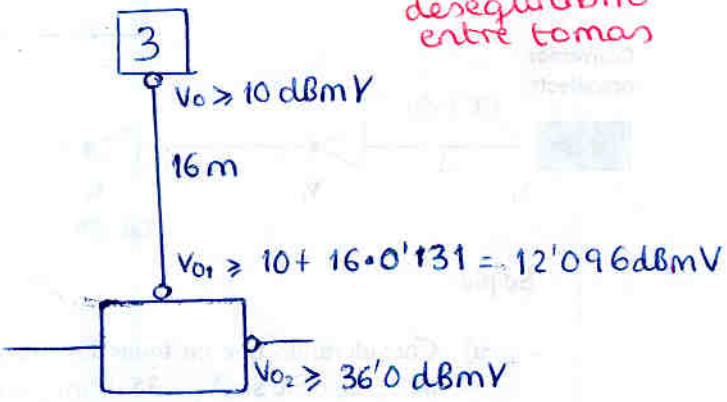
$V_{in} > 12'096 + 22'7 = 34'796$

$V_{in} > 36 + 1 = 37$

- con $104 - 26$

$V_{in} > 12'096 + 25'7 = 37'796$

$V_{in} > 36 + 0'8 = 36'8$



¿cual escogemos?

El que de un menor desequilibrio entre tomas

con 104-20; $37 - 20'1 - 16 \times 0'131 = 14'804$

con 104-23; $37 - 22'7 - 16 \times 0'131 = 12'204$ → se parece más a 10

Tomamos éste

escogemos el 104 - 23 ////

Nota:	11	14	17	20	23	26	29	32
through loss (862 MHz) (dB)	4'2	2'3	1'6	1'0	1'0	0'8	0'8	0'8
tap-loss (862 MHz) (dB)	10'4	14'3	16'4	20'1	22'7	25'7	28'8	30'9

ESPECIFICACIONES RD 2066/1996

Diferencia de nivel entre canales (dB).....≤ 12

Producto intermodulación 2° orden CSO (dB).....≤ -54

Triple batido compuesto CTB(dB).....≤ -52

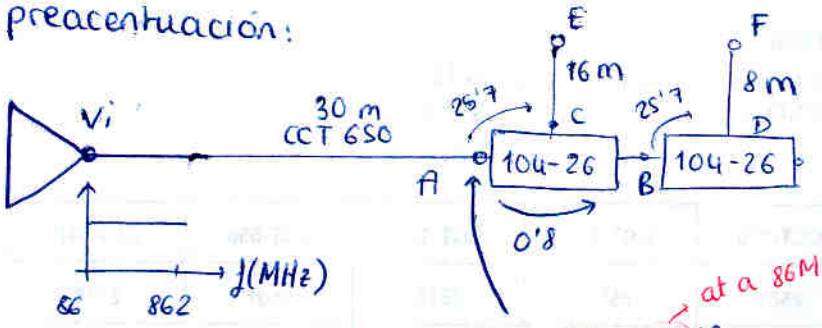
Model		CCT-170	CCT-125	CCT-126	CCT-650	CCT-540
Ref.		2502	2514	2515	2507	2518
Inner conductor Diameter	mm	Cu 1.15	Cu 1.65		Copper clad aluminium 3.15	
Dielectric Diameter	mm	Foam PE 5	Foam PE 7.1		Foam PE 13	
Outer conductor Diameter	mm	Al(tape) + Cu/Sn(braid) 5.5	Al (tape + Cu/Sn(braid) 7.8		Al (tube) 13.7	
Outer sheath (black) Diameter	mm	PE 7.5	PE 10.2		PE 15.4	
Characteristic impedance	Ω	75 ±3	75 ±3		75 ±2	
Maximum attenuation at 20 °C** 1 - 100 MHz 200 500 600 750 862	dB/100m	5.8 8.0 12.9 14.1 16.2 17.3	4.6 6.2 10.1 11.0 12.3 13.1		2.1 3.0 4.9 5.4 6.1 6.5	
DC resistance of inner conductor outer conductor	Ω/100m	1.68 1.14	0.9 1.2		0.33 0.19	

Amplificador						
Model			**TAL-223**	**TAL-226**	**TAL-233**	**TAL-236**
Ref.			**2969**	**2961**	**2960**	**2962**
Operating supply voltage		V	24...60	24...60	185...265	185...265
Bandwidth - Forward way		MHz	47 - 862	86 - 862	47 - 862	86 - 862
Bandwidth - Reverse way		MHz	5 - 30	5 - 55	5 - 30	5 - 55
Response flatness		dB	+/- 0,5			
Max gain	config.: 1 output	dB	32			
	config.: 2 symmetrical outputs		2 x 28			
	config.: 2 asymmetrical outputs		31, 20			
Input attenuator		dB	0 - 20			
Continuous slope control		dB	0 - 18			
Output level [1]		dBuV	121			
Output level [2]		dBuV	115			
Output level CSO= -60 dB, 42 channels		dBuV	108			
Output level CTB= -60 dB, 42 channels		dBuV	111			
Noise figure (max gain)		dB	< 6,5			
Output test		dB	- 20,5/-19,5			
Consumption: w/o R/W Amplifier		VA	16,4 / 18			
Maximum AC through current		A	10			
Hum modulation, @10A		dB	<- 76			
Screening factor		dB	80			
Operating temperature range		C	- 20...55			
Outside dimensions		mm	210 x 148 x 100			

[1] - IMD360 dB (DIN 45004 B)
[2] - IMD260 dB

b) El valor mínimo de preacentuación vendrá dado por la máxima diferencia de nivel entre canales

Sin preacentuación:



Veamos cual es la peor toma:

en A:

86 MHz: $V_i - \frac{30}{100} \times 1'7\ dB/100m = V_i - 0'51$ (a 86 MHz)

862 MHz: $V_i - \frac{30}{100} \times 6'5\ dB/100m = V_i - 1'95$ (a 862 MHz)

en C:

86 MHz: $V_i - 0'51 - 25'7 = V_i - 26'21$

862 MHz: $V_i - 1'95 - 25'7 = V_i - 27'65$

en E:

86 MHz $V_i - 26'21 - \frac{16}{100} \cdot 4'3 = V_i - 26'898$

862 MHz $V_i - 27'65 - \frac{16}{100} \cdot 13'1 = V_i - 29'746$

Diferencia entre canales en E: 2'848 dB

en B

86 MHz: $V_i - 0'51 - 0'8 = V_i - 1'31$

862 MHz: $V_i - 1'95 - 0'8 = V_i - 2'75$

en D

86 MHz: $V_B - 25'7 = V_i - 27'01$

862 MHz: $V_B - 25'7 = V_i - 28'45$

en F

86 MHz: $V_D - \frac{8}{100} \cdot 4'3 = -27'354$

862 MHz: $V_D - \frac{8}{100} \cdot 13'1 = -29'498$

Diferencia entre canales en F: 2'144 dB

Vemos que la peor toma es la E

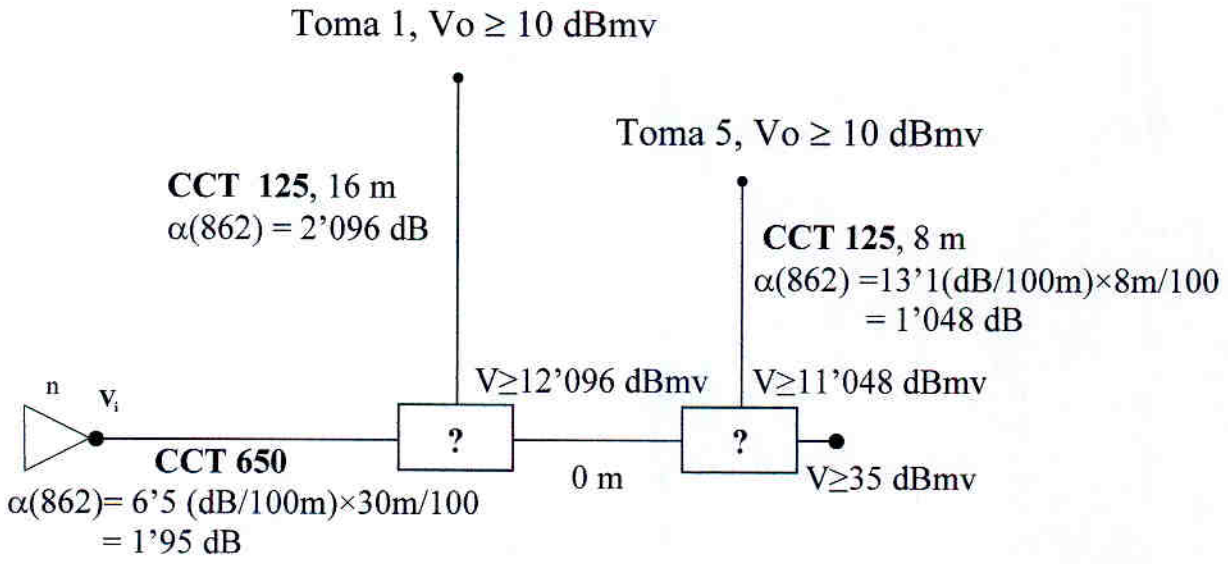
como 2'848 dB < 12 dB

El edificio de la figura no requiere preacentuación

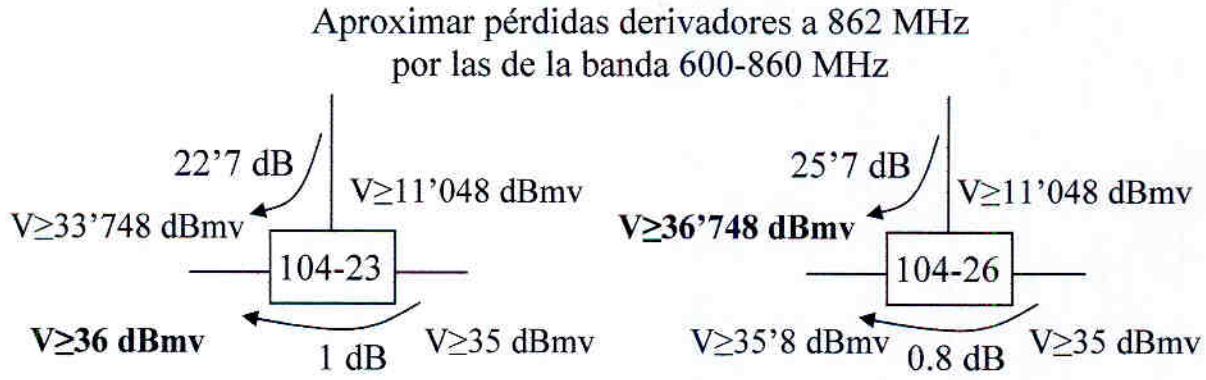
Model		RMT104-	4	11	14	17	20	23	26	29	32
Ref.			2663	2664	2665	2666	2667	2668	2669	2670	2671
Through loss NOMINAL (MAXIMUM)	5 - 50 MHz	dB	-	3,2 (3,7)	1,5 (1,9)	0,9 (1,4)	0,7 (1,1)	0,5 (0,9)	0,5 (0,9)	0,5 (0,9)	0,5 (0,9)
	50 - 600 MHz		-	4,1 (4,4)	2,0 (2,4)	1,2 (1,8)	0,8 (1,4)	0,7 (1,3)	0,6 (1,3)	0,5 (1,1)	0,5 (1,3)
	600 - 860 MHz		-	4,2 (4,6)	2,3 (3,0)	1,6 (2,3)	1,0 (1,8)	1,0 (1,8)	0,8 (1,6)	0,8 (1,6)	0,8 (1,6)
	860 - 1000 MHz		-	4,4 (4,8)	3,1 (3,7)	2,4 (3,1)	1,4 (2,2)	1,4 (2,2)	1,0 (1,8)	0,9 (1,8)	0,9 (1,8)
Tap loss (+/-1 dB)	5 - 50 MHz	dB	7,0	10,3	13,7	17,7	20,2	23,1	25,5	28,6	31,4
	50 - 600 MHz		6,9	10,2	14,2	17,2	20,3	23,2	25,8	29,0	31,6
	600 - 860 MHz		7,2	10,4	14,3	16,4	20,1	22,7	25,7	28,8	30,9
	860 - 1000 MHz		7,4	10,8	14,2	15,7	20,6	23,5	26,3	28,4	30,9
Taps-to-output isolation	5 - 50 MHz	dB	-	19	20	26	35	35	38	40	42
	50 - 600 MHz		-	22	22	20	33	32	30	39	41
	600 - 860 MHz		-	20	20	20	30	28	26	30	32
	860 - 1000 MHz		-	19	19	19	29	27	25	27	31
Return loss		dB	16								
Hum modulation (6 A)		dB	<-70								
Outside dimensions		mm	90 x 90 x 60								
Packed weight		g	300								

SOLUCIÓN:

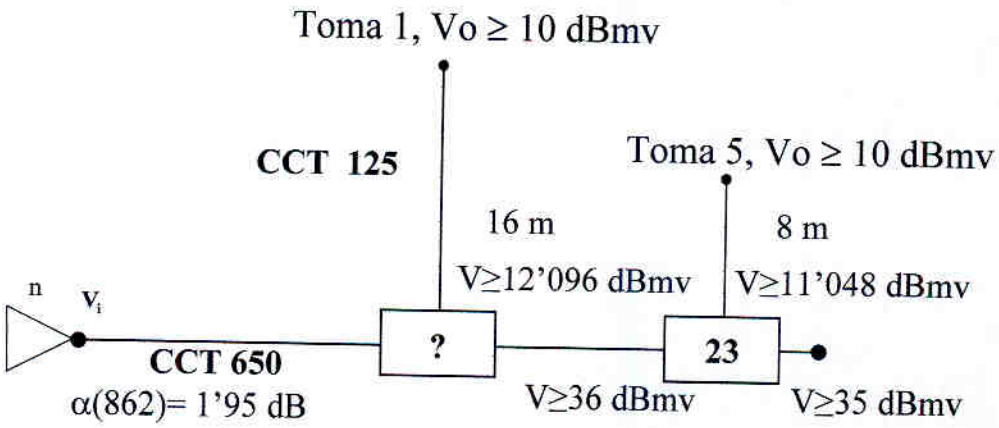
a) Puesto que la tensión en las tomas debe ser Vo ≥ 10 dBmv, se realizarán los cálculos a 862 MHz, frecuencia a la que se produce mayor atenuación en los cables, y en las viviendas más altas:



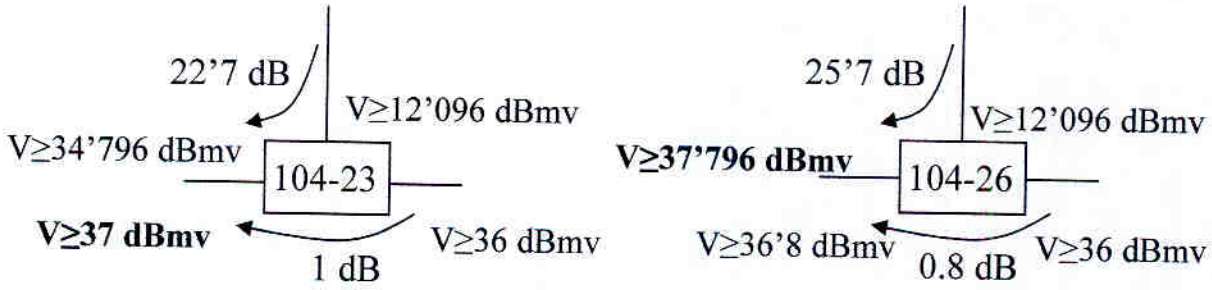
Para saber por cuál derivador se debe comenzar a probar: 35 dBmv+L_{pmin}-L_d≈11'048 dBmv⇒ 35 dBmv+0.8-L_d ≈11'048 dBmv ⇒ L_d ≈35'08-11'048 = 24'752 dB⇒ Empezamos desde el RMT104-23, luego el 26, etc.



Tensión mínima con el 23: 36 dBmv. Tensión mínima con el 26: 36'748 dBmv: El mínimo de los dos es 36 dBmv: **derivador elegido el RMT104-23**. Los derivadores 29 y 32 darían una tensión mayor (11'048+28'8 = 39'848 dBmv, 11'048+30'9 = 41'948 dBmv). El derivador RMT104-20 también da los mismos resultados puesto que tiene pérdidas de paso de 1 dB iguales que el 23. Sin embargo el 20 produce un mayor desequilibrio entre las tomas ya que en caso de colocar el 20 la tensión 35+1-20'1=15'9 dBmv se aleja más de 11'048 dBmv que si colocamos el 23: 35+1-22'7 = 13'3 dBmv.



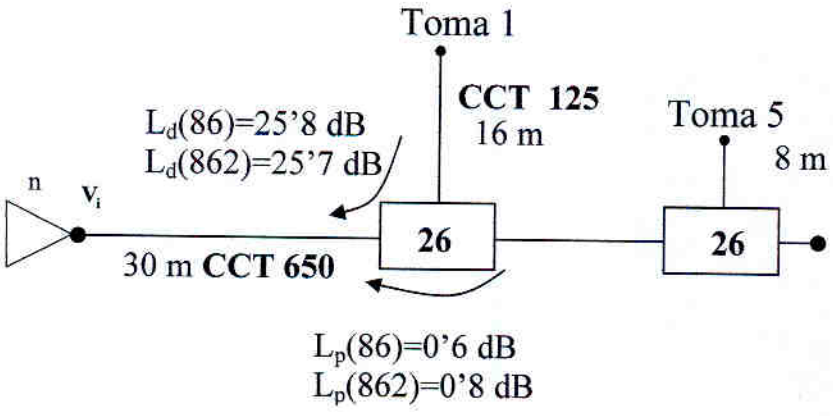
Para saber por cuál derivador se debe comenzar a probar: $L_d \approx 36'8-12'096 = 24'704$ dB $\Rightarrow$ Empezamos desde el RMT104-23, luego el 26, etc.



Tensión mínima con el 23: 37 dBmv. Tensión mínima con el 26: 37'796 dBmv. El mínimo de los dos es 37 dBmv, **el derivador elegido es el RMT104-23**. Los derivadores 29 y 32 darían una tensión mayor. El derivador RMT104-20 también da los mismos resultados puesto que tiene pérdidas de paso de 1 dB iguales que el 23. Sin embargo, igual que en el caso anterior el 20 produce un mayor desequilibrio entre las tomas ya que en caso de colocar el 20 la tensión 36+1-20'1=16'9 dBmv se aleja más de 12'096 dBmv que si colocamos el 23: 36+1-22'7 = 14'3 dBmv. Así la tensión V_i mínima necesaria será:

$$\mathbf{V_i \geq 37+1.95 = 38'95\ dBmv.}$$

b) Para obtener el valor mínimo de preacentuación primero hay que calcular la diferencia de nivel máxima en las tomas del edificio que indica el problema, tomas 1-8. Las tomas con mayor desnivel serán las que tengan una mayor longitud de cable: tomas 1 y 5:



Si llamamos Δ_i a la diferencia de nivel entre canales a 86 y 862 MHz se tiene que:

Toma 1: Δ_1= 6'5 (dB/100m)×30m/100 + L_d(862)+ 13'1 (dB/100m)×16m/100 –
1'7 (dB/100m)×30m/100 + L_d(86) + 4'3 (dB/100m)×16m/100 = 2'748 dB

Toma 5: Δ_5= 6'5 (dB/100m)×30m/100 + L_p(862) + L_d(862)+ 13'1 (dB/100m)×8m/100 –
1'7 (dB/100m)×30m/100 + L_p(86) + L_d(86)+ 4'3 (dB/100m)×8m/100 = 2'244 dB

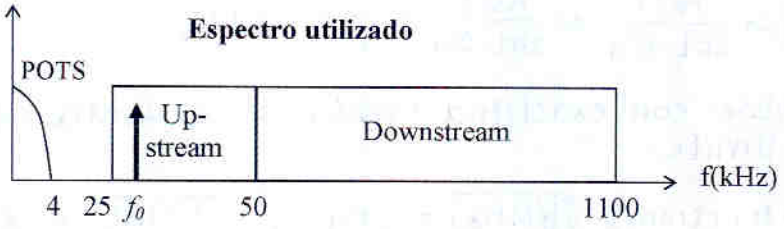
Puesto que la máxima diferencia de nivel entre canales es 2'748 dB < 12 dB, en lo que respecta al edificio de la figura no hace falta preacentuación, el tilt mínimo de la preacentuación es 0 dB.

