

simplyjarod.com

STTR

Apuntes de
Crisser

Apuntes y exámenes ETSIT UPM



Si alguna vez estos apuntes te sirvieron de ayuda, piensa que tus apuntes pueden ayudar a muchas otras personas.

Comparte tus apuntes en [simplyjarod.com](https://www.simplyjarod.com)

THOMAS 670 736161

thomascauzet @hotmail.com

1. INTRODUCCIÓN

2. FUENTES DE INFORMACIÓN

- VIDEO
- CUANTIFICADORES

3. MEDIOS DE TRANSMISIÓN

- CABLES
- FIBRA
- RADIO ENLACE

4. TRANSMISIÓN ANALÓGICA

- AUDIO

5. TRANSMISIÓN DIGITAL

- FIBRA
- RADIOENLACE

- EXAMEN -

1. TEST 3 PUNTOS (NO RETA)

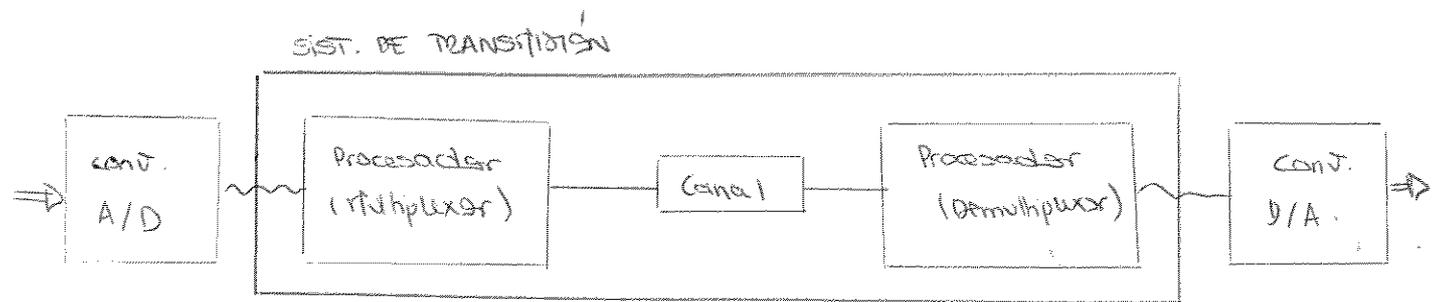
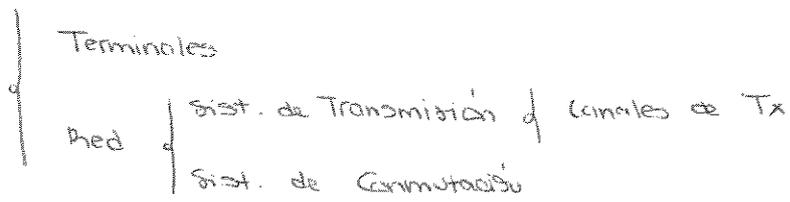
2. 2 TEORÍA 4 PUNTOS

3. 2 PRÁCTICAS 4 PUNTOS (CON CÁLCULO)

TEMA 1: INTRODUCCIÓN

1. SISTEMA DE TELECOMUNICACIÓN
2. CLASIFICACIÓN
3. ALGUNOS SISTEMAS
4. db, Np, NIVELES

1. SISTEMA DE TELECOMUNICACIÓN

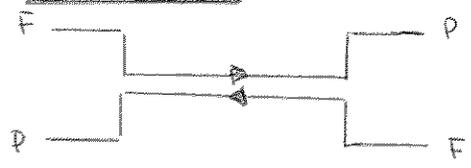


3 tipos de señales { analógica
discreta
digital

2. CLASIFICACIÓN

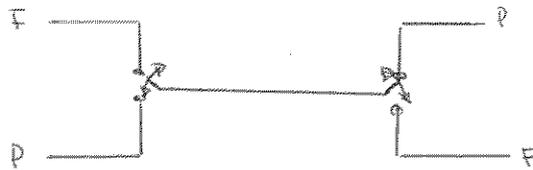
1ª clasificación: según la direccionalidad de la transmisión

x DUPLEX: (Teléfono)



Ambos sentidos simultáneamente

* SEMI DÚPLEX: (Telex)



Ambos sentidos alternados en el tiempo

* SÍMPLEX: (Radio de difusión)

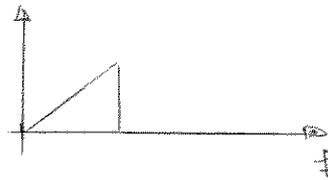
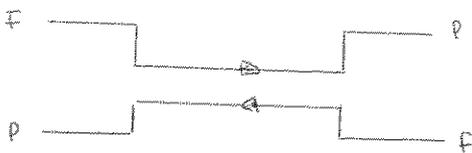


Unidireccional (único sentido)

* DÚPLEX: Separan simultáneamente información de distinta naturaleza

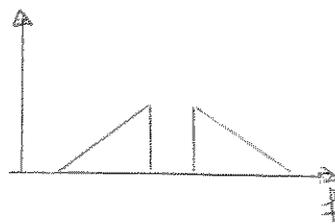
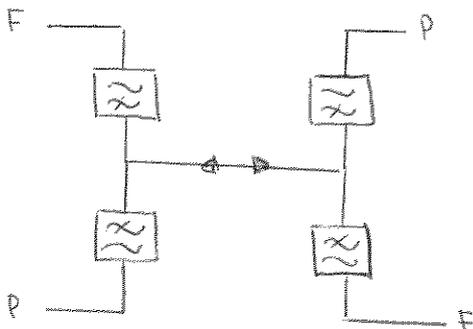
2ª clasificación: En función del modo de dar soporte a la bidireccionalidad

* 4H



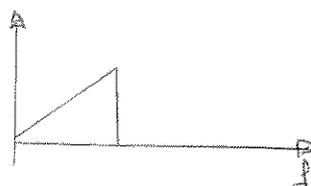
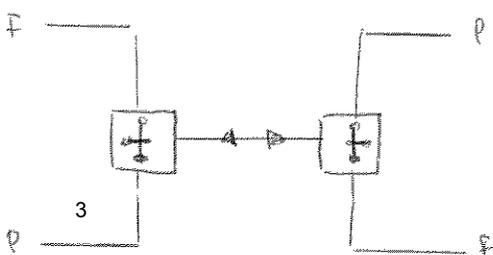
Caminos físicos distintos para cada sentido de transmisión

* 4H EQUIVALENTES



Mismo sentido físico para ambos sentidos de transmisión pero sin solapamiento en el espectro.

* 2H

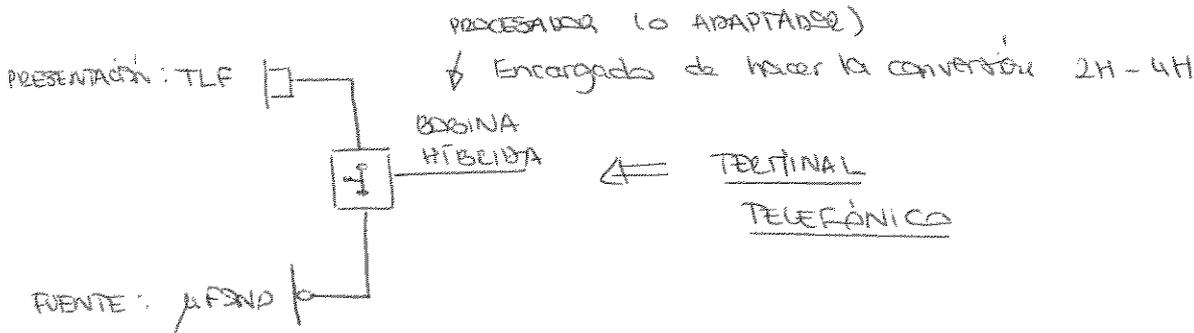


Ambos sentidos de tx por el mismo camino físico y en el mismo rango de frecuencias.

3. ALGUNAS SISTEMAS

• TELEFONIA EN BAJA FRECUENCIA:

Duplex, 2H, Analógico



INST. DE TRANSMISION: Cable de pares con amplificadores intermedios

CANAL: 300 - 4.000 Hz

El espectro de voz usa 300 - 3400 Hz

• DUODECANAL TELEFONICO:

Duplex, 4H equivalentes, Analógico

12 canales telefónicos en cada sentido de transmisión.

BW total = 48 kHz = 12 canales x 4 kHz

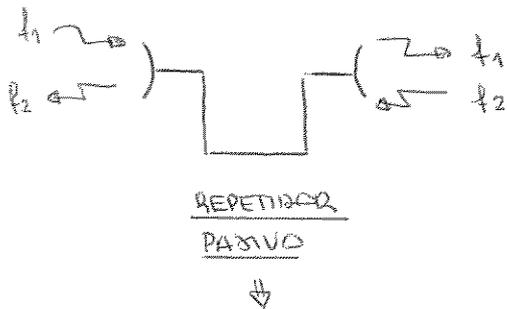
Ancho de banda de un canal telefónico

12 canales telefónicos

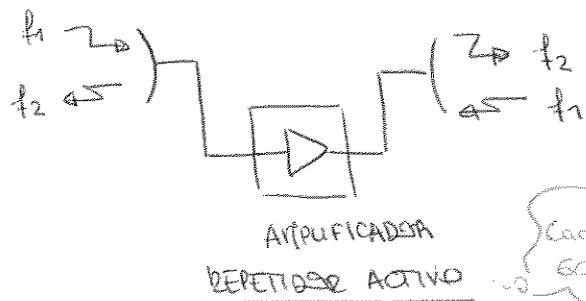
• REPTERENLACE 1800 CANALES:

Duplex, 4H equivalentes, Analógico

(En cada sentido con bandas de frecuencias distintas en cada sentido)



Permiten salvar obstáculos que se encuentran en el camino pero no amplifican



Cada 50 o 60 km.

Amplifican e intercambian f_1 con f_2 (o cambia la polarización de la señal) para evitar interferencias entre ambos sentidos.

◦ MIC de 30 CANALES:

Dúplex, 4H, Digital

MIC = Modulación
de Impulsos
Códigos

se filtra, muestrea (a 8 kHz) y se multiplexa (MDT), se cuantifica
(256 niveles).

Se incluyen en el sistema regeneradores.

◦ RADIO DIFUSIÓN DE FM:

Simplex, 2H, Analógico

BW de 15 kHz.