Junio 2004 - Problema 2

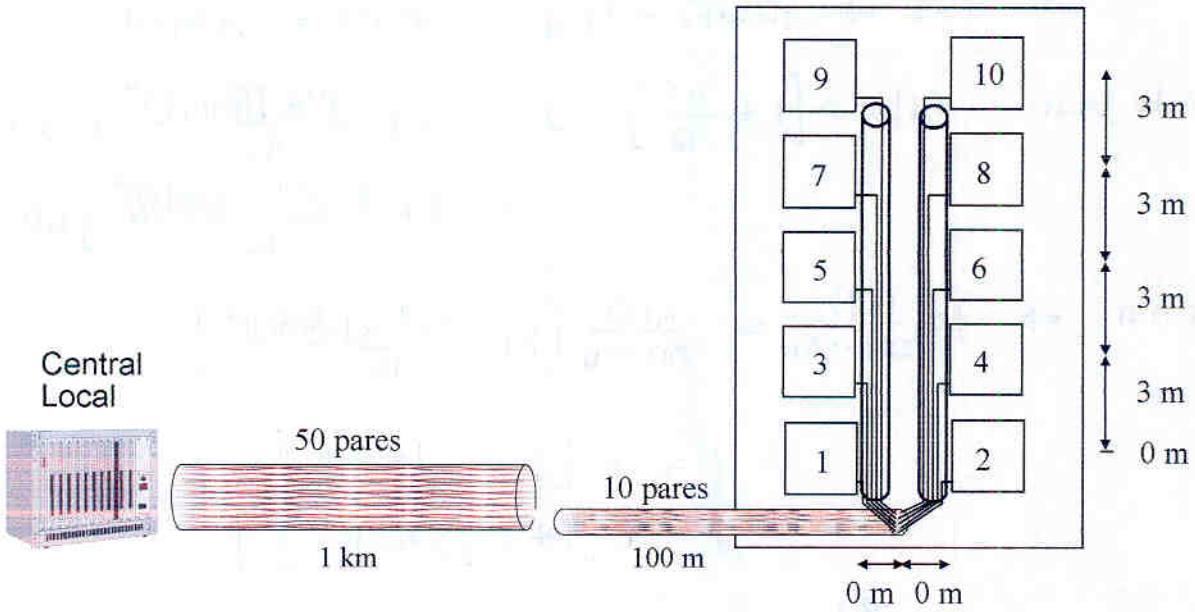
Junio 2004

PROBLEMA 2 [3.5 Puntos]

Un operador de telecomunicaciones ofrece servicios digitales a sus abonados a través de una red de distribución que utiliza el bucle de abonado telefónico. El espectro utilizado en *upstream* va de 25 kHz a 50 kHz y en *downstream* de 50 kHz a 1'1 MHz. Para pruebas de test y control del sistema, la Central Local transmite una portadora (tono piloto) a frecuencia f_0 de potencia C_i = -30 dBm, con una relación portadora a ruido $(C/N)_i$ = 60 dB. El cable de pares tiene un diámetro de 0.8 mm y presenta una capacidad de 50 nF/Km y una inducción de 0.7 mH/Km aproximadamente constantes en la banda de 25 a 1100 kHz. La resistividad del cobre es $r = 17'24\ \Omega mm^2 / Km$.



A la salida de la Central Local, los pares se agrupan en mangueras de 50 unidades, de longitud 1 Km, que a su vez se dividen en mangueras de 10 pares, de 100 m, hasta los edificios de los abonados. El edificio a analizar se compone de planta baja (0 m de altura) y 4 pisos de 3 m de altura cada uno. En el interior del edificio la mitad de los pares discurre por un tubo independiente hasta desviarse cada cable de pares hacia cada vivienda de número impar. Análogamente sucede con la otra mitad para las viviendas pares (véase figura). Ambos tubos son independientes y están perfectamente aislados uno del otro.



a) Utilizando las aproximaciones oportunas obtenga la expresión de la atenuación del cable de pares en función de la frecuencia **en dB/Km** para la banda upstream. (**1 Punto**)

b) Indique en qué tomas se producirá el máximo y mínimo PS-ELFEXT total y obtenga la expresión del mismo **expresado en dB** en función de la frecuencia en dichas tomas. Comente los resultados. (**1 Punto**)

a) atenuación del cable de pares en upstream (25 - 50 kHz)

$\varnothing = 0'8\,mm$ $\qquad C = 50nF/km = 50\cdot 10^{-9}\,F/km$

$\rho_{cu} = 17'24\,\frac{W\cdot mm^2}{km}$ $\qquad L = 0'7\,mH/km = 0'7\cdot 10^{-3}\,H/km$

Empiezo por calcular $R(0\,Hz)$

$$\boxed{R(0) = \frac{8\rho}{\pi d^2}} = \frac{8\cdot 17'24}{\pi\cdot 0'8^2} = 68'596\ldots \text{ (A) } \Omega/km$$

sabérselo!!!! $\quad = 2\cdot\frac{\rho}{\pi r^2} = 2\cdot\frac{\rho}{S}$

¿Podemos considerar aproximación alta frecuencia?

$$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow f > \frac{R(f)}{2\pi L\cdot 0'4} \simeq \frac{R(0)}{2\pi L\cdot 0'4} = 38'99\,kHz$$

Habrá que obtener con exactitud (teniendo en cuenta efecto pelicular) la frecuencia límite.

$$u = 21'4\cdot r(mm)\cdot\sqrt{f(MHz)} = 21'4\cdot\frac{0'8}{2}\cdot\sqrt{f(MHz)} = 8'56\sqrt{f(MHz)}$$

efecto pelicular $\Leftrightarrow u > 1 \Rightarrow f(MHz) > \left(\frac{1}{8'56}\right)^2 = 0'013647\,MHz = 13'647\,kHz$

Por lo tanto: $\quad R(f) \simeq \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$

$\frac{R}{\omega L} < 0'4$

se cumple $u < 2$?

$u < 2 \Rightarrow f(MHz) < \left(\frac{2}{8'56}\right)^2 = 0'05459 = 54'59\,kHz$

Por lo tanto $\quad R(f) \simeq \left[1 + \frac{u^4}{92}\right]R(0) = \left[1 + \frac{(8'56\sqrt{f(MHz)})^4}{92}\right]R(0)$

$$= \left[1 + \frac{8'56^4\cdot(f(MHz))^2}{92}\right]R(0)$$

$$\frac{R}{\omega L} < 0'4 \Rightarrow f > \frac{R(f)}{2\pi L\cdot 0'4} \simeq \underbrace{\frac{R(0)}{2\pi L\cdot 0'4}}_{(B)}\left[1 + \frac{8'56^4\cdot(f(MHz))^2}{92}\right]$$

$$f > B\left[1 + C\left[f(MHz)\right]^2\right]$$

$$f > B\left[1 + C\left[f(Hz)\cdot 10^{-6}\right]^2\right]$$

$$f > B\left[1 + C f^2(Hz)\cdot 10^{-12}\right] \Rightarrow f > B + BC\cdot 10^{-12} f^2(Hz)$$

$$BC\cdot 10^{-12} f^2 - f + B < 0 \longrightarrow f_1 < 396'227\,kHz$$

$$af^2 + bf + c < 0 \longrightarrow f_2 > 43'246\,kHz$$

este resultado es sólo válido para $u < 2$ $\Rightarrow f < 54'59\,kHz$ i.e. el límite superior f_1 no tiene sentido.

Por lo tanto $\quad f < 43'25\,kHz \Rightarrow$ Expresiones de Rosen

$f > 43'25\,kHz \Rightarrow$ Aproximación Alta Frecuencia

c) Si, para pruebas de test, se transmite únicamente el tono piloto introducido por la central, obtenga la expresión de la potencia de ruido de telediafonía en la toma de usuario 9 en función de la frecuencia f_0 del tono, **expresado en dBm**. Particularice el resultado para una frecuencia de 47.5 KHz (**0.75 Puntos**)

d) Considerando que el cable de pares se encuentra a una temperatura T_o, obtenga el nivel de ruido térmico en la toma de usuario 9 en función de la frecuencia central f_1 de un cierto subcanal upstream con un ancho de banda equivalente de ruido de 4 KHz, (aproxime la atenuación en el ancho de banda del canal por la atenuación a f_1), **expresado en dBm**. Particularice el resultado para una frecuencia de 47.5 KHz (**0.75 Puntos**)

Algunas fórmulas y datos de interés

$$PS\text{-}\ ELFEXT(dB) = 10\log\frac{\frac{49}{N}\,\frac{0.6}{}}{\psi\, f^2\, d},\quad \psi = 2{,}623\times10^{-7},\ f\ (\text{MHz})\ \text{y}\ d(\text{m})$$

$$a = |g|\,\text{sen}\,\frac{d_c + d_d}{2} = \sqrt{\frac{RwC}{\text{sen}\,d_c \times \cos d_d}}\times\text{sen}\,\frac{d_c + d_d}{2};\quad d_c = \text{atan}\,\frac{R}{wL};\quad d_d = \text{atan}\,\frac{G}{wC}$$

$$a_{AF} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}};\qquad a_{BF} = \sqrt{\frac{wRC}{2}}$$

Efecto pelicular:

$$\left.\frac{\text{R}(f)}{\text{R}(0)}\right|_{u<2} = 1 + \frac{u^4}{92};\quad \left.\frac{\text{R}(f)}{\text{R}(0)}\right|_{u>2} = \frac{1}{4}\times\left(1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right)\qquad \text{u} = 21{,}4\times \text{r}_o(mm)\times\sqrt{f(MHz)}$$

$k = 1.38\times10^{-23} J/K$

- $0 < f < 43'25\,kHz$

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \sqrt{\frac{R\omega C}{\operatorname{sen}\delta_c \cdot \cos\delta_d}} \cdot \operatorname{sen}\frac{\delta_c + \delta_d}{2}$$

$$\delta_c = \operatorname{atan}\left(\frac{R}{\omega L}\right) \qquad \delta_d = \operatorname{atan}\left(\frac{G}{\omega C}\right) = 0 \quad (G=0)$$

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R\omega C}{\operatorname{sen}\delta_c}} \cdot \operatorname{sen}\frac{\delta_c}{2} = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R(f)\cdot\omega\cdot C}{\operatorname{sen}\left(\operatorname{atan}\left(\frac{R(f)}{\omega L}\right)\right)}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\operatorname{atan}\left(\frac{R(f)}{\omega L}\right)}{2}\right)$$

$R = R(f)$ ya que $u > 1$, $f > 13'647\,kHz$

siendo:

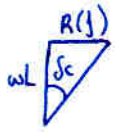
$$R(f) = R(0)\left[1 + \frac{8'56^4}{92}(f(MHz))^2\right]$$

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{R(f)\omega C}{\operatorname{sen}\left(\operatorname{atan}\left(\frac{R(f)}{\omega L}\right)\right)}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\operatorname{atan}\left(\frac{R(f)}{\omega L}\right)\right) \; dB/km$$

NOTA:

$\delta_c = \operatorname{atan}\left(\frac{R(f)}{\omega L}\right)$

$\tan\delta_c = \frac{R(f)}{\omega L}$



por tanto $\operatorname{sen}\delta_c = \dfrac{R(f)}{\sqrt{(R(f))^2 + (\omega L)^2}}$

$$\alpha(dB/km) = 8'68 \cdot \sqrt{\omega C} \cdot \sqrt[4]{R(f)^2 + (\omega L)^2} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\operatorname{atan}\left(\frac{R(f)}{\omega L}\right)\right) dB/km$$

siendo $R(f) = R(0)\left[1 + \frac{8'56^4}{92}(f(Hz)\cdot 10^{-6})^2\right]$

$= 68'596\left(1 + 58'36 \cdot 10^{-12} \cdot (f(Hz))^2\right)$

siendo $\omega = 2\pi f(Hz)$

- $43'25\,kHz < f < 50\,kHz$

↑ fin de la banda upstream

$$\alpha_{AF}(dB/km) = 8'68 \cdot \frac{R(f)}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} = 8'68 \cdot \sqrt{\frac{50\cdot 10^{-9}}{0'7\cdot 10^{-3}}} \cdot \frac{1}{2}\left(68'596\left(1 + 58'36\cdot 10^{-12} f^2\right)\right)$$

$$\alpha(dB/km) = 2'516 + 146'84 \cdot 10^{-12} f^2 \; dB/km$$

b) En que tomás se obtendrá máximo y mínimo PS_ELFEXT

En la planta baja habrá menor ruido de XT y por tanto mayor PS_ELFEXT
En el cuarto piso (y tercero, ya que hasta el 4º ya no hay más diafonía ya que hay solo 1 par) habrá mas ruido de XT y por tanto menor PS_ELFEXT

Viviendas 1 y 2

sabiendo que V_{XTALK} se suma en potencia se puede obtener:

$$PS\_ELFEXT_T = -10\log\left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_2}{10}}\right)$$

$$PS\_ELFEXT_1 = 10\log\frac{\left(\frac{49}{50-1}\right)^{0'6}}{\psi\cdot f^2\cdot d} = 10\log\frac{1}{2'623\cdot10^{-4} f^2}$$

$$= -10\log 2'623\cdot10^{-4} f^2$$

$$PS\_ELFEXT_2 = 10\log\frac{\left(\frac{49}{10-1}\right)^{0'6}}{\psi\cdot d\cdot f^2} = -10\log 9'489\cdot10^{-6} f^2$$

$$PS\_ELFEXT_T = -10\log\left((9'489\cdot10^{-6} + 2'623\cdot10^{-4}) f^2\right)$$

$$= -10\log\left(2'7179\times10^{-4} f^2\right)$$

$$\boxed{PS\_ELFEXT_T = -10\log f^2_{f(MHz)} + 35'658\ dB}$$

Viviendas 7, 8, 9, 10

$$PS\_ELFEXT_T = -10\log\left(10^{-\frac{PS\_ELFEXT_1}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_2}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_3}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_4}{10}} + 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_5}{10}}\right)$$

$$PS\_ELFEXT_3 = 10\log\frac{\left(\frac{49}{4-1}\right)^{0'6}}{\psi\cdot f^2\cdot d} = -10\log\left(\frac{3\psi}{\left(\frac{49}{3}\right)^{0'6}\cdot f^2}\right)$$

$$\vdots$$

$$PS\_ELFEXT_T = -10\log\left(\left[\frac{1000\psi}{\left(\frac{49}{49}\right)^{0'6}} + \frac{100\psi}{\left(\frac{49}{9}\right)^{0'6}} + \frac{3\psi}{\left(\frac{49}{3}\right)^{0'6}} + \frac{3\psi}{\left(\frac{49}{2}\right)^{0'6}} + \frac{3\psi}{\left(\frac{49}{1}\right)^{0'6}}\right] f^2\right)$$

buena generalización digna de recordar

$$= -10\log\left(2'72128\cdot10^{-4} f^2\right)$$

$$\boxed{PS\_ELFEXT_T = -10\log f(MHz)^2 + 35'652\ dB}$$

Los últimos tramos en el edificio, por tener longitudes pequeñas y pocos pares, apenas alteran el resultado en comparación.

c) Tono introducido por la central en f_0
Calcular potencia de ruido de telediafonía (en dBm) en toma 9 en función de f_0

$$PS\_ELFEXT_T(f_0)(dB) = \ldots = 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{XTALK_T}} = 10 \log \frac{P_{OUT}\ (mW)}{P_{XTALK_T}\ (mW)}$$

Por tanto

$$P_{XTALK_T} = \frac{P_{OUT}}{10^{\frac{PS\_ELFEXT_T}{10}}} = \frac{P_{IN} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}}{10^{\frac{PS\_ELFEXT_T}{10}}} = P_{IN} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT_T - \alpha d}{10}}$$

Sabiendo:

$$PS\_ELFEXT_T(f_0)(dB) = -10 \log [f_0(MHz)^2] + 35'652\ dB$$

$$\alpha\left(\frac{dB}{km}\right) \cdot d_{(km)} = \alpha\left(\frac{dB}{km}\right) \cdot 1'112\ km$$

siendo $\alpha\left(\frac{dB}{km}\right)(f)$ la que se calculó en el apartado a)

$$P_{XTALK}(dBm)(f) = 10 \log \left(P_{IN} \cdot 10^{-\frac{PS\_ELFEXT - \alpha d}{10}} \right)$$

$$P_{XTALK}(dBm)(f) = P_{IN}(dBm) - PS\_ELFEXT_T(dB) - \alpha(dB/km)(f) \cdot d\ (km)$$

$$P_{XTALK}(dBm)(f) = \underbrace{P_{IN}(dBm)}_{-30\ dBm} + 10 \log f(MHz)^2 - 35'652\ dB - \alpha(dB/km)(f) \cdot 1'112\ km$$

$$P_{XTALK}(dBm)(f) = 10 \log f(MHz)^2 - 65'652\ dB - \alpha(dB/km)(f) \cdot 1'112\ km$$

Particularizar para $f = 47'5\ kHz$

$$\alpha(dB/km)(47'5\ kHz) = (2'516 + 146'84 \cdot 10^{-12} \cdot (47'5\ kHz)^2) = 2'8473\ dB/km$$

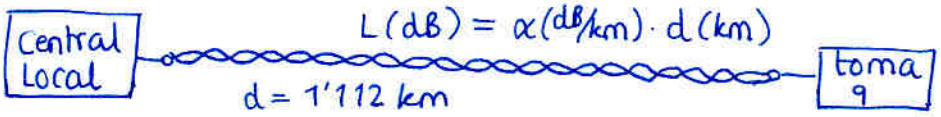
$$\alpha \cdot d = 3'1662\ dB$$

$$10 \log (f(MHz))^2 = 10 \log (0'0475)^2$$

Por tanto:

$$P_{XTALK}(dBm)(47'5\ kHz) = -95'284\ dBm$$

d) Cable de pares a T_o.
Calcular nivel de ruido termico en la toma 9 a la frecuencia central f_1 de un cierto subcanal de ancho de banda equivalente de ruido 4kHz (tomar $\alpha_{subcanal}(dB/km) \simeq \alpha(f_1)(dB/km)$)



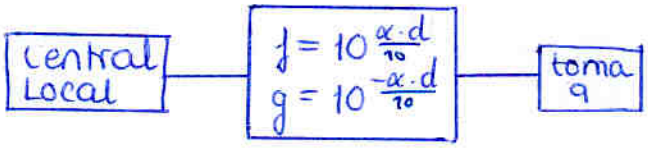
si $T_f = T_o \Rightarrow$ $F(dB) = L(dB) = \alpha(dB/km)(f_1) \cdot d(km)$

$$f = 10^{\frac{\alpha \cdot d}{10}}$$

$$g = 10^{-\frac{\alpha \cdot d}{10}}$$

$$T_{eq} = T_o(f-1) = T_o(10^{\alpha d} - 1)$$

Ruido a la salida .....



$$n_o(W) = K \cdot (T_s + T_{eq}) \cdot B_{eq} \cdot g$$

$$= K \cdot (T_s + T_o(10^{\frac{\alpha d}{10}} - 1)) \cdot B_{eq} \cdot 10^{-\frac{\alpha d}{10}}$$

T_s se obtiene a partir de $(\frac{C}{N})_i$

$$(\frac{C}{N})_i = \frac{P_i}{K \cdot T_s \cdot B_{eq}} \longrightarrow T_s = \frac{P_i}{K \cdot B_{eq} \cdot (\frac{C}{N})_i} = \frac{10^{\frac{-30dBm}{10}} \cdot 10^{-3}}{K \cdot B_{eq} \cdot (\frac{C}{N})_i} = \frac{10^{\frac{-60dBW}{10}}}{K \cdot B_{eq} \cdot (\frac{C}{N})_i} = \frac{10^{-6}}{K\, B_{eq}\, 10^{\frac{20}{10}}}$$

(para pasar a W)

$$= 18'1159\ MK$$

$$n_o(W) = K \cdot (T_s + T_o(10^{\frac{\alpha(f_1)(dB/km) \cdot d(km)}{10}} - 1) \cdot B_{eq} \cdot 10^{-\frac{\alpha(f_1)(dB/km) \cdot d(km)}{10}}$$

para $f_1 = 47'5\ kHz$

$$\alpha(f_1 = 47'5\ kHz)(dB/km) \cdot d(km) \underset{\text{ver c)}}{=} 3'1662\ dB$$

Por tanto:

$$n_o(W) = K(T_s + T_o(10^{\frac{3'1662}{10}} - 1) \cdot B_{eq} \cdot 10^{-\frac{3'1662}{10}})$$

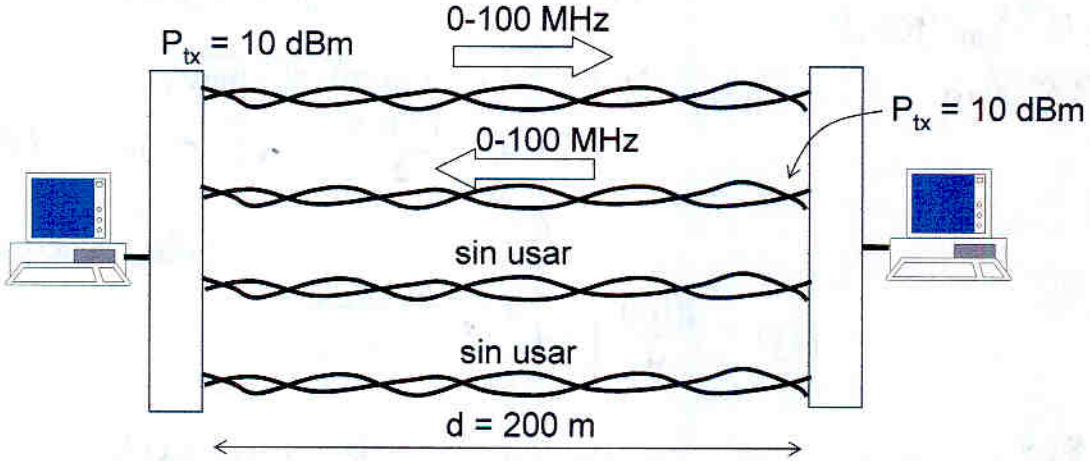
$$\left\{ \begin{array}{l} K = 1'38 \cdot 10^{-23} \\ B_{eq} = 4\ kHz \\ T_o = 290\ K \end{array} \right\}$$

$$n_o(W) = 2'58 \cdot 10^{-16}\ W \longrightarrow n_o(dBW) = -155'878... \longrightarrow n_o(dBm) = -125'8789...$$

Enero 2005 - Problema 1

PROBLEMA 1 (enero 2005) (3,5 puntos)

Se desea transmitir siguiendo el estándar 100 Base-T en una red de área local utilizando cables categoría 5e. Siguiendo la norma 100 Base-T se utilizan en los enlaces entre ordenadores 4 cables de pares trenzados de los que se emplea un solo cable de pares para transmitir en un sentido y otro cable de pares para transmitir en sentido contrario, sin transmitir ninguna señal por los dos cables de pares restantes.



La distancia máxima de enlace entre dos ordenadores es de 200 m y la frecuencia máxima transmitida en línea es de 100 MHz en el sistema 100 Base-T.