Frecuencia de emisión: 88 - 108 MHz

◦ RADIO DIFUSIÓN DE TV EN COLOR:

Simplex, 2H, Analógico, Dúplex

* Se verá con más detalle

Estandares:

- UIT \equiv Unión Internacional de Telecomunicaciones
- ISO \equiv International Organization for Standardization
- ETSI \equiv European Telecommunications Standards Institute

4. dB, Np, NIVELES:

$$A = k \log \frac{x_2}{x_1}$$

COMPARACIÓN LOGARÍTMICA ENTRE
MAGNITUDES DEL MISMO TIPO

A es relativa y adimensional

A es un nivel si x_1 es una referencia.

$$A = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \text{ [dB]} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} + 10 \log_{10} \frac{R_1}{R_2} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} - 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

$R_1 = R_2$

V_2, V_1, I_2, I_1 son valores eficaces.

$$A = L \frac{V_2}{V_1} \text{ [Nep]} = \frac{1}{2} L \frac{P_2}{P_1}$$

1 Neperio = 8.7 dB
1 dB = 0.115 Nep

◦ NIVELES

$$L = k \log_{10} \frac{x_2}{x_1}$$

ABSOLUTOS: x_1 es el valor de referencia de una magnitud

Potencia

$$\begin{cases} x_2 = 1 \text{ mW} \Rightarrow L \text{ [dBm]} = 10 \log_{10} P \text{ (mW)} \\ x_1 = 1 \text{ W} \Rightarrow L \text{ [dBW]} = 10 \log_{10} P \text{ (W)} \end{cases}$$

Tensión

$$\begin{cases} x_1 = 0.775 \text{ V} \Rightarrow L \text{ [dBu]} = 20 \log_{10} \frac{V \text{ (V)}}{0.775 \text{ (V)}} \\ x_1 = 1 \text{ V} \Rightarrow L \text{ [dBV]} = 20 \log_{10} V \text{ (V)} \end{cases}$$

$R = 600 \Omega$
en telefonía !!!

$$L \text{ [dBm]} = 20 \log_{10} \frac{V}{0.775} + 10 \log_{10} \frac{600}{R} = L \text{ [dBu]} + 10 \log_{10} \frac{600}{R} = L \text{ [dBu]}$$

RELATIVOS: x_1 es el valor de la magnitud en un punto de referencia del circuito

$$L \text{ [dB]} = k \log_{10} \frac{x_2}{x_1} \equiv 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

Se suelen usar para describir la atenuación en los sistemas de transmisión analógicos, para lo que se usan tonos de prueba:

$f = 1020 \text{ Hz}$ \Rightarrow Frecuencia de referencia para prueba de señal sinusoidal.

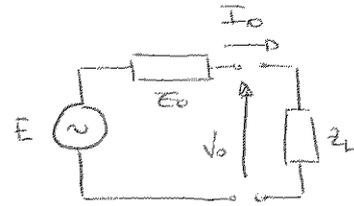
$PWR_{\phi} \equiv$ Punto de nivel relativo $\phi \Rightarrow$ Normalmente habrá 0 dBm. Se suele escribir dBm ϕ refiriéndose al PWR_{ϕ}

Una señal de $f = L \cdot 20$ Hz de L dBm ϕ tiene:

- L dBm en el punto de 0 dB
- $(L+x)$ dBm en el punto de x dB

$$L [\text{dBm}] = L_{\phi} [\text{dBm}\phi] + L_r [\text{dB}]$$

ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS:



$$\bar{P} = V_0 \cdot I_0^*$$

POTENCIA VECTORIAL
O COMPLEJA

$$P = |V_0| |I_0| = |I_0|^2 |Z_L| = \frac{|V_0|^2}{|Z_L|}$$

POTENCIA APARENTE

(V_0 y I_0 se miden por separado sin sus fases)

$$P_m = \text{Re} [V_0 I_0^*] = P \cos \phi (Z_L)$$

POTENCIA REAL

(o Activa, o entregada, o disipada)

ADAPTACIÓN CONJUGADA:

$$Z_L = Z_0^*$$

ADAPTACIÓN CONJUGADA

$$P_d = \frac{|E|^2}{4R_0}$$

POTENCIA DISPONIBLE

$$V_0/E = \frac{Z_0^*}{2R_0}$$

RELACION V_0/E

\Rightarrow No es un n.º real. \Rightarrow Habrá distorsión en la señal transferida.

ADAPTACIÓN IMAGEN:

$$Z_L = Z_0$$

ADAPTACIÓN IMAGEN

$$V_0/E = \frac{1}{2}$$

RELACION V_0/E

$$P_m = \frac{|E|^2 R_0}{4 |Z_0|^2}$$

POTENCIA REAL

\Rightarrow Es igual a la P_d cuando la carga es real, es decir, $Z_L = Z_0 = R_0 \Rightarrow$ Adaptación

imagen = Adaptación conjugada.

TEMA 2: FUENTES DE INFORMACIÓN

1. CODIFICACIÓN DIGITAL DE SEÑALES ANALÓGICAS

1.1 MUESTREO

1.2 CUANTIFICACIÓN. RUIDO DE CUANTIFICACIÓN

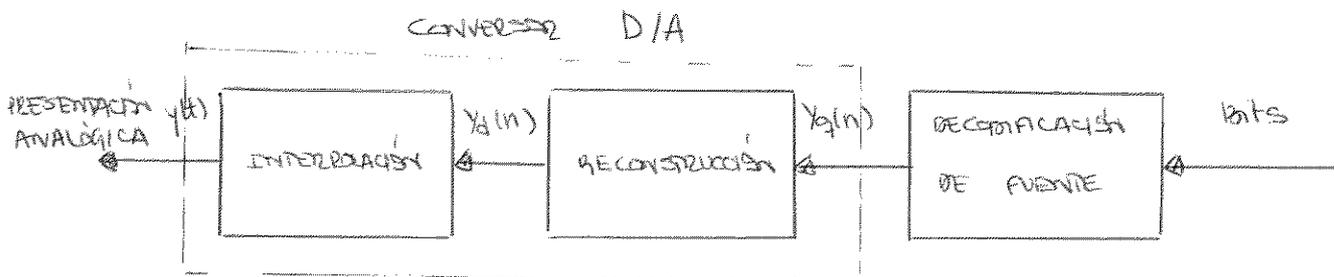
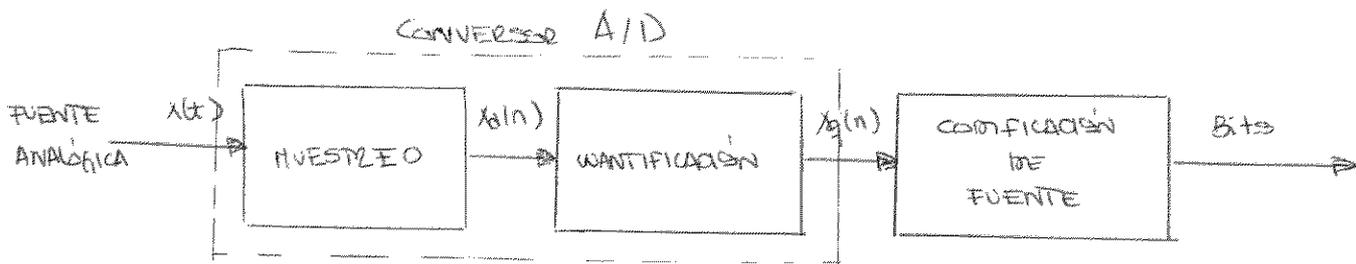
1.3 CODIFICACIÓN

2. LA SEÑAL DE AUDIO. TERMINAL TELEFÓNICA

3. LA SEÑAL DE VIDEO.

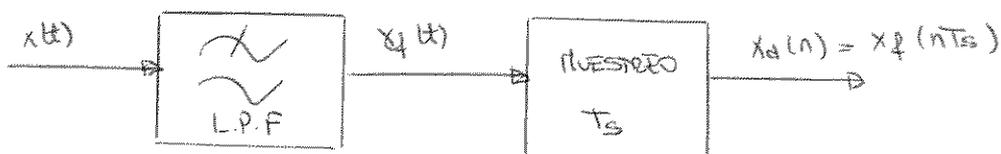
4. EL SISTEMA ITIC

1. CODIFICACIÓN DIGITAL DE LAS SEÑALES ANALÓGICAS



1.1 MUESTREO / INTERPOLACIÓN:

• MUESTREO: Convierte la señal continua en el tiempo $x(t)$ en una señal discreta $x_d(n)$ en el tiempo.



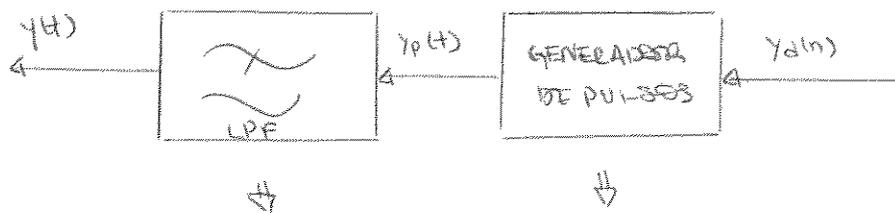
• $T_s = \frac{1}{f_s}$ donde f_s la frecuencia de muestreo

• Para preservar la información de $x_f(t)$ siempre debe cumplir que $f_s \geq 2f_{max}$ donde

f_{max} la máxima frecuencia de $x_f(t) \Rightarrow$ CRITERIO DE NYQUIST

• INTERPOLACIÓN: genera una señal continua en el tiempo $y(t)$ a partir de una señal discreta en el tiempo $y_d(n)$.

función recuperar la señal enviada a partir de los valores reconstruidos en el decodificador.



Elimina las réplicas para quedarme con el espectro fundamental de $y_p(t)$

$$y_p(t) = \sum_n y_d(n) p_I(t - nT_s)$$

$$p_I(t) \equiv \text{PULSO INTERPOLADOR}$$

IDEAL DELTA DIRAC

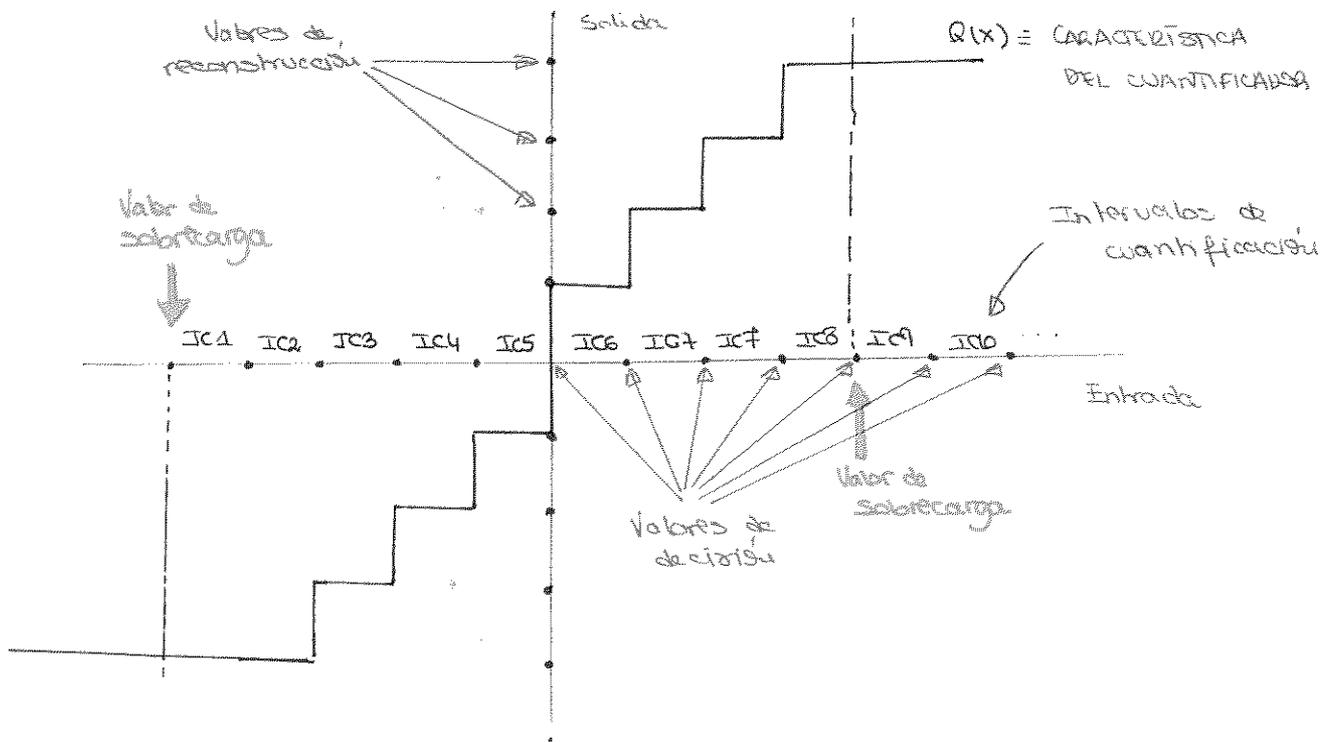
$y_p(t) \equiv$ superposición de espectros de $x_f(t)$ centrados en $f_i = \frac{i}{T_s}$ con $i \in \mathbb{Z}$ multiplicada por la TF de $p_I(t)$.

1.2 CUANTIFICACIÓN / RECONSTRUCCIÓN:

• CUANTIFICACIÓN: Conversión de la señal de entrada, con valores reales, en una señal que solo toma valores de un conjunto discreto.

▲ La cuantificación \Rightarrow pérdida irreversible de información. !

• RECONSTRUCCIÓN: Asigna a la señal discretizada un valor de reconstrucción, que es un n^o real, y que se elige como representante del intervalo.



Solo un bit por muestra (esta)

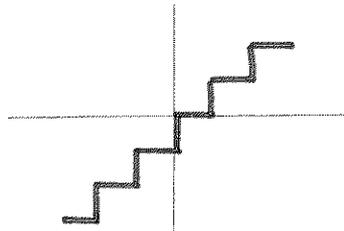
TIPOS DE CUANTIFICACIÓN:

CUANTIFICACIÓN (1):

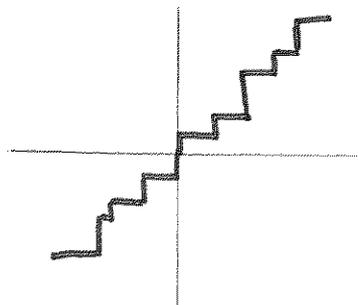
- ESCALAR: Si la correspondencia entre las muestras de entrada y las de salida es una a una: $y(n) = Q(x(n))$
- VECTORIAL: Si se opera por bloques: $\vec{y}(n) = Q(\vec{x}(n))$ donde $\vec{y}(n) = (y(n), \dots, y(n+N))$ y $\vec{x}(n) = (x(n), \dots, x(n+N))$

CUANTIFICACIÓN (2):

- UNIFORME: Si la anchura de todos los intervalos IC_i es igual



- NO UNIFORME: Si la anchura no es la misma.

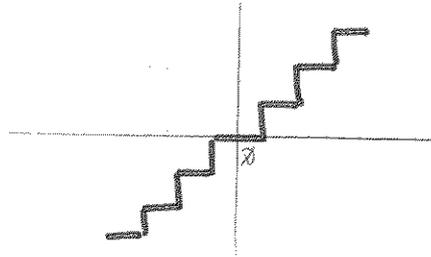


NOTA: El cuantificador es simétrico si su característica es simétrica respecto al origen

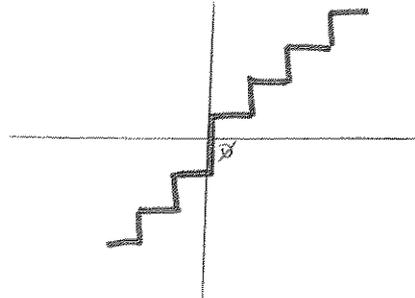
$$Q(x) = Q(-x)$$

CLASIFICACIÓN (3):

◦ CON CORTE CENTRAL: El ϕ es un valor de reconstrucción



◦ SIN CORTE CENTRAL: El ϕ es un valor de decisión



◦ AVISO DE CUANTIFICACIÓN (= ERROR DE CUANTIFICACIÓN = DISTORSIÓN DE CUANTIFICACIÓN)

Para medir la calidad del sistema se usa este error de cuantificación.

$$q(n) = x(n) - y(n)$$

$$E[q^2] = \int_{x_{min}}^{x_{max}} (x - Q(x))^2 f(x) dx = \sum_{i=1}^L \int_{x_{i-1}}^{x_i} (x - q_i)^2 f(x) dx$$

↑
 $Q(x) = q_i$

EXISTENCIA DEL
AVISO DE CUANTIFI-
CACIÓN

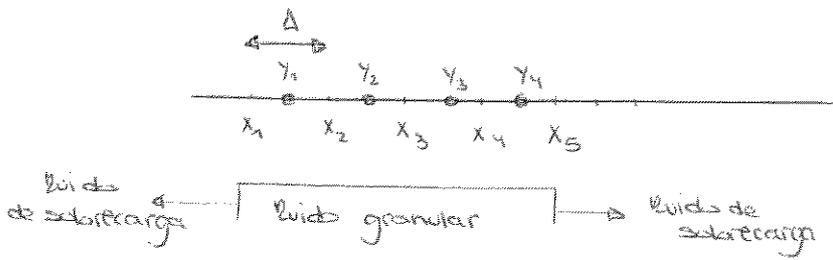
siendo $f(x)$ la f.d.p de las muestras a cuantificar.

$$E[q^2] = E^2[q] + \sigma_q^2 = \sigma_q^2$$

$$E^2[q] = 0$$

MEBIA DEL ERROR (diseñado para que sea 0)

• RUIDO GRANULAR Y RUIDO DE SOBRECARGA:



circulación por
 4^2
 $16 + 16 = 32$
 5 niveles

$$\text{Error máximo} = \frac{\Delta}{2}$$

* En la región definida por el intervalo $[x_1, x_5]$ el valor absoluto del error de cuantificación está acotado siempre menor o igual $\frac{\Delta}{2}$.

* Para valores de entrada de la señal menores que x_1 o mayores que x_5 se dice que el cuantificador ha entrado en sobrecarga y el error de cuantificación no está acotado.

Cuando la señal no está acotada:

$$\sigma_q^2 = \int_{-\infty}^{x_1} (x - q_1)^2 f(x) dx + \sum_{i=1}^L \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - q_i)^2 f(x) dx + \int_{x_{L+1}}^{\infty} (x - q_L)^2 f(x) dx \Rightarrow$$

x_1 y x_{L+1} no influyen en la expresión

$$\sigma_q^2 = \underbrace{\int_{-\infty}^{x_1} (x - q_1)^2 f(x) dx}_{\text{SOBRECARGA}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{L+1} \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - q_i)^2 f(x) dx}_{\text{GRANULAR}} + \underbrace{\int_{x_{L+1}}^{\infty} (x - q_L)^2 f(x) dx}_{\text{SOBRECARGA}}$$

POTENCIA DE RUIDO DE CUANTIFICACIÓN

$$P(\text{SOBRECARGA}) = P(x < x_1) + P(x > x_{L+1}) = \int_{-\infty}^{x_1} f(x) dx + \int_{x_{L+1}}^{\infty} f(x) dx$$

PROBABILIDAD DE QUE SE PRODUZCA SOBRECARGA

• APROXIMACIÓN PARA EL CUANTIFICADOR UNIFORME: Siendo Δ el ancho del intervalo

Valores de decisión: $x_i = i\Delta \quad i = -\frac{L}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{L}{2}$

Valores de cuantificación: $q_i = \begin{cases} i\Delta + \frac{\Delta}{2} = \frac{2i+1}{2}\Delta & \text{si } i = -\frac{L}{2}, \dots, -1 \\ i\Delta - \frac{\Delta}{2} = \frac{2i-1}{2}\Delta & \text{si } i = 1, \dots, \frac{L}{2} \end{cases} \Rightarrow$

\Rightarrow Si los intervalos de cuantificación se extienden simétricamente alrededor del origen para un número par de niveles L .

$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12}$ \Leftrightarrow $\left. \begin{array}{l} \bullet L \rightarrow \infty \\ \bullet \text{El ruido de sobrecarga es despreciable} \\ \bullet f(x) \text{ es suave (f.d.p. continua)} \end{array} \right\}$

son necesarios $m = \log_2 L$ [bits] para cuantificar L niveles.

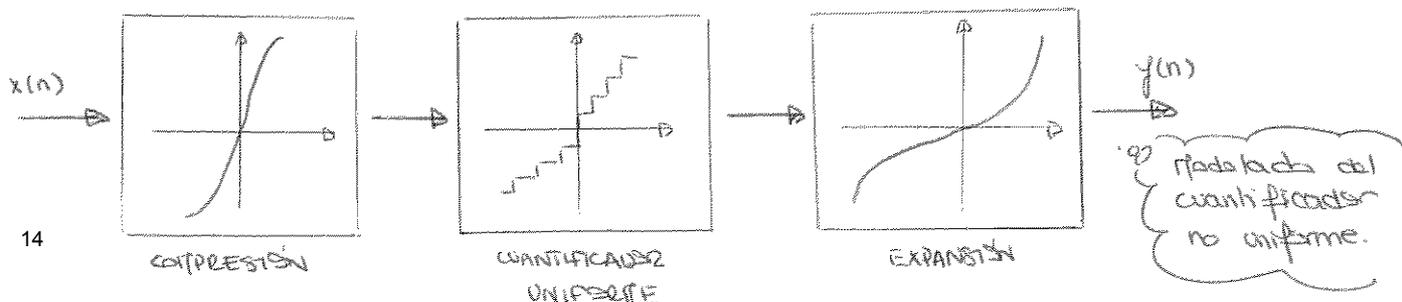
siendo $[x_i, x_{L+1}] = [a, b]$ obtenemos:

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{(b-a)^2/12} 2^{2m} = k \cdot 2^{2m}$$

$$\frac{S}{N} = 6 \log k + 6 \cdot m \quad [\text{dB}] \quad \Rightarrow$$

Cada bit proporciona 6 [dB] más a la relación señal a ruido.

• APROXIMACIÓN PARA EL CUANTIFICADOR NO UNIFORME: Ahora la anchura de los intervalos no es cte.



* Un caso más interesante de cuantificación no uniforme es la cuantificación robusta.