La potencia transmitida a la salida de cada uno de los módems de los dos ordenadores es de 10 dBm. Todos los datos del catálogo están referidos a 100 metros de cable de pares, calcule

a) Expresión de la atenuación en la banda de 1 MHz a 100 MHz (llegue a la expresión más simple en función de la frecuencia que pueda) **[1,25 puntos]**

b) Densidad espectral de potencia de señal recibida en mW/Hz en la entrada del módem 100 Base-T en función de la frecuencia entre 1 y 100 MHz **[0,75 puntos]**

c) Si se supone el ruido térmico despreciable, calcule la relación portadora a ruido recibida a la entrada del módem 100 Base-T suponiendo que se transmite un tono a 100 MHz para los modelos de cables de pares BDCU, BDCF y MNCeP **[1,5 puntos]**

DATOS: 24AWG equivale a un diámetro de conductor de 0.51054 mm.

$r_{Cu} = 17{,}24 \Omega mm^2 / Km \qquad R(0) = \frac{2 \times r}{S} \qquad S$: superficie transversal conductor

$$a = |g| \operatorname{sen} \frac{d_c + d_d}{2} = \sqrt{\frac{RwC}{\operatorname{sen} d_c \times \cos d_d}} \times \operatorname{sen} \frac{d_c + d_d}{2}; \quad d_c = \operatorname{atan} \frac{R}{wL}; \quad d_d = \operatorname{atan} \frac{G}{wC}$$

$$a_{AF} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}; \qquad a_{BF} = \sqrt{\frac{wRC}{2}} \qquad Z_{0_{BF}} = \sqrt{\frac{R}{2wC}}(1 - j) \qquad Z_{0_{AF}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Efecto pelicular:

$$\left.\frac{R(f)}{R(0)}\right|_{u>1} @ \frac{1}{4} \times \left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right] \qquad u = 21{,}4 \times r_o(mm) \times \sqrt{f(MHz)}$$

Capacidad por unidad de longitud del cable de pares: 50 nF/Km. La perditancia se supone aproximadamente 0.

$$PS - ELFEXT(dB) = 10 \log \frac{g_1(N)}{f^2 \times d}, \quad f \text{ (MHz) y } d(m)$$

$$PS - NEXT(dB) = 10 \log \frac{g_2(N)}{f^{3/2}}, \quad f \text{ (MHz)}$$

a) a 1MHz ¿se cumple alta frecuencia?

$$\frac{R}{\omega L} = \frac{\frac{8\rho}{\pi d^2}}{2\pi \cdot 1M \cdot 0'5 \cdot 10^{-3}} = \frac{\frac{8 \cdot 17'24}{\pi \cdot 0'51054^2}}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 0'5 \cdot 10^{-3}} = 0'0536 < 0'4$$

$$\alpha_{AF} \simeq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Usamos aproximación alta frecuencia.

$$Z_{0AF} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$L = C \cdot Z_0^2$$
$$= 50 \cdot 10^{-9}\ F/km \cdot (100\,\Omega)^2$$
$$= 0'5\ mF/km$$

¿Podemos usar muy alta frecuencia?

$$u = 21'4 \cdot r(mm) \cdot \sqrt{f(MHz)}$$
$$= 21'4 \cdot \frac{0'51054}{2} \cdot \sqrt{1} = 10'925556 > 1$$

⚠ ↗

⇓ efecto pelicular

$$R(f) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$$

$$\frac{8u^6}{3^6} = 18664 > 10 \Rightarrow$$ Podemos utilizar muy alta frecuencia

$$R(f) = \frac{R(0)}{4}\left[1 + \sqrt{2}\,u\right]$$

$$\alpha_{AF} = \frac{R(f)}{2}\cdot\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R(0)}{8}\cdot\left[1 + \sqrt{2}\left(21'4 \cdot \frac{0'51054}{2}\cdot\sqrt{f(MHz)}\right)\right]\sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$= \underbrace{\frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}}_{K_1} + \underbrace{\frac{R(0)}{8}\sqrt{\frac{C}{L}}\cdot\sqrt{2}\cdot 21'4 \cdot \frac{0'51054}{2}}_{K_2}\sqrt{f(MHz)}$$

$$\boxed{\alpha(f) = 0'210537 + 1'626501\sqrt{f(MHz)}}\ Np/km$$

← No olvidar jamás las unidades

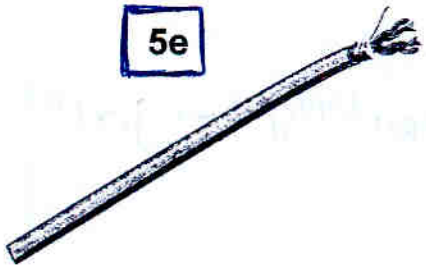
$$\alpha(f)\ (dB/km) = 8'68 \cdot \alpha(Np/km)$$

$$= 1'82746 + 14'1181\sqrt{f(MHz)}$$

$$\boxed{\alpha(f) \simeq 1'82 + 14'11\sqrt{f(MHz)}}\ dB/km$$

No olvidar que está en Np. Hay que multiplicar por 8'68.

5e



cable de 4P cobre par trenzado 100 Ohm 200 MHz

Gama

- UTP cable 4 pares trenzados sin pantalla.
- FTP cable 4 pares trenzados con pantalla general.

Características funcionales

Aplicables a pequeñas y medianas instalaciones (SOHO y PYMES) con baja polución electromagnética.
Todos los cables de la gama 5e responden a las exigencias de las aplicaciones Gigabit Ethernet y ATM155.

Montaje

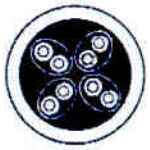
- Gama UTP ref.: BDCU100 para conectores 7700SU.
- Gama FTP ref.: BDCF100 y MNCeP800 para conectores 7700SD.
- Identificación pares por colores:
  - Azul/blanco azul, naranja/blanco naranja, verde/blanco verde, marrón/blanco marrón.

Materiales

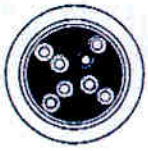
BDCU100
- Conductor Cu 24 AWG.
- Dieléctrico aislante polietileno sólido.
- Cubierta gris Ø 6 mm.

BDCF100
- Conductor Cu 24 AWG.
- Dieléctrico aislante polietileno sólido.
- Pantalla AL/PET con AL interior.
- Hilo continuidad, cobre estañado Ø 0,5 mm.
- Cubierta gris Ø 6 mm.

MNCeP
- Conductor Cu 24 AWG.
- Dieléctrico aislante polietileno celular.
- Pantalla AL/PET con AL exterior.
- Hilo continuidad, cobre estañado Ø 0,5 mm.
- Cubierta azul Ø 6,3 mm.



BDCU100



BDCF100

MNC 800eP

referencia	denominación	tipo	cubierta	embalaje
BDCU100	Basic Line	UTP	PVC	Box Coil 305 m
BDCU100B		UTP	PVC	Bobina 1000 m
BDCUH100		UTP	LSZH	Box Coil 305 m
BDCF100		FTP	PVC	Box Coil 305 m
BDCF100B		FTP	PVC	Bobina 1000 m
BDCFH100		FTP	LSZH	Box Coil 305 m
MNCeP800	e Power	FTP	LSZH	Bobina 1000 m

características de transmisión y eléctricas

	transmisión			eléctricas		
	BDCU100	BDCF100	MNCeP	BDCU100	BDCF100	MNCeP
Impedancia (1-100 MHz) Ω	100 ± 15	100 ± 15	100 ± 5	-	-	-
Velocidad de propagación (NVP) %	66	66	71	-	-	-
Tiempo de propagación máximo (100 MHz) ns/100 m	505	505	470	-	-	-
Retraso de propagación máximo (Skew) (100 MHz) ns/100 m	35	35	40	-	-	-
Tensión de utilización máxima Vdc	-	-	-	125	125	200
Resistencia de bucle en DC máxima Ω/km	-	-	-	170	170	187,4
Rigidez dieléctrica durante 1 minuto KVdc	-	-	-	1	1	1,5
Resistencia de aislamiento minuto GΩ km	-	-	-	5	5	5

tabla de valores de transmisión

Valores referidos a 100 m.

frec. (MHz)	Next mín. (dB)			PS Next mín. (dB)			Elfext mín. (dB)			PS Elfext mín. (dB)			PS ACR mín. (dB)			RL mín. (dB)		
	BDCU	BDCF	MNCeP	BDCU	BDCF	MNCeP	BDCU	BDCF	MNCeP	BDCU	BDCF	MNCeP	BDCU	BDCF	MNCeP	BDCU	BDCF	MNCeP
1,00	71,00	71,00	73,00	69,00	69,00	70,40	69,00	69,00	71,30	66,00	66,00	68,70	66,90	66,90	68,30	25,00	25,00	25,00
4,00	61,97	61,97	64,20	59,97	59,97	61,20	56,96	56,96	58,20	53,96	53,96	56,00	55,87	55,87	57,20	25,00	25,00	25,00
10,00	56,00	56,00	57,40	54,00	54,00	54,70	49,00	49,00	51,10	46,00	46,00	48,66	47,60	47,60	48,65	25,00	25,00	25,00
16,00	52,94	52,94	55,30	50,94	50,94	52,50	44,92	44,92	46,80	41,92	41,92	44,40	42,94	42,94	44,75	25,00	25,00	25,00
20,00	51,48	51,48	53,70	49,48	49,48	51,00	42,98	42,98	45,00	39,98	39,98	42,60	40,48	40,48	42,35	24,99	24,99	24,99
31,25	48,58	48,58	50,30	46,58	46,58	47,40	39,10	39,10	41,20	36,10	36,10	38,85	35,18	35,18	36,44	23,64	23,64	23,64
62,50	44,06	44,06	45,68	42,06	42,06	42,60	33,08	33,08	35,18	30,08	30,08	32,70	25,76	25,76	27,02	21,53	21,53	21,53
100,00	41,00	41,00	42,20	39,00	39,00	39,20	29,00	29,00	31,60	26,00	26,00	29,00	18,00	18,00	19,82	20,10	20,10	20,10
155,00	38,15	38,15	40,00	36,15	36,15	37,20	25,19	25,19	27,00	22,19	22,19	24,38	10,05	10,05	11,80	18,77	18,77	18,77
200,00	36,48	36,48	38,60	34,48	34,48	35,70	22,98	22,98	25,00	19,98	19,98	22,65	3,98	3,98	7,01	17,99	17,99	17,99

$$R(0) = \frac{8r}{pd^2} = \frac{8 \times 17,24 \text{W} mm^2 / Km}{p \times (0.51054 \text{mm})^2} = 168,42 \text{W}/Km$$

La inductancia por unidad de longitud se puede calcular suponiendo que en la banda en estudio (1-100 MHz) se puede utilizar la aproximación de alta frecuencia. En ese caso:

b) d.e.p $(mW/Hz)(f)$ recibida a la entrada del modem

Método a seguir

$P_{TX}(dBm)$

↳ $P_{TX}(mW) \longrightarrow g_{tx}(mW/Hz) \rightarrow G_{TX}(dBm/Hz) \xrightarrow[-\alpha \cdot d]{} G_{RX}(dBm/Hz) \rightarrow g_{RX}(mW/Hz)$