Se busca que la relación señal a distorsión se cte.

$$\frac{S}{D} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_q^2} = \text{cte}$$

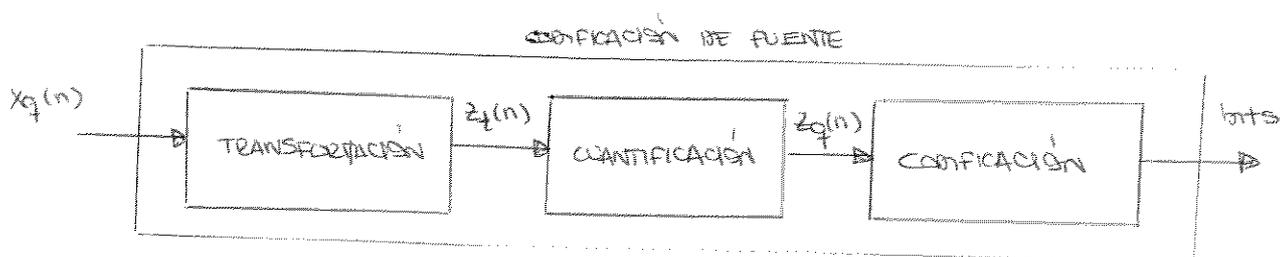
1.3 CODIFICACIÓN / DECODIFICACIÓN DE FUENTE:

= Después de la cuantificación, se le asignan a cada valor etiquetas de un alfabeto finito (normalmente binario).

* Ejemplo: 8 ICs \Rightarrow palabras de 3 bits.

• codificación Huffman (TRDT)

• El esquema es el siguiente:



- TRANSFORMACIÓN: Eliminación de la redundancia estadística y eliminación de la redundancia perceptual. Es reversible.

- CUANTIFICACIÓN: Reduce el número de valores que puede tomar cada muestra de la señal transformada (cuantifica la señal transformada). No es reversible.

no las de la
señal analógica !!

- CODIFICACIÓN: Representa la sucesión de etiquetas de cuantificación como una sucesión de bits. Si esta representación se realiza de manera eficiente atendiendo a características estadísticas de la fuente \Rightarrow codificación estadística.

* Caso particular: Solo existe esta etapa (es el más sencillo). Ej: los sistemas MIC.

Hay dos tipos de codificación de fuente:

- Sin pérdidas: Es reversible.

No incluye la cuantificación.

Tiene dos problemas: el grado de compresión es bajo y además este no se puede garantizar.

- En pérdidas: Es irreversible.

Se consigue el grado de compresión deseado a cambio de una pérdida de información.

La calidad de la señal decodificada depende inversamente al grado de compresión.

↳ TRANSFORMACIÓN DEL ESPACIO DE LA SEÑAL:

Hay dos tipos:

- Predictiva
- Lineal
 - ↳ Descomposición por bandas
 - ↳ Transformación lineal por bloques

(1) CODIFICADORES PREDICTIVOS: se resta al elemento a codificar una predicción basada en elementos anteriores decodificados.

La señal de diferencia $d(n)$ se define como:

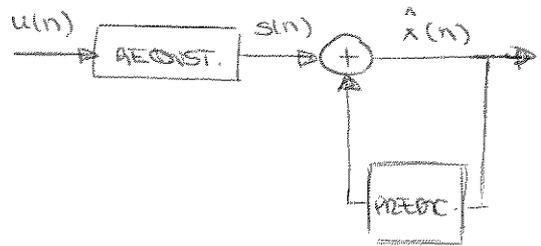
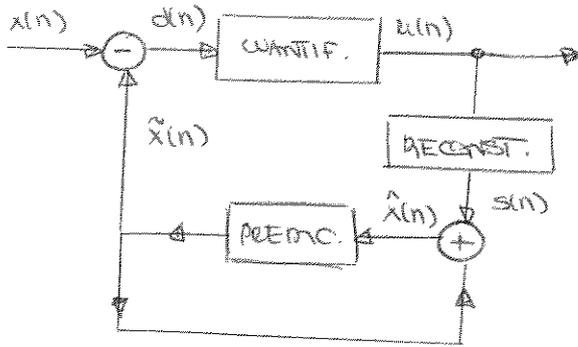
$$d(n) = x(n) - x(n-1)$$

$d(n)$ tiene una σ^2 mucho menor \Rightarrow su cuantificación será más eficiente que la de $x(n)$.

$$d(n) = x(n) - \hat{x}(n)$$

siendo $\hat{x}(n)$ una predicción de $x(n)$ basada en muestras anteriores.

Esta predicción debe basarse en valores cuantificados y reconstruidos para que el decodificador pueda generarla y así reconstruir la señal.



$\tilde{x}(n)$ Predicción

$\hat{x}(n)$ Muestra reconstruida

Tipos de predicción:

- Muestra anterior: $\tilde{x}(n) = \hat{x}(n-1) \cdot \alpha$ (caso + simple)
- Combinación lineal de varias muestras anteriores:

$$\tilde{x}(n) = \alpha_1 \hat{x}(n-1) + \dots + \alpha_N \hat{x}(n-N)$$

$$g_p = \frac{(s/d)_{\text{pred}}}{(s/d)_{\text{no pred}}} = \frac{c_{\text{no pred}}}{c_{\text{pred}}} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_d^2}$$

GANANCIA DE LA PREDICCIÓN

* ESQUEMAS ADAPTATIVOS: los parámetros del cuantificador y del predictor se calculan con una lógica adaptada.

Adaptación hacia adelante

Adaptación hacia atrás

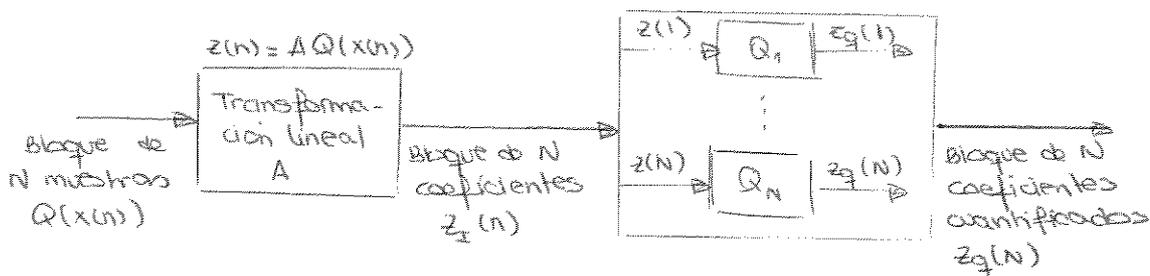
12) CODIFICADORES DE SUBBANDAS:

Pasos de esta codificación:

- ① La señal se hace pasar por un banco de filtros de análisis.
- ② A la salida de cada filtro la señal se submuestra de manera que la unión de todas las señales resultantes tenga el mismo n° de muestras que la señal original.
- ③ Se puede aplicar una cuantificación distinta a cada banda.
- ④ Para la decodificación las señales se pasan por filtros de síntesis sumándose a continuación el resultado.

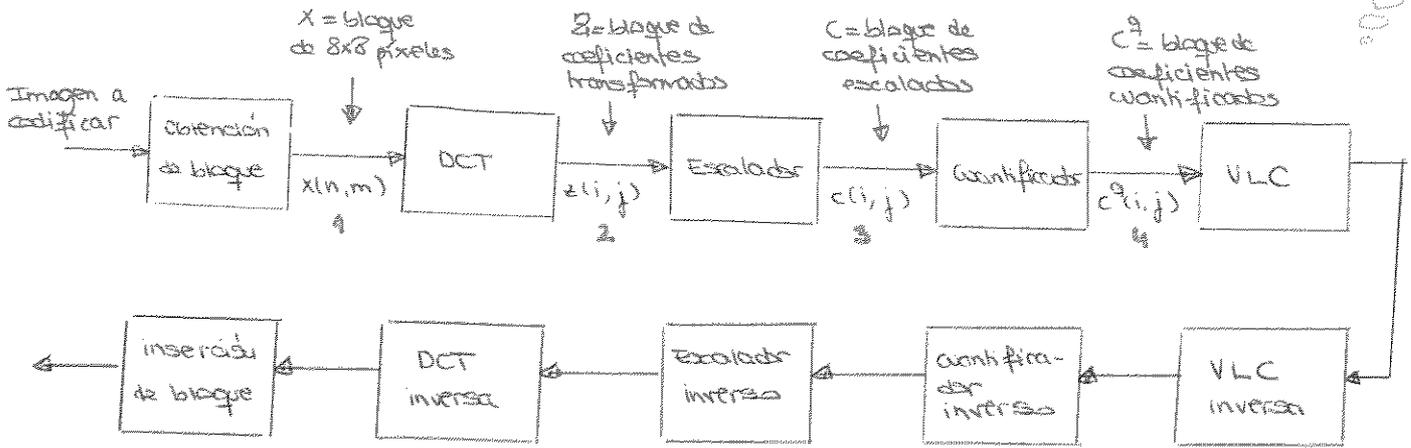
13) CODIFICADORES TRANSFORMACIONALES DE BLOQUES:

La función de la transformación lineal es decorrelacionar la señal. Resulta más eficiente debido a la mayor concentración de energía. Se consigue una compresión mayor para la misma degradación subjetiva si al realizar la cuantificación de los coeficientes se tiene en cuenta la sensibilidad del sistema de percepción humana a los distintos coeficientes.



14) CODIFICADOR DCT PARA BLOQUES DE 8x8:

VLC = Codificación de longitud variable



1. La imagen se divide en bloques no solapados de 8x8 píxeles.
2. Cada bloque X se convierte por DCT en un bloque de coeficientes z.
3. A cada coeficiente z(i,j) del bloque z se le aplica un escalado, seguido de un cuantificador común obteniéndose c^q(i,j).
4. A cada bloque cuantificado c^q se le aplica un codificador de estadísticas, generando un conjunto de bits que representan al bloque X comprimido.

Expresiones para las transformaciones directa e inversa para bloques 2-D de 8x8 muestras:

$$z(i,j) = \frac{1}{4} C_i C_j \sum_{n=0}^7 \sum_{m=0}^7 x(n,m) \cos \frac{(2n+1)i\pi}{16} \cdot \cos \frac{(2m+1)j\pi}{16} \quad i,j = 0,1,\dots,7$$

$$x(n,m) = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^7 \sum_{j=0}^7 C_i C_j z(i,j) \cos \frac{(2n+1)i\pi}{16} \cdot \cos \frac{(2m+1)j\pi}{16} \quad n,m = 0,1,\dots,7$$

donde $C_k = \begin{cases} 1/\sqrt{2} & \text{si } k=0 \\ 1 & \text{si } k \neq 0 \end{cases}$

$$x = [x(0,0), x(0,1), \dots, x(0,7), x(1,0), \dots, x(7,7)]^T$$

$z = C \cdot x$

forma matricial

$$z = [z(0,0), z(0,1), \dots, z(0,7), z(1,0), \dots, z(7,7)]^T$$

C = matriz de 64 x 64 elementos

- * Codificación / Decodificación de canal: se añaden q bits de redundancia a cada bloque de p bits de la señal binaria.

Codificación Reed-Solomon: RS (X, Y) p.ej. RS(32, 26)

Cada bloque de Σ bits se convierte en un bloque de \bar{X} bits.

2. SEÑAL DE AUDIO:

* Caracterización del sonido:

- Intensidad: Representa la potencia del sonido.
- Tono: Es la frecuencia fundamental del sonido
- Timbre: Permite distinguir entre varios sonidos del mismo tono producidos por fuentes distintas.

* Características de digitalización del audio digital:

- Audio digital sin compresión:

$$R = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{Estéreo}}}{2} \times 44'1 \text{ [muestras/s]} \times 16 \text{ [bits/muestra]} = 141 \text{ [Mb/s]}$$

- Audio comprimido para grabación:

$$\text{Minitrac} \Rightarrow R = 292 \text{ [kb/s]}$$

$$\text{DCC} \Rightarrow R = 384 \text{ [kb/s]}$$

• Audio digital de TV analógica:

$$R = 2 \times 32 \text{ [muestras/s]} \times 14 \text{ [bits/muestra]} = 640 \text{ [kb/s]}$$

↑
Estéreo

↑
Se hace una compresión

de 14 bits/muestra a
6 bits/muestra

* MAGNITUDES DE INTENSIDAD SONORA:

• Intensidad sonora:

$$L_I \text{ [dB]} = 10 \log \frac{I}{I_0} = 120 + 10 \log I \text{ [W/m}^2\text{]}$$

$$I_0 = 10^{-12} \text{ [W/m}^2\text{]}$$

UMBRAL DE AUDIBILIDAD
PARA UN TONO DE 1.000 Hz

• Presión acústica $\equiv P$ [$P_0 = \text{N/m}^2$]

$$I = \frac{P^2}{Z}$$

siendo Z un parámetro característico del medio denominado impedancia acústica, [$\text{rayl} = \text{kg/m}^2\text{s}$]

$Z_0 = 400 \text{ rayl} \equiv$ Impedancia acústica del aire en condiciones normales.

$$L_p \text{ [dB]} = 20 \log \frac{P}{P_0} = 94 + 20 \log P \text{ [Pa]}$$

$$P_0 = \sqrt{I_0 \cdot Z_0} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ [Pa]}$$

NIVEL DE
PRESIÓN

- Para $Z = Z_0 \rightarrow L_p = L_I$
 - La señal de audio tiene un rango de 75-80 dB.
 - La voz tiene un rango de 30 dB (+12 dB - -18 dB)
- $L_0 \text{ máx: } 140 \text{ dB}$

* CARACTERÍSTICAS QUE PRESENTA EL OÍDO HUMANO:

- Rango de frecuencias: 20 Hz - 20 kHz
- Máxima sensibilidad: 1 kHz - 3 kHz
- No lineal \Rightarrow
 - Generación de tonos inexistentes
 - Enmascaramiento de unos tonos por otros.

Puesto que el sistema auditivo no es lineal, no podemos caracterizarlo con una $H(f)$ como si fuera un canal lineal, pero se hace una aproximación a través de las curvas de isosensación objetiva-subjetiva.

Para simular la respuesta del oído humano se crean las redes de ponderación esfométrica, de forma que se calcula un factor de ponderación:

$$k_p = 2.5 + 16 \log \frac{B \text{ (kHz)}}{3.1} \quad [\text{dB}]$$

• Cálculo telefónico:
 $k_p = 3.6 \text{ dB}$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{subjetiva}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{real}} + k_p \text{ [dB]}$$

* TERMINAL TELEFÓNICO:

Se utiliza la sensibilidad como parámetro de caracterización:

• Microfano:

$$S \text{ [dB (V/Pa)]} = 20 \log \frac{V}{P}$$

SENSIBILIDAD DEL MICROFONO

• Telefono:

$$S \text{ [dB (Pa/V)]} = 20 \log \frac{P}{V}$$

SENSIBILIDAD DEL TELEFONO

* EFFECTO LOCAL: Pérdida de 3 dB por el paso de potencia al telefono a través del microfano.

* REPRESENTACIÓN DIGITAL DE LA SEÑAL:

La señal de audio puede representarse digitalmente de muchas maneras:

- MFC de voz
- MFC de audio
- MFC (codificación predictiva)
- Codificación por subbandas.

Las frecuencias de muestreo más usuales para las aplicaciones de telefonía y audio

son:

- Telefonía $\left\{ \begin{array}{l} 8 \text{ kHz} \leftarrow \text{Banda estrecha} \\ 16 \text{ kHz} \leftarrow \text{Banda ancha} \end{array} \right.$
- Audio $\left\{ \begin{array}{l} 48 \text{ kHz} \leftarrow \text{Producción, tratamiento, intercambio} \\ 44.1 \text{ kHz} \leftarrow \text{CD / consumo} \\ 32 \text{ kHz} \leftarrow \text{transmisión} \end{array} \right.$

El grado de compresión para una buena calidad está en $\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ b/muestra para voz} \\ 2 \text{ b/muestra para audio} \end{array} \right.$

La velocidad binaria final del audio digitalizado no solo depende de su frecuencia de muestreo y del n° de bits asignados a cada muestra, sino que también depende del grado de compresión alcanzado y de la cantidad de información adicional (como la redundancia).

* Ejemplo: Para el CD: $\left. \begin{array}{l} \text{Velocidad en el audio} = 1.41 \text{ Mb/s} \\ \text{Velocidad redundancia} = 2.91 \text{ Mb/s} \end{array} \right\} \Rightarrow R_T = 4.32 \text{ Mb/s}$

Para conseguir mayor compresión se aprovecha:

- Enmascaramiento simultáneo: Una señal no se oye por estar cerca de otra de más nivel.
- Enmascaramiento temporal: Un sonido enmascara a uno posterior o anterior aunque este sea mayor.

3. LA SEÑAL DE VIDEO:

Se definen:

$$P [w] = \frac{N^2 \text{ fotones } h \cdot f}{t}$$

INTENSIDAD
LUMINOSA

Siendo:

$h \equiv$ cte de Planck

$f = \frac{c}{\lambda} \equiv$ frec. del fotón

$$I [\text{candela}] = \frac{\phi [\text{lumen}]}{a [\text{estereorradián}]}$$

INTENSIDAD
LUMINOSA

$\phi \equiv$ Flujo luminoso

$$E [lx] = \frac{\phi [\text{lumen}]}{S [m^2]}$$

ILUMINACIÓN

* SEÑAL DE VIDEO MONOCÓCICO:

La señal se muestra en el tiempo y verticalmente, y a veces, también horizontalmente.

Para evitar el parpadeo se usa un tiempo de exploración de cada imagen de

$T_s = 20 \text{ ms}$, con 25 imágenes/seg (1 imagen por 2 campos entrelazados).

$$\text{Nº elementos} = \left(\frac{\text{Relación de aspecto}}{\text{aspecto}} \right) \cdot \frac{\text{líneas}}{\text{píxeles}}$$

[elementos / seg]

5. 5:3 filtrado \Rightarrow buena calidad
Se verá en detalle en los problemas.

* SEÑAL DE VIDEO CON COLOR:

Se describe la luz a partir de sus colores primarios (rojo (R), verde (G) y azul (B)) pero estos se convierten a luminancia (brillo) y crominancia (color) a fin de reducir el ancho de banda.

Se usa el siguiente estándar de muestreo:

4:4:4 Muestra completo de R, G y B $\Rightarrow R = 3 \cdot Y$

4:2:2 Muestra completo de Y, submuestra de 2:1 de G y B \Rightarrow

A $\begin{matrix} \square & \square & \square \\ B & B/2 & B/2 \end{matrix}$ $R = Y + \frac{Y}{2} + \frac{Y}{2} = 2 \cdot Y$

4:1:1 Muestra completo de Y, submuestra de 4:1 de G y B \Rightarrow

A $\begin{matrix} \square & \square & \square \\ B & B/4 & B/4 \end{matrix}$ $R = Y + \frac{Y}{4} + \frac{Y}{4} = \frac{3}{2} Y$

4:2:0 Muestra completo de Y, submuestra 2:1 en G y B, horizontal

A $\begin{matrix} \square & \square & \square \\ B & B/2 & B/2 \end{matrix}$ y vertical $\Rightarrow R = Y + \frac{Y}{4} + \frac{Y}{4}$

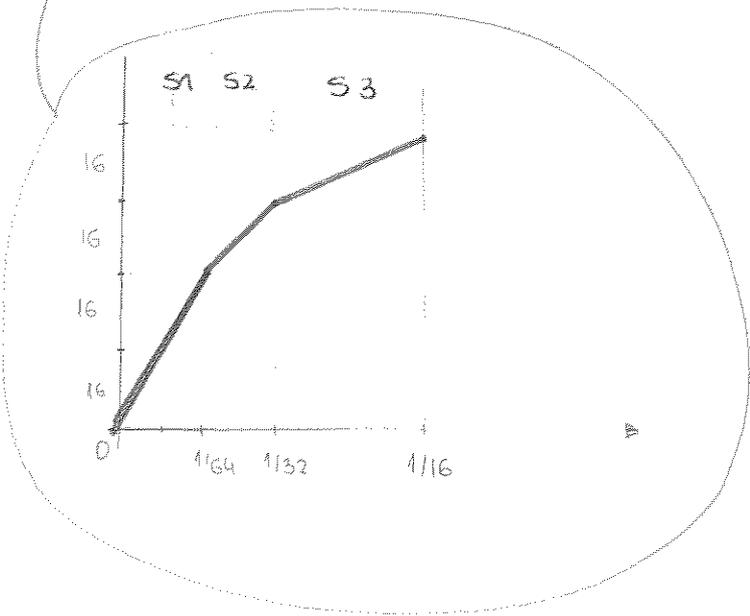
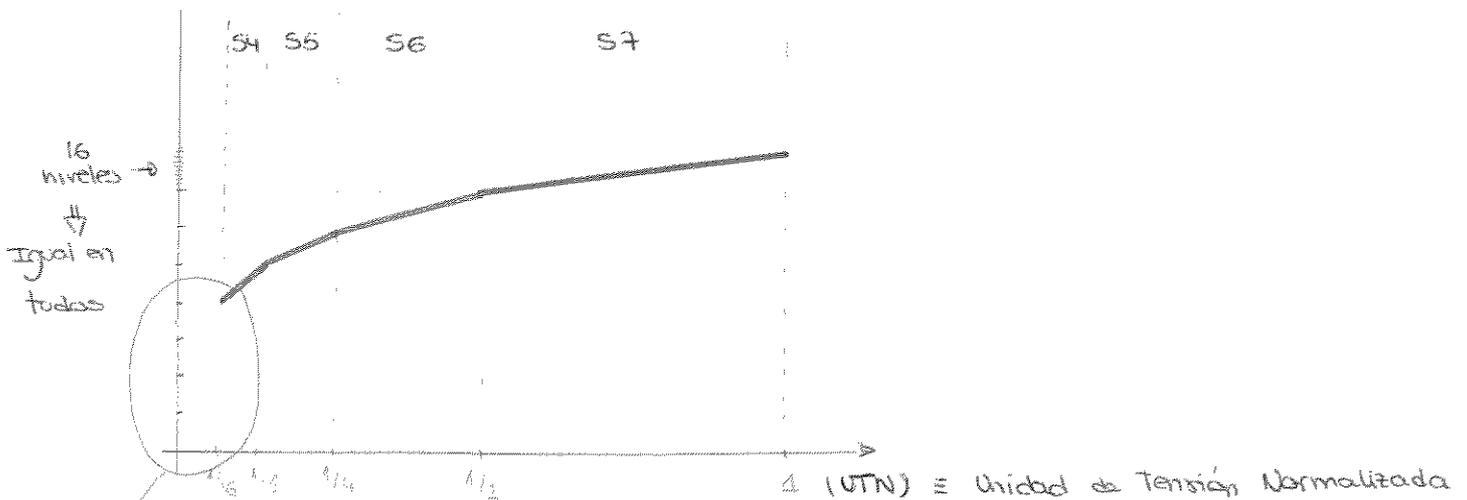
4. EL SISTEMA MIC:

¡ PCM = Pulse Code Modulation

MIC \equiv Modulación por Impulso de Cuantificación

Se caracteriza por:

- Muestras: 8 muestras/s
- Cuantificación: no uniforme
- Codificación: 8 bits/muestra



- 13 intervalos simétricos respecto al origen \Rightarrow segmentos
- 16 IC en cada segmento, excepto en S6 y S7 que hay 32 IC
- S1 tiene 32 IC en la parte positiva y 32 IC en la parte negativa ya que no hay cambio de pendiente.