↑ teniendo en cuenta que se transmite desde 0 hasta 100MHz

$P_{TX}(dBm) = 10\ dBm$

$P_{TX}(mW) = 10^{\frac{10}{10}} = 10\ mW = \int_0^{100MHz} g_{tx}(mW/Hz)\, df = 100MHz \cdot g_{tx}(mW/Hz)$

↑ suponiendo que g_{tx} es plana con la frecuencia.

$$g_{tx} = \frac{P_{TX}(mW)}{100MHz} = 0'1\ \mu W/Hz = 0'0001\ mW/Hz$$

$$G_{TX}(dBm/Hz) = 10 \log g_{tx}(mW/Hz) = -70\ dBm/Hz$$

$$G_{RX}(dBm/Hz) = G_{TX}(dBm/Hz) - \alpha(f) \cdot d = G_{TX}(dBm/Hz) - \left(1'82 + 14'11\sqrt{f(MHz)}\right)\frac{dB}{km} \cdot 0'2\,km$$

$$\boxed{G_{RX}(dBm/Hz) = -70'364 - 2'822\sqrt{f(MHz)}}$$

$$g_{RX}(mW/Hz) = 10^{\frac{G_{RX}(dBm/Hz)}{10}} = 10^{-\frac{70'364}{10}} \cdot 10^{-\frac{2'822\sqrt{f(MHz)}}{10}}$$

$$\boxed{g_{RX}(mW/Hz) = 0'09196 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-0'2822\sqrt{f(MHz)}}}$$

$$Z_{o_{AF}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \Rightarrow \quad L \approx Z_{o_{AF}}^2 C = (100\Omega)^2 \times 50 \times 10^{-9} F/Km = 0,5 mH/Km$$

A la frecuencia menor en la que se quiere calcular la expresión de la atenuación (1 MHz) evaluaremos el efecto pelicular:

$$u(1MHz) = 21,4 \times r_o(mm) \times \sqrt{f(MHz)} = 21,4 \times \frac{0.51054}{2}\,\text{mm} \times \sqrt{1MHz} = 5,46$$

$$R(1MHz) @ \frac{R(0)}{4} \times \left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right] = \frac{168,42\Omega/Km}{4} \left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8 \times 5,46^6}\right] = 367,22\Omega/Km$$

Llegado este momento podremos comprobar si es cierto que se cumple la hipótesis de aproximación de alta frecuencia:

$$\left.\frac{R}{wL}\right|_{1MHz} = \frac{367,22\Omega/Km}{2\pi \times 1 \times 10^6 Hz \times 0,5 \times 10^{-3} H/Km} = 0,116 < 0,4 \quad \Rightarrow \quad \text{aproximacion alta frecuencia}$$

La atenuación a partir de 1 MHz, por tanto, se puede escribir como:

$$a(dB/Km)\Big|_{f>1MHz} \approx 8,68 \frac{R}{2Z_{o_{AF}}} = \frac{8,68}{2Z_{o_{AF}}} \frac{2\rho}{\pi d^2} \left[1 + \sqrt[6]{3^6 + 8u^6}\right]$$

$$a(dB/Km)\Big|_{f>1MHz} \approx \frac{8,68}{Z_{o_{AF}}} \frac{\rho}{\pi d^2} \left[1 + \sqrt{3^6 + 8\left(21,4 \times \frac{0.51054}{2}\sqrt{f(MHz)}\right)^6}\right]$$

A 1 MHz esta expresión se puede aproximar por una expresión más sencilla si:

$$\left.\frac{8}{3^6}u^6\right|_{f=1MHz} > 10 \quad \Rightarrow \quad u(1MHz) > 3,11$$

Puesto que se cumple podemos aproximar la atenuación para frecuencias mayores que 1 MHz:

$$a(dB/Km)\Big|_{f>1MHz} \approx \frac{8,68}{100\Omega} \frac{17,24\Omega \times mm^2/Km}{\pi \times (0.51054mm)^2} \left[1 + \sqrt{2} \times 21,4 \times \frac{0.51054mm}{2}\sqrt{f(MHz)}\right]$$

$$a(dB/Km)\Big|_{f>1MHz} \approx 1,82 + 14,11\sqrt{f(MHz)}$$

b) Suponiendo una densidad espectral de potencia de señal transmitida plana en función de la frecuencia, dicha densidad espectral se puede calcular como:

$$g_{tx}(mw/Hz) = \frac{p_{tx}(mw)}{(100 \times 10^6 Hz - 0Hz)} = \frac{10mw}{100 \times 10^6 Hz} = 1 \times 10^{-7} mw/Hz$$

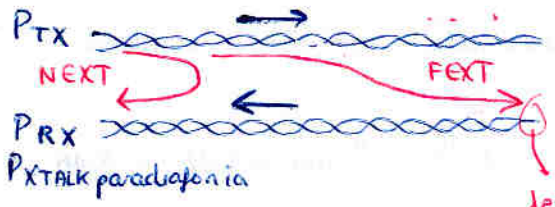
Para el margen de frecuencias entre 1 MHz y 100 MHz, la densidad espectral de potencia de señal recibida se puede obtener como:

$$g_{rx}(mw/Hz) = \frac{g_{tx}(mw/Hz)}{10^{\frac{ad}{10}}} = \frac{g_{tx}(mw/Hz)}{10^{\frac{(1,82+14,11\sqrt{f(MHz)})d}{10}}} = \frac{1 \times 10^{-7} mw/Hz}{10^{\frac{(1,82+14,11\sqrt{f(MHz)})0,2Km}{10}}}$$

$$g_{rx}(mw/Hz) = 9,1 \times 10^{-8} 10^{-0,2822\sqrt{f(MHz)}}$$

c) Debido a las características de transmisión del sistema 100 Base-T no existe ruido de telediafonía procedente del mismo cable que contiene 4 pares. En cuanto al ruido de paradiafonía que viene modelado por el parámetro NEXT la situación es la de la figura:

c) Calcular $\left(\frac{C}{N}\right)$ suponiendo ruido térmico despreciable



El único ruido presente en un extremo receptor será el IEXT

gXtalk telediaf

fext no afecta ya que éste no es el extremo receptor.

$$\left(\frac{C}{N}\right) = \frac{P_{RX}}{P_{XTALK\,paradiaf}}$$

Como hablar de UN TONO a 100 MHz podemos usar la definición a una frec fija

$$NEXT(dB) = 10 \log \frac{P_{TX}}{P_{XTALK_p}}$$

y ya que:

$$P_{RX} = P_{TX} \cdot 10^{\frac{-\alpha(f_0)\cdot d}{10}}$$

$P_{TX}(dB) = 10 \log P_{TX}$
$P_{RX(dB)} = P_{TX}(dB) - \alpha d$
$P_{RX} = 10^{\frac{P_{RX}}{10}} = 10^{\frac{P_{TX}(dB)}{10}} \cdot 10^{\frac{-\alpha d}{10}}$

$$P_{XTALK_p} = \frac{P_{TX}}{10^{\frac{NEXT(dB)}{10}}} = P_{TX} \cdot 10^{-\frac{NEXT(dB)}{10}}$$

por tanto

$$\left(\frac{C}{N}\right) = \frac{P_{RX}}{P_{Xtalk_p}} = \frac{P_{TX} \cdot 10^{\frac{-\alpha(f_0)\cdot d}{10}}}{P_{TX} \cdot 10^{-\frac{NEXT}{10}}} = 10^{\frac{NEXT(dB) - \alpha(f_0)\cdot d}{10}}$$

$$\boxed{\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = NEXT(dB)(f_0) - \alpha\left(\frac{dB}{km}\right)(f_0) \cdot d(km)}$$

Ya que NEXT no depende de la distancia, podemos usar los valores del catálogo para 100m

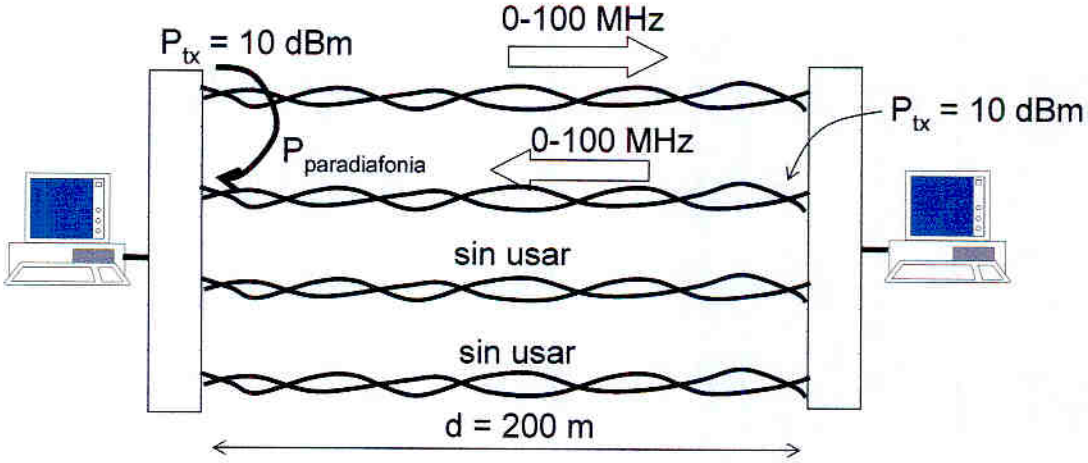
BDCU NEXT(dB)(100MHz) = 41 dB
BDCF NEXT(dB)(100MHz) = 41 dB
MNCeP NEXT(dB)(100MHz) = 42'20 dB

$$\alpha\left(\frac{dB}{km}\right)(100MHz) \cdot 0'2\,km = [1'82 + 14'11\sqrt{100}]\,0'2$$
$$= 0'364 + 28'22$$
$$= 28'584\ dB$$

Por tanto

BDCU y BDCF: $\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = 41 - 28'584 = 12'416\ dB$

MNCeP: $\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = 42'20 - 28'584 = 13'616\ dB$



El parámetro NEXT viene definido por:

$$NEXT\ (dB) = 10 \log \frac{g_{tx}\ (mw / Hz)}{g_{paradiafonia}\ (mw / Hz)}$$

donde $g_{paradiafonia}\ (mw / Hz)$ es la densidad espectral de ruido de paradiafonía. Por lo tanto:

$$g_{paradiafonia}\ (mw / Hz) = g_{tx}\ (mw / Hz) \times 10^{-\frac{NEXT\ (dB)}{10}}$$

Puesto que los módems están transmitiendo la misma potencia en los dos sentidos de la comunicación, la relación portadora a ruido en 1 tono a 100 MHz se puede calcular como:

$$\left.\frac{c}{n}\right|_{1tono,100MHz} = \left.\frac{g_{rx}\ (mw / Hz)}{g_{paradiafonia}\ (mw / Hz)}\right|_{100MHz} = \left.\frac{g_{rx}\ (mw / Hz)}{g_{tx}\ (mw / Hz) \times 10^{-\frac{NEXT\ (dB)}{10}}}\right|_{100MHz}$$

$$\left.\frac{c}{n}\right|_{1tono,100MHz} = \frac{10^{\frac{NEXT\ (dB)_{100MHz}}{10}}}{10^{\frac{a\ (100MHz) \times d}{10}}}$$