Amplitud máxima del intervalo $\Rightarrow A_{max} = \frac{1/2}{16} = \frac{1}{2^5}$ UTN \rightarrow S7

$$A_{max} = \frac{l}{2} \cdot \frac{l}{2^4}$$

Amplitud mínima del intervalo \Rightarrow

$$A_{min} = \frac{1/128}{16} = \frac{1}{2^{11}} \text{ VTN} \rightarrow S_{11}$$

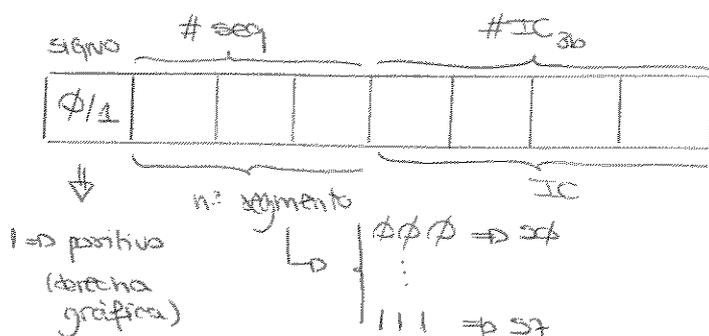


$$A_{min} = \frac{1}{2^7} \cdot \frac{1}{2^4}$$

La reconstrucción se realiza dando el valor del centro del intervalo, de forma que

el error máximo es de $\frac{1}{2}$ anchura intervalo

* MÉTODO PRÁCTICO: Ley A de 8 bits



$\phi \Rightarrow$ negativo (eq. gráfica)

Como cada segmento se divide en 16 IC, codificamos:

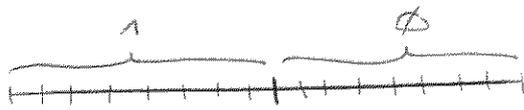


ϕ o 1 según esté en la 1ª o en la 2ª parte del segmento

Codificamos el IC con los 3 bits restantes; desde el $\phi \phi \phi$ hasta el 111

* NOTA: El S_{11} se considera dividido en S_{ϕ} y S_1 , cada uno con 16 bits, en total 32 bits.

Para la parte negativa se codifica en cada segmento:

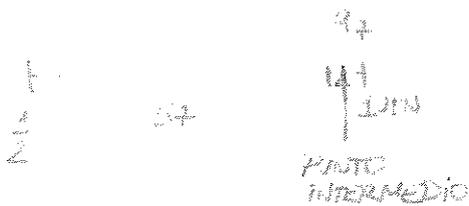
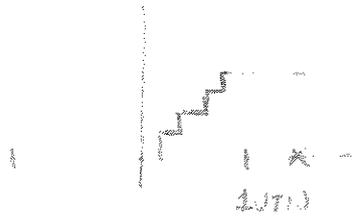


y los otros 3 bits del IC análogamente a la parte positiva.

Para tenerlo en voltios (x bits):

$$\bar{x} = + \left[\frac{1}{2^6} + 12,5 \cdot \frac{1}{2^{10}} \right] \cdot 2,3 \text{ V} = 7,764 \text{ mV}$$

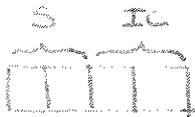
(2) $x = 0,41 \text{ V}$ que es mayor que el valor de sobrecarga:



$$x = \left(1,07 \text{ V} - \frac{0,41}{2} \right) \cdot \text{Volt}$$

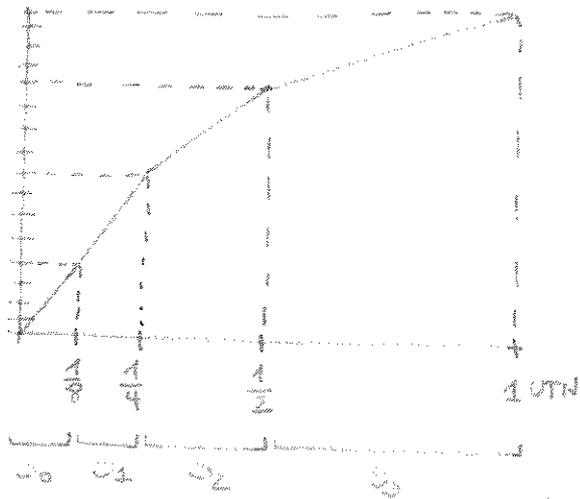
$$\bar{x} = \left(1 - \frac{0,25}{2} \right) \cdot 2,3 \text{ V} = 0,295 \text{ V}$$

II.3



La característica:

(1)



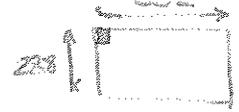
(2) $V_{sub} = 2 \text{ V}$

$$a_{max} = a_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2^2} = \frac{1}{2^3} \text{ UTN} = \frac{1}{2^3} \cdot 2 = 250 \text{ mV}$$

$$a_{min} = a_0 = a_1 = \frac{1}{2^2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{2^3} \text{ UTN} = \frac{1}{2^3} \cdot 2 = 62,5 \text{ mV}$$

I-2

3 ocupamientos



1 IMAGE → 2 LAMPAS

$$(a) N = 238 \cdot 352 \cdot \frac{30}{2} \cdot 3 = 4,52 \cdot 10^6 \text{ muestras/s}$$

$$R = 238 \cdot 352 (5 + 3 + 2) \frac{30}{2} \text{ bps} = 12,165 \text{ Mbps}$$

$$(b) R' = 238 \cdot 352 \cdot \frac{30}{2} (3 + \frac{3}{2} + \frac{3}{2}) = 24,33 \text{ Mbps}$$

La nueva señal de video se expande → Factor 2

(c) R3 (255, 239)

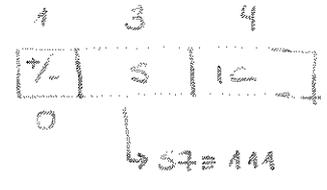
C (4, 3)

$$R'' = R' \cdot \frac{255}{239} \cdot \frac{4}{3} = 31,612 \text{ Mbps}$$

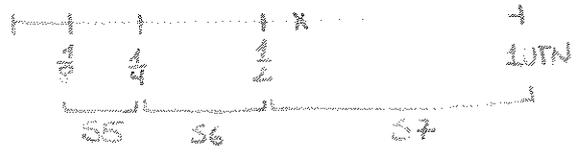
I.3

$$V_{\text{bob}} = 0,3 \text{ V}$$

$$(a) x = -0,2 \text{ V} = \frac{-0,2}{0,3} = -0,666 \text{ UTN}$$



SEGMENTO:



INTERVALO DE CUANTIFICACION:

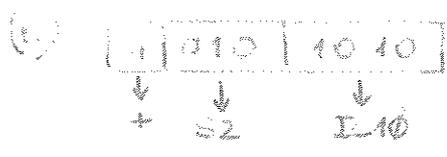
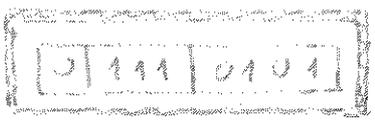


ANCHO DE UN INTERVALO DE SEGM. 7

$$a_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2^4} = \frac{1}{2^5}$$

Nº INTERVALO DE CUANTIF. = nº IC = $\left\lceil \frac{0,666 - 0,5}{a_2} \right\rceil =$

$$\left\lceil \frac{0,166}{1/2^5} \right\rceil = \left\lceil 5,33 \right\rceil = 5$$



IC5 → 0101

$$x = + \left(\frac{1}{64} + 10,5 \cdot a_2 \right) \text{ UT}$$

$$= + \left(\frac{1}{2^6} + 10,5 \cdot \frac{1}{2^{10}} \right) \text{ UT}$$

$$a_2 = \frac{1}{2^6} \cdot \frac{1}{2^4} = \frac{1}{2^{10}}$$

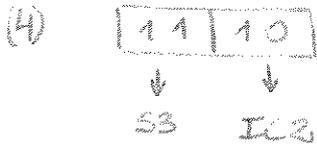
$$(3) x = 0,4 V = \frac{0,4}{2} = 0,2 \text{ UTN}$$

$$\rightarrow x \in S1 \rightarrow 0,1$$

$$n = \frac{0,2 - 0,1}{a_1} = 2 \rightarrow 10$$

$$a_1 = \frac{1}{2^3} \cdot \frac{1}{2^2} = \frac{1}{2^5}$$

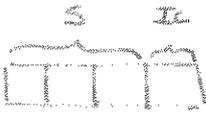
01 | 10



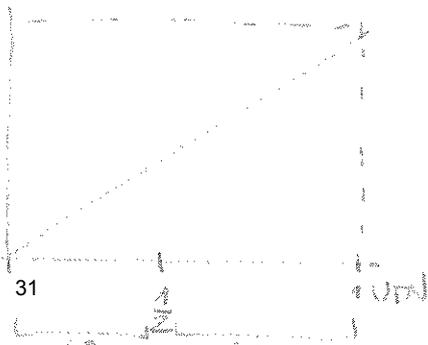
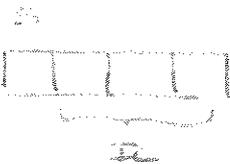
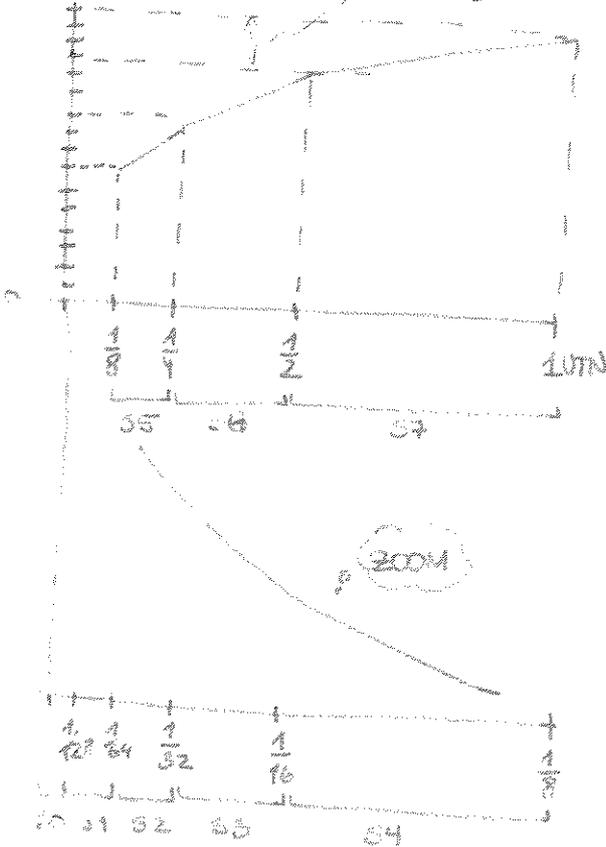
$$\hat{x} = \left(\frac{1}{2} + 2,5 \cdot a_0 \right) \cdot V_{ob} = 1,625 V$$

$$a_0 = \frac{1}{2^3}$$

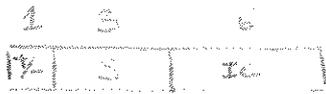
(5)



LOA DISTANCIA DEFE
COR 2



[I, K]



$$a) R_{max} = R_2 = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2^5} = \frac{1}{2^7} \text{ UN}$$

$$R_{min} = R_0 = R_1 = \frac{1}{2^4} \cdot \frac{1}{2^6} = \frac{1}{2^{10}} \text{ UN}$$

$$b) x = 1,035 \text{ V} \approx \frac{1,035}{3} = 0,345 \text{ UN}$$



SEGMENTO:



$$x \in S_6 \Rightarrow 110$$

[1 | 110 | 011 000]

$$n^{\circ} I_C = \left[\frac{0,345 - 0,25}{R_6} \right] = 24 \rightarrow 011 000$$

$$R_6 = \frac{1}{2^2} \cdot \frac{1}{2^6} = \frac{1}{2^8}$$

$$c) E_2 = |x - \hat{x}|$$

$$\hat{x} = + (0,25 + 24,5 R_6) = 0,345703125 \text{ UN}$$

$$E_2 = |0,345 - 0,345703125| = 0,000703125 \text{ UN} =$$

$$= 0,000703125 \cdot 3 \text{ V} = 0,002109375 \text{ V}$$

(d) Eliminamos los 2 bits menos significativos de los II



$$R_{max} = R_{01} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2^4} = \frac{1}{2^5} \text{ UN}$$



$$R_{min} = R_3 = R_2 = \frac{1}{2^{01}} \cdot \frac{1}{2^4} = \frac{1}{2^5} \text{ UN}$$

Es como:



$$(4) X = 1,055V \approx 3,345 \text{ JMN}$$

$$\rightarrow 630 \rightarrow 11140$$

$$1^{\circ} I = \frac{3,345 - 125}{45} = 0 \rightarrow 3 \text{ H0}$$

$$30 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{24} = \frac{1}{26}$$

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{24} = \frac{1}{26}$$

I.13

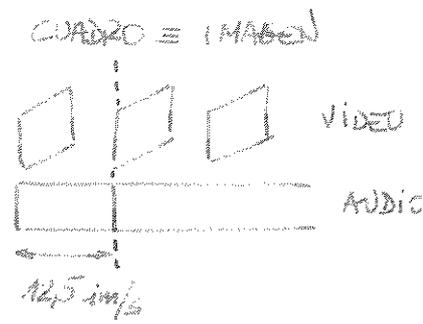
$$(a) R_v = 480 \cdot 640 \left(3 + \frac{3}{2} + \frac{8}{2} \right) \frac{25}{2} = 61,44 \text{ Mbps}$$

$$(b) R_A = 30 \cdot 40 \cdot 8 \cdot 2 = 480 \text{ Kbps}$$

\circ° En el enunciado no dice "K imágenes".

$$(c) M_v = 480 \cdot 640 (8 + 4 + 4) = 4,9152 \text{ MB}$$

$$M_A = \frac{480 \text{ Kbps}}{12,5 \text{ imágenes/s}} = 38,4 \text{ Kb}$$



$$(d) R'_v = R_v \cdot \frac{1}{3,5} = \frac{61,44 \text{ Mbps}}{3,5} = 17,554 \text{ Mbps}$$

(Compresión 3,5)

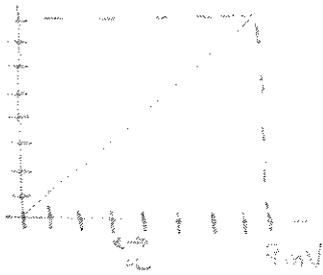
$$R'_A = R_A \cdot \frac{1}{2} = \frac{480 \text{ Kbps}}{2} = 240 \text{ Kbps}$$

$$(e) R''_v = R'_v \cdot \frac{235}{230} = 17,629 \text{ Mbps}$$

$$R''_A = R'_A \cdot \frac{235}{230} \cdot \frac{6}{5} = 317,3 \text{ Kbps}$$

[I-4]

(a) UNIFORME



$V_{ab} = 3mV$

$k_{\text{gr}} = a = 2mV$

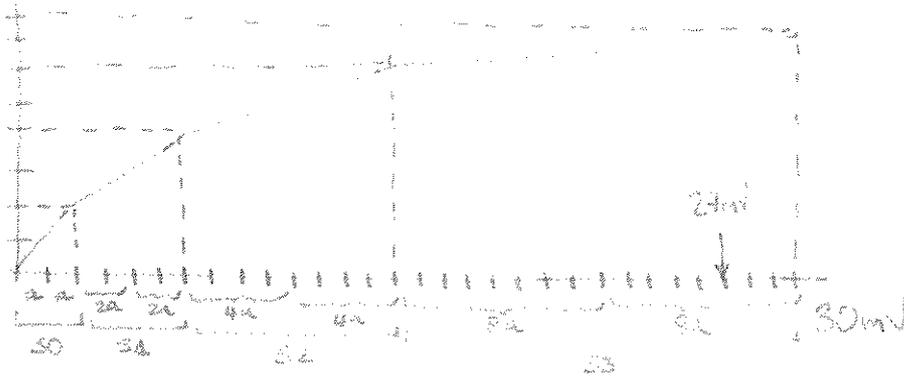
$x(t) = 2,02 + V = 2 + mV \rightarrow [111] \rightarrow$

$\rightarrow \hat{x}(t) = 7,5\mu = 7,5mV$

superm el $V_{ab} \Rightarrow x(t) \in A_1$

IC+

(b) $\begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$

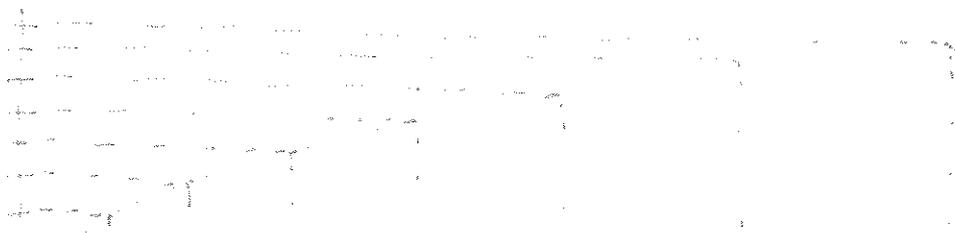


$V_{ab} = 3mV$

$k_{\text{gr}_1} = a_1 = k_{\text{gr}_2} = a_2 = k_{\text{gr}_3} = a_3 = 2mV$

$x(t) = 2mV \rightarrow \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 3 & 5 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \hat{x}(t) = 4mV + 1,5a_3 = 4mV + 1,5 \cdot 8 = 26mV$

(c)



$V_{ab} = 3mV$

$k_{\text{gr}_1} = 3mV$

$x(t) = 3mV \rightarrow \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 3 & 5 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \hat{x}(t) = 4mV + 1,5 \cdot 8 = 26mV$

I.26

21 UNIFORME

$$(a) X_+ = 0,2V \rightarrow C_+ = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \rightarrow \hat{X}_+ = + 0,5 \cdot 1 = 0,5V$$

$$E_x = \frac{1}{2} = E_+ = |0,2 - 0,5| = 0,3V$$

$$X_- = -4,5V \rightarrow C_- = [0 \ 1 \ 0 \ 0] \rightarrow \hat{X}_- = -4,5 \cdot 1 = -4,5V$$

$$E_- = |-4,5 - (-4,5)| = 0,2V$$

22 NO UNIFORME

$$\hat{I} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 4 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(b)



$$X_+ = 0,2V \rightarrow C_+ = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \hat{X}_+ = 0,25V$$

$$E_+ = |0,2 - 0,25| = 0,05V$$

$$X_- = -4,5V \rightarrow C_- = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \hat{X}_- = -5V$$

$$E_- = |-4,5 - (-5)| = 0,5V$$

- UNIFORME -

$$E_{\text{unif}} = E_{\text{máx unif}} = \frac{\Delta}{2} = 0,5V \Rightarrow 0,5 < E_{\text{unif}} < 0,5 \text{ V rango de nivel}$$

- NO UNIFORME -

$$a) \text{ Para } |x| < 2, |E| \leq 0,25V$$

$$b) \text{ Para } |x| > 4, |E| \leq 1V$$

Como se supone que la mayoría de las medidas con su los equipos más pequeños, el error es más bajo, pero aumenta en medidas de dispositivos mayores

(I.27) \rightarrow (2.4)

$$Y = 0 (24 \cdot E_y + 10) = 0 (24 \cdot E_y + 10)$$

$$\frac{Y}{0} = \frac{Y - 0}{24} = \frac{Y - 10}{24}$$

$$C_{r,b} = 0 (24 \cdot E_{r,b} + 10) = 0 (24 \cdot E_{r,b} + 10)$$

$$\frac{C_{r,b}}{0} = \frac{C_{r,b} - 10}{24}$$

o) No pode ser [qualquer] função porque E_y são "time units" por hora.

$$\sum_{E_y=0} = 0(24 \cdot 0 + 10) = 0(10) = 10$$

$$\sum_{E_y=1} = 0(24 \cdot 1 + 10) = 0(235) = 235$$



Apresenta o nível:

$$(10; 235; 255)$$

10: nível para Y
235: nível mínimo

NOTA: não se trata de

matriz ou de

matriz

matriz

matriz

o) Time unit total?