Por lo que:

$$\left.\frac{C}{N}(dB)\right|_{1tono,100MHz} = NEXT\ (dB)_{100MHz} - a\ (100MHz) \times d$$

$$\left.\frac{C}{N}(dB)\right|_{1tono,100MHz} = NEXT\ (dB)_{100MHz} - \left(1,82 + 14,11\sqrt{100MHz}\right) \times 0,2Km$$

$$\left.\frac{C}{N}(dB)\right|_{1tono,100MHz} = NEXT\ (dB)_{100MHz} - 28,58$$

Para los cables de pares BDCU, BDCF y MNCeP se tiene

$$\left.\frac{C}{N}(dB)\right|_{BDCU,1tono,100MHz} = 41dB - 28,58 = 12,41dB$$

$$\left.\frac{C}{N}(dB)\right|_{BDCF,1tono,100MHz} = 41dB - 28,58 = 12,41dB$$

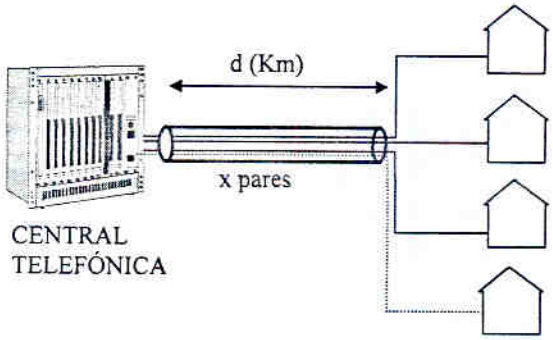
$$\left.\frac{C}{N}(dB)\right|_{MNCeP,1tono,100MHz} = 42,2dB - 28,58 = 13,62dB$$

Tema 6 - Sistemas ADSL/VDSL

0'30

PROBLEMA 2 [3,5 puntos] (Feb 2001)

Se desea diseñar un sistema ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line) utilizando modulación DMT. La infraestructura utilizada es la red de acceso telefónica de cable de pares.



Las especificaciones requeridas en el diseño de nuestro sistema son:

- Modulación: DMT
- Velocidad máxima en sentido descendente: 8,448 Mb/s
- Velocidad máxima en sentido ascendente: 896 Kb/s
- Frecuencia inferior en la banda ascendente: 25,875 KHz
- Frecuencia superior en la banda descendente. 1,285125 MHz
- Ancho de banda de cada subcanal: 4,3125 KHz
- Velocidad de símbolo de cada subcanal: 4000 baudios
- Distancia máxima para la velocidad máxima ascendente y descendente: 700 m
- Potencia transmitida en sentido descendente: 15 dBm
- Potencia trasmitida en sentido ascendente: 15 dBm

Se supone que todo el trayecto entre central y abonado se instala un tubo de x pares. Sólo existen disponibles comercialmente tubos de 5, 10, 25, 50 y 200 pares

En cuanto a relación entre portadora a ruido y probabilidad de error de bit, se añade un margen de 9,8 dB para contabilizar las imperfecciones del demodulador con respecto a las prestaciones de un demodulador ideal. Se dimensiona con una probabilidad de error de bit umbral de 10^{-4}.

Se pide:

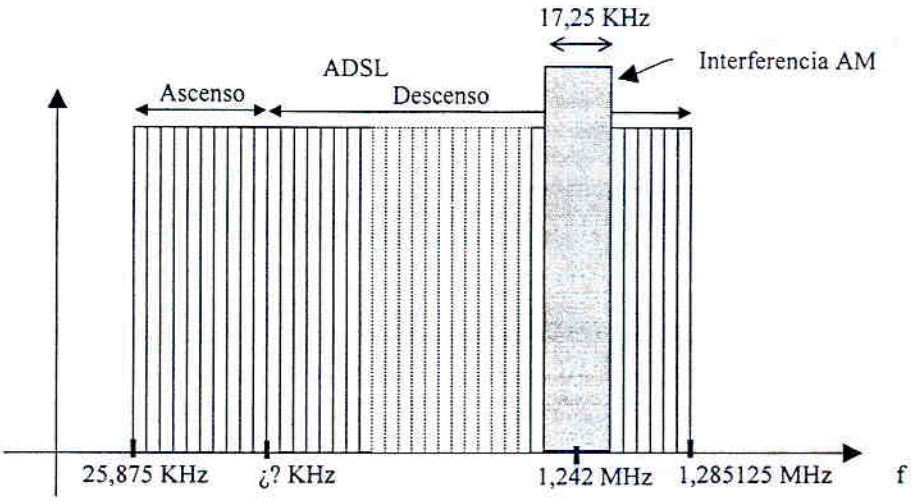
a) Número de subcanales totales. Número de subcanales descendentes *downstream* y número de subcanales ascendentes *upstream* **[0,75 puntos]**

b) Frecuencia superior de la banda *upstream* y frecuencia inferior de la banda *downstream* **[0,5 puntos]**

c) Modulación con mayor número de niveles utilizada **[0,5 puntos]**

d) ¿Cuál será el número de pares máximo por tubo disponible comercialmente para cumplir las especificaciones de distancia máxima del usuario ADSL a la central telefónica para la velocidad máxima ascendente y descendente?. Suponga que el ruido de diafonía es limitante **[0,75 puntos]**

Se produce una fuerte interferencia procedente de una emisión AM debido a un transmisor próximo a nuestro sistema que induce corrientes en nuestro cable de pares. La frecuencia central de dicha emisión es de 1242 KHz con un ancho de banda de 17,25 KHz y respuesta plana con la frecuencia tal como se muestra en la figura:



Debida a dicha interferencia se recibe en el módem de usuario y en cada uno de los subcanales afectados una C/N de 22 dB.

e) Averigüe la velocidad descendente para una distancia de 700 m si se utiliza un tubo de 10 pares entre central y usuario ADSL **[1 punto]**

DATOS:

$$EL - FEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{N}\right)^{0,6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d}$$

donde :

N : numero de cables de pares interferentes

ψ : constante igual a $2{,}623 \cdot 10^{-7}$

f : frecuencia en MHz

d : longitud del tramo de cable en metros

Demodulador ideal							
Modulación	4-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM	128-QAM	256-QAM	512-QAM
C/N ($P_{eb}=10^{-4}$)	10.5 dB	17.3 dB	20.3 dB	23.2 dB	26.2 dB	29.2 dB	32.2 dB

SOLUCIÓN

a) Si llamamos al número de subcanales ascendente o *upstream* n_{up} y descendente o *downstream* n_{down}:

$$n_{down} \cdot \log_2 m \cdot 4000 baudios = 8{,}448 \cdot 10^6 b/s$$

$$n_{up} \cdot \log_2 m \cdot 4000 baudios = 896 \cdot 10^3 b/s$$

donde m representa el número máximo de niveles de la modulación m-QAM de cada subcanal.

Si no existe banda de guarda entre la banda *downstream* y *upstream*, entonces:

$$n_{down} + n_{up} = \frac{1{,}285125 \cdot 10^6 Hz - 25{,}875 \cdot 10^3 Hz}{4{,}3125 \cdot 10^3 Hz} = 292$$

Obtenemos un sistema de 2 ecuaciones con 2 incógnitas:

$$\frac{n_{down}}{n_{up}} = \frac{8448}{896}$$

$$n_{down} + n_{up} = 292$$

De donde se obtiene que:

$$n_{up}\left(1 + \frac{8448}{896}\right) = 292$$

$$\boxed{\begin{aligned} n_{up} &= \frac{292 \cdot 896}{9344} = 28 \\ n_{down} &= 292 - 28 = 264 \end{aligned}}$$

b) Si no existe banda de guarda la frecuencia superior de la banda *upstream* debe coincidir con la frecuencia inferior de la banda *downstream*.

$$\boxed{f_{\inf\, down} = 1285{,}125KHz - 264 \cdot 4{,}3125KHz = 146{,}625KHz}$$

$$\boxed{f_{\sup\, up} = 25{,}875KHz + 28 \cdot 4{,}3125KHz = 146{,}625KHz}$$

c) La modulación con el número máximo de niveles utilizada m se puede obtener de una de las ecuaciones planteadas en el apartado a)

$$\boxed{\begin{aligned} \log_2 m &= \frac{8{,}448 \cdot 10^6 b/s}{4000 baudios \cdot 264} = 8 \\ m &= 256 \text{ niveles} \end{aligned}}$$

d) La limitación de distancia máxima por diafonía se producirá en la banda descendente o *downstream*. La relación portadora a ruido será peor en el último subcanal (canal 264 *downstream*). La velocidad máxima se obtendrá si se modulan todos los subcanales con 256-QAM. Para dicha modulación la relación portadora a ruido umbral para una probabilidad de error de bit de 10^{-4} es, añadiendo el margen de 9,8 dB por imperfecciones del demodulador:

$$\frac{C}{N}\left(P_e = 10^{-4}\right)_{256QAM} = 29{,}2 + 9{,}8 = 39dB$$

Si el ruido de diafonía es limitante, se puede calcular la C/N de cada subcanal como EL-FEXT para la frecuencia de cada subportadora

$$\frac{C}{N}_{f_i} = EL - FEXT_{f_i} = 10\log\frac{\left(\frac{49}{N}\right)^{0.6}}{\psi \cdot f_i^2 \cdot d} \geq 39dB$$

Depejando el número máximo de pares interferentes N:

$$N \leq \frac{49}{\left(10^{\frac{39}{10}} \cdot \psi \cdot f_i^2 \cdot d\right)^{\frac{1}{0,6}}}$$

donde:

$\psi = 2{,}623 \cdot 10^{-7}$

f_i es la frecuencia central del último subcanal en MHz.

$f_i = 1{,}285125MHz - 4{,}3125 \cdot 10^{-3} / 2 = 1{,}28296875MHz$

d es la distancia máxima para la velocidad máxima d = 700 m.

Con los valores anteriores se obtiene:

$N \leq 11{,}38$

Por lo que se podrían utilizar tubos de hasta 12 pares. El número de pares por tubo inmediatamente inferior a 12 disponible comercialmente es 10.

Por tanto se podrían utilizar tubos de hasta **10 pares.**

e) A partir del apartado anterior se deduce que para una distancia entre abonado y central de 700 metros, podemos modular todos los subcanales con 256-QAM, y por tanto obtenemos la velocidad máxima ascendente y descendente especificada.

No obstante, al producirse una interferencia y recibir en los subcanales afectados una C/N = 22 dB, se reduce la velocidad máxima.

Es necesario evaluar cuántos son los subcanales afectados

$$n_{\text{int}} = \frac{17{,}25KHz}{4{,}3125KHz} = 4canales$$

La frecuencia central de la interferencia f = 1,242 MHz, corresponde con la frecuencia superior del sucanal 254 *downstream*, puesto que:

$$\frac{1{,}285125 \cdot 10^3 KHz - 1{,}242 \cdot 10^3 KHz}{4{,}3125KHz} = 10canales$$

Por tanto, la interferencia únicamente afecta a esos 4 canales.

Para una C/N de 22 dB y teniendo en cuenta el margen de imperfección del demodulador, la modulación con mayor número de niveles que cumple que su C/N umbral supera los 22 dB es la 4-QAM, puesto que:

$$\frac{C}{N}\left(P_e = 10^{-4}\right)_{4QAM} = 10{,}5 + 9{,}8 = 20{,}3dB < 22dB$$

Por tanto, la velocidad máxima *downstream* se puede calcular como:

$$v_{maxdown} = 260 \cdot \log_2 256 \cdot 4000 + 4 \cdot \log_2 4 \cdot 4000 = 8{,}352 Mb/s$$

¿Que pasaría si interfiriese a un número no entero de canales?

ejemplo:

$P_{interferente} = -30\ dBm$

$$g_{interferente}\left(\frac{mW}{Hz}\right) = \frac{10^{-\frac{30}{10}}}{B_{interferente}}$$

Ahora queremos calcular la $\frac{C}{N}$ de un subcanal que se solapa con la interferencia en $B_{canal\ interferido}$ Hz.

$$\frac{C}{N}\Big|_{subcanal} = \frac{P_{rx}(mW)}{n_{teledif}(mW) + g_{interferente}(mW/Hz) \cdot B_{canal\ interferido}(Hz)}$$

$$= \frac{1}{\underbrace{\frac{n_{teledif}}{P_{rx}}}_{\text{inversa de PS\_ELFEXT en lineal}} + \frac{g_{interf} \cdot B_{canal\ interf}}{P_{rx}}}$$

$\rightarrow P_{rx}(dBm) = P_{Tx}(dBm) - \alpha \cdot d$

PROBLEMA 2 [3,5 puntos] (Jun 01)

Un estudiante de Teleco quiere decidir si contrata para su casa una línea RDSI ó ADSL. Al principio no piensa más que en comparar el tipo de módem de cada sistema y encuentra en sus apuntes la siguiente tabla:

ADSL Trama *downstream*		ADSL Trama *upstream*	
Frecuencia inferior	138 kHz	Frecuencia inferior	25 kHz
Frecuencia superior	1,1 MHz	Frecuencia superior	138 kHz
Potencia transmitida	20 dBm	Potencia transmitida	0 dBm
Modulación:	DMT	Modulación:	DMT
Velocidad en baudios de cada subportadora	4044 baudios	Velocidad en baudios de cada subportadora	4044 baudios
Ancho de banda de cada subcanal	4200 Hz	Ancho de banda de cada subcanal	4200 Hz
Modulación de cada subportadora	4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM	Modulación de cada subportadora	4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM

RDSI

configuración 2B+D, 128 kb/s $f_{máx}$ = 80 kHz; Potencia transmitida = 20 dBm

Suponiendo que tomó bien sus apuntes, calcular

a1) tiempo mínimo que necesitaría para bajar de Internet un fichero de 2 Mbytes con la línea RDSI

a2) ídem para ADSL

a3) tiempo mínimo que necesitaría para enviar un e-mail de 250 kBytes utilizando línea RDSI

a4) ídem para ADSL

[0.5 puntos]

Cuando nuestro estudiante estaba prácticamente decidido, se da cuenta de que en realidad su módem ha de estar conectado a un par telefónico y que si el par telefónico está canalizado en un tubo junto con otros pares, el efecto de la diafonía puede ser importante, mucho más en ADSL. Asumiendo que todo el trayecto de 3 km hasta la central se canaliza en un tubo de 50 pares, determinar la relación señal a ruido de diafonía en el peor caso (canal más alto) para

b1) ADSL en downstream

b2) ADSL en upstream

[0.5 puntos]

Fijando un objetivo de BER de 10^{-5} y despreciando el efecto del ruido térmico frente al de diafonía,

c) Para el canal ascendente en ADSL determine la velocidad máxima que se podría conseguir en las condiciones anteriores

[1 punto]

d) repita el apartado anterior para ADSL en Downstream

[1 punto]

e) Calcule de nuevo el tiempo necesario para transmitir un e-mail de 250 kBytes y el tiempo necesario para recibir un fichero de 2Mbytes con ADSL en dichas condiciones.

[0.5 puntos]

DATOS:

$$EL - FEXT(dB) = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{N}\right)^{0,6}}{\psi \cdot f^2 \cdot d}$$

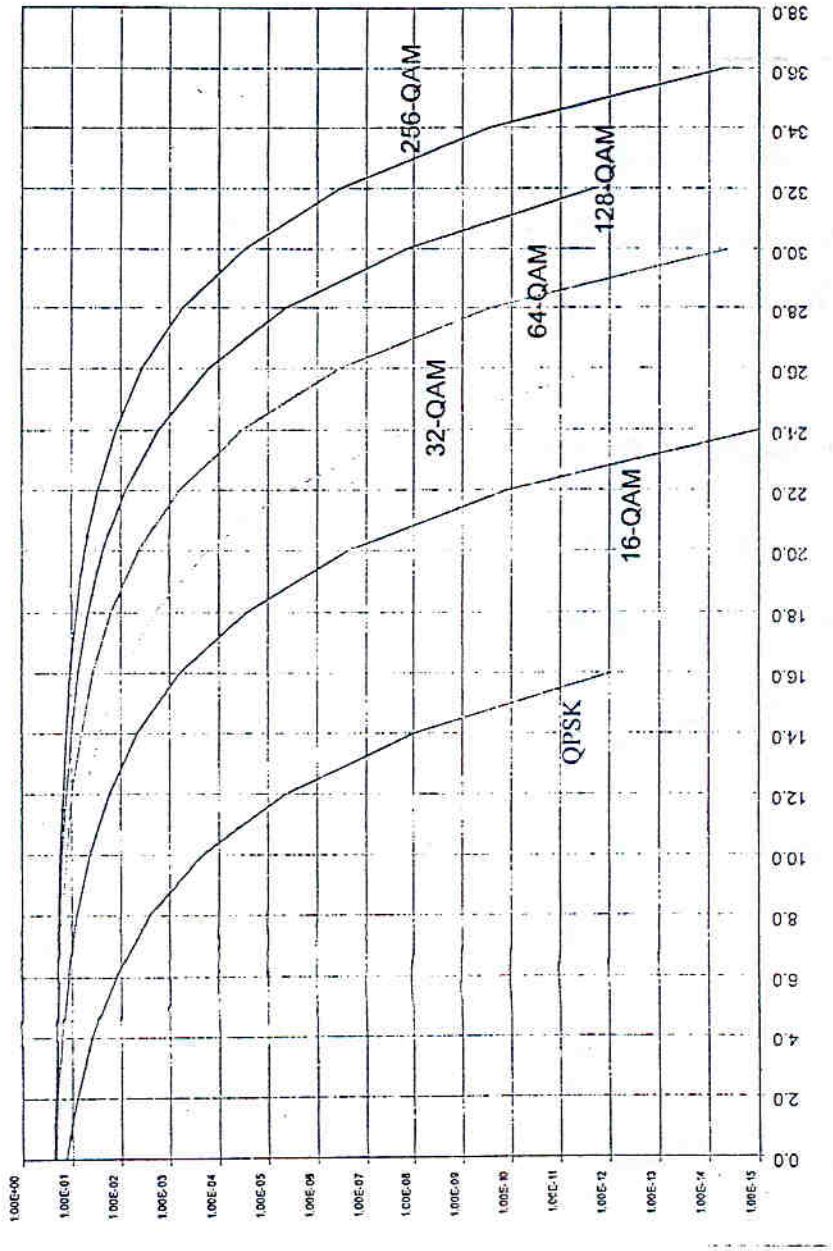
donde :

N : numero de cables de pares interferentes

ψ : constante igual a $2{,}623 \cdot 10^{-7}$

f : frecuencia en MHz

d : longitud del tramo de cable en metros



Problema 2

a1) Un fichero de 2 Mbytes corresponde a

$$2 \times 2^{20} \cdot 8 \text{ bits} = 16777216 \text{ bits}$$

que sobre los 128 kb/s de RDSI se transmite en $\frac{16777216}{128000} = 131$ segundos

a2) en ADSL en downstream disponemos de la banda entre 138 kHz y 1'1 MHz dividida en subportadoras de 4200 Hz: $\frac{1'1\,10^6 - 138\,10^3}{4200} = 229'04 \Rightarrow$ 229 subportadoras

modulando a 128 QAM (máximo según la tabla) tendremos $\log_2 128 \cdot 4044 \cdot 229 = 6'48$ Mb/s

a esa velocidad el fichero se transmite en

$$\frac{16777216}{6'48 \text{ Mb/s}} = 0'26 \text{ segundos}$$

a3) la velocidad RDSI en upstream es 128 kb/s, de donde

$$\frac{250 \text{ kbytes} \times 2^{10} \times 8}{128 \text{ kb/s}} = 16 \text{ segundos}$$

a4) en ADSL upstream disponemos de

$$\frac{138 \text{ kHz} - 25 \text{ kHz}}{4200} = 26'9 \rightarrow 26 \text{ portadoras}$$

$$\Rightarrow 7 \times 4044 \times 26 = 736 \text{ kb/s}$$

de forma que el fichero de 250 Kbytes se transmite en

$$\frac{250 \times 2^{10} \times 8}{736 \text{ kb/s}} = 2'78 \text{ segundos}$$

b) La relación señal a ruido será aproximadamente igual a la atenuación de diafonía, despreciando el efecto de otras perturbaciones.

b1) La frecuencia de la última portadora en downstream es: $138 \text{ kHz} + 4200 \times 229 - \frac{4200}{2} = 1097'7 \text{ kHz}$

de tal forma que:

$$EL\_FEXT = 10 \log \frac{\left(\frac{49}{49}\right)^{0'6}}{2'623\,10^{-7} \cdot (1097)^2 \cdot 3000} = 30'23 \text{ dB}$$

b2) en UPSTREAM la última portadora está en $138 \text{ kHz} - \frac{4200}{2} = 135900 \text{ Hz}$ de manera que:

$$EL\_FEXT = \ldots = 48'37 \text{ dB}$$

c) De acuerdo a la gráfica de BER, el objetivo de 10^{-5} se cumple a partir de 27'5 dB para la máxima modulación (128 QAM). Puesto que la relación C/N es mayor (48'37 dB obtenidos en el apartado b1) y no se consideran otras correcciones, se puede usar 128 QAM en todas las subportadoras, obteniendo entonces la máxima velocidad: 736 kb/s (calculada en el apartado a4)

d) al igual que en el apartado anterior, el valor de $C/N = 30'23$ dB supera el mínimo necesario para usar 128 QAM incluso en la portadora más alta, obteniendo también la máxima velocidad: 6'48 Mb/s (apartado a2)

e) las velocidades, y por tanto los tiempos de transición, son los mismos que en a2 y a4:

0'26 segundos (Rx fichero 2Mbytes)
2'78 segundos (Tx fichero 250Kbytes)