Sim, porque se 0 é o valor de contribuição

$$C_{r,b} = 0 (24 \cdot 0 + 10) =$$

$$= 10 \rightarrow$$

$$\rightarrow E_{r,b} = \frac{10 - 10}{24} = 0$$

$$24 \cdot 0 = 0(24 \cdot 0 + 10) = 10$$

$$24 \cdot 1 = 0(24 \cdot 1 + 10) = 240$$

Apresenta o nível: (10; 235; 255)

(c) three reports Σ : $\Sigma = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$

$$a_y = 107$$

$$b_y = 9$$

three reports Σ_{12} :

$$\Sigma_{12} = \begin{pmatrix} 9 & 10 & 7 \\ 10 & 11 & 6 \\ 7 & 6 & 5 \end{pmatrix}$$

$$a_{\Sigma} = 116$$

$$b_{\Sigma} = 57$$

(d) three reports Σ :

$$\Sigma = \begin{pmatrix} 4 & 35 & 5 \\ 35 & 10 & 3 \\ 5 & 3 & 2 \end{pmatrix}$$

$$a_y = 54$$

$$b_y = 4$$

three reports Σ_{12} :

$$\Sigma_{12} = \begin{pmatrix} 4 & 10 & 3 \\ 10 & 11 & 6 \\ 3 & 6 & 5 \end{pmatrix}$$

$$a_{\Sigma} = 56$$

$$b_{\Sigma} = 32$$

I-35

- (a) $R = 288 \cdot 352 (8 + 8 + 8) \cdot 30 = 72'99 \text{ Mbps}$
- (b) $R' = 144 \cdot 146 (8 + \frac{8}{4} + \frac{8}{4}) \cdot 30 = 9'12 \text{ Mbps}$
- (c) $R'' = \frac{R'}{21'3} \cdot \frac{255}{239} = 400'6 \text{ Kbps}$
- (d) $t = \frac{60 \cdot 10^9 \cdot 400'6 \text{ Kbps}}{56 \text{ Kbps}} = 429'22 \text{ s}$
- (e) $x = 1'2 V = \frac{1'2}{2} \text{ VTN} = 0'6 \text{ VTN}$

$$N_D IC = \frac{0'6}{\Delta} = 153 \rightarrow 10011001$$

$$\Delta = \frac{1}{256}$$

todas los intervalos son iguales

$$\lambda = 153'5 \Delta = 0'5996 \text{ VTN} \approx 1'1992 \text{ V}$$

$$e_a = |1'2 - 1'1992 \text{ V}| = 0'008 \text{ V}$$

I-38

- (a) $R = 720 \cdot 480 (10 + 10 + 10) \cdot 30 = 311'04 \text{ Mbps}$
- (b) $R' = 176 \cdot 144 (8 + \frac{4}{4} + \frac{4}{4}) \cdot 10 = 2'534 \text{ Mbps}$
- (c) $R'' = R' \cdot 1'1 = 2'787 \text{ Mbps}$

información adicional

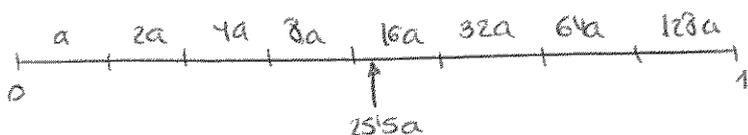
$$t = \frac{30 \cdot 10^9 \cdot 8}{2'787 \cdot 10^6} = 229'568'41 \text{ s} \approx 63'77 \text{ horas}$$

(d) $t = 1 \text{ semana} = 7 \cdot 24 \cdot 3600 \text{ s} = 604800 \text{ s} = \frac{30 \cdot 10^9 \cdot 8}{R''''}$

$$R'''' = 1'058 \text{ Mbps}$$

$$\text{compresión} = \frac{R'}{R''''} = \frac{2'534}{1'058} = 2'395 : 1$$

(e) $x = 0'1 \text{ VTN}$



$$a + 2a + 4a + 8a + 16a + 32a + 64a + 128a = 1$$

$$255a = 1 ; a = \frac{1}{255} \text{ UTN}$$

$$1 \text{ UTN} = 255a$$

$$0,1 \text{ UTN} = 25,5a \rightarrow \text{NO IC} = 4$$

$$\hat{x} = a + 2a + 4a + 8a + \frac{16a}{2} = 23a = \frac{23}{255} = 0,0902 \text{ UTN}$$

siempre se reanuda a la mitad del intervalo

T1 sept 2006

seuena de video

(a) R, G, B 480 x 640 pix, 30 im/s, 256 niv / muestra
obtenera velocidad binaria de salida.

$$R = 640 \cdot 480 (8 + 8 + 8) \cdot 30 = 221,184 \text{ Mbps}$$

(b) Y, Ca, Cb 4:2:0 30 im/s 8 bpm, 240 x 320
obtenera la velocidad binaria resultante

$$R = 640 \cdot 480 \cdot 8 \cdot 30$$

$$R' = 240 \cdot 320 \left(8 + \frac{8}{4} + \frac{8}{4}\right) \cdot 30 = 27,848 \text{ Mbps}$$

(c) compresión 29,5:1 R (255, 239)

$$R'' = R' \cdot \frac{1}{29,5} \cdot \frac{255}{239} = 999,96 \text{ Mbps}$$

(d) si se almacenara un clip de 60 seg. obtenera el tiempo de tx si el canal permite 64 Mbps.

$$t = \frac{R'' \cdot 60 \text{ s}}{64 \text{ Mbps}} = 937,47 \text{ s}$$

(e) R, G, B tiene un rango [0, 255], obtenera la palabra codigo para una muestra de 0,8 V, valor reanudado y error cometido, sabiendo que se emplea Q uniforame.

$$x = 0,8 \text{ V} \equiv \frac{0,8}{2} \text{ UTN} = 0,4 \text{ UTN}$$

$$\text{NO IC} = \left\lfloor \frac{0,4 \text{ UTN}}{1/256} \right\rfloor = \frac{0,4}{1/256} = 102 \rightarrow 0110110$$

$$P'_{\text{mero}} = P_{\text{mero}} \cdot \frac{1}{20} \cdot 1,08 \cdot \frac{1}{f} = 1,04 \text{ Mbps}$$

$$P''_{\text{mero}} = P'_{\text{mero}} \cdot \frac{100}{96} = 1,08 \text{ Mbps}$$

$$N_{\text{cámaras}} = \frac{20 \text{ Mbps}}{1,08 \text{ Mbps}} = 18 \text{ cámaras}$$

(e) RGB (0V, 1V) se consideran las reducciones:

$$Y = 0,3R + 0,6G + 0,1B$$

$$Cr = 0,7(R - Y)$$

$$Cb = 0,55(B - Y)$$

Obtener los siguientes valores para la señal Cr

- Rango dinámico
- IC se considera una cuantización uniforme con 8 bits
- Error de cuantización.

$$Cr = 0,7(R - Y) = 0,7(R - 0,3R - 0,6G - 0,1B) = 0,49R - 0,42G - 0,07B$$

Rango dinámico

$$Cr_{\text{max}} = 490 \text{ mV} \quad \left. \begin{array}{l} R=1 \\ G=0 \\ B=0 \end{array} \right\}$$

$$Cr \in (-490 \text{ mV}, 490 \text{ mV})$$

$$Cr_{\text{min}} = -490 \text{ mV} \quad \left. \begin{array}{l} R=0 \\ G=1 \\ B=1 \end{array} \right\}$$

$$\Delta = \frac{2 \cdot 490 \text{ mV}}{256} = 3,828 \text{ mV}$$

$$x = 0,1 \text{ V}$$

$$N_{\text{IC}} = \frac{100 \text{ mV}}{\Delta} = 26 \rightarrow \boxed{1 \ 00 \ 11 \ 010}$$

$$\hat{x} = 26,5 \Delta = 101,445 \text{ mV}$$

$$q_{\text{e}} = |100 \text{ mV} - 101,445 \text{ mV}| = 1,445 \text{ mV}$$

Lo que
aproximamos

+ : 1 0
- : 0

$$x(t) \in [-1, 1]$$

La fAD de la señal es de (dist. uniforme)

uniforme

(a) se cuantificador se diseña de 64 intervalos con prob. nula de saltos en sobrecarga. Calcule el max error de cuantificación que se puede cometer.

$$\text{Error max} = \frac{\Delta}{2} = 0,015625 \text{ V}$$

(UNA DISTANCIAS EN SOBRECARGA)

$$\Delta = \frac{2V}{64} = 0,03125 \text{ V}$$

(b) si se decidiera cambiar el no de intervalos para aumentar la SINAD en 5,46 dB. Calcule la nueva amplitud que tendrían los IC.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{S}{N_0 \text{ original}} = \frac{S}{\text{Barridos} / 12}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 \text{ nueva} = \frac{S}{N_0 \text{ nueva}} = \frac{S}{N_0 \text{ original}} + 5,46 \text{ dB}$$

$$(S) - (N) \text{ nueva} = (S) - (N) \text{ original} + 5,46 \text{ dB}$$

$$(N) \text{ original} - (N) \text{ nueva} = 5,46 \text{ dB}$$

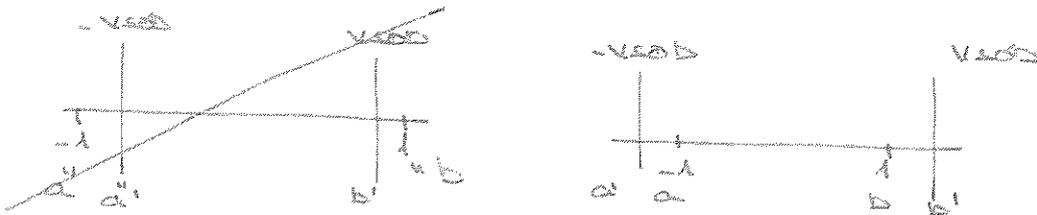
$$10 \log \left(\frac{N^2 \text{ original}}{12} \right) - 10 \log \left(\frac{N^2 \text{ nuevo}}{12} \right) = 5,46 \text{ dB}$$

$$10 \log \frac{N^2 \text{ original}}{N^2 \text{ nuevo}} = 5,46 \text{ dB}$$

$$N \text{ nuevo} = \frac{N \text{ original}}{10^{5,46/20}} = 0,016667 \text{ V}$$

(c) se mide el Δ de modo que tenga una prob de entrar en sobrecarga de 0,1. calcule la nueva anchura de los IC.

$$\text{Prob de entrar en sobrecarga} = 1 - \text{Prob NO sobrecarga} =$$



$$= 1 - P(a' < x < b') = \frac{b' - a'}{b - a} = 0,1$$

(VA Uniforme)

La nueva anchura del IC:

$$\Delta = \frac{b' - a'}{6\sigma} = \frac{(1 - \text{Prob sobrecarga})(b - a)}{6\sigma} = 0,028125 \text{ V}$$

(d) se usa un Δ uniforme sin sobrecarga con $\Delta = 0,025 \text{ V}$. Tras esta digitalización, se realiza codif de fuente predictiva. se sabe que el esquema predictivo codifica la diferencia entre una muestra de señal y la muestra inmediatamente anterior reconstruida. valores max y min de la señal digitalizada que se va a codificar.



$$d(n) = x(n) - \hat{x}(n-1)$$

$$\text{valor max} = b - \left(a + \frac{\Delta}{2}\right) = -1,9875 \text{ V}$$

$$\text{valor minimo} = a - \left(b - \frac{\Delta}{2}\right) = 1,9875 \text{ V}$$

(e) sabiendo que la evolución de la señal es suave. Indique en que partes del rango anterior esperante aumentan los valores más prob y más prob de la señal.

evolución suave \equiv entre dos muestras sucesivas no hay cambios de nivel muy abruptos.

Al ser la evolución suave la señal difiere para poca \Rightarrow valores más probables \equiv niveles próximos a cero.

Valores menos prob \Rightarrow extremos.

(f) Para la cuantificación de las muestras de la señal difere más si es más o menos uniforme o no uniforme y si está o no de cerca central. Justifique las decisiones con la relación con la potencia del error de Q.

Q no uniforme \rightarrow la mayoría de las muestras están en torno a cero, e interesa que esta zona tenga mayor resolución.

Q de cerca central \rightarrow por la mayoría de las muestras están muy próximas a cero.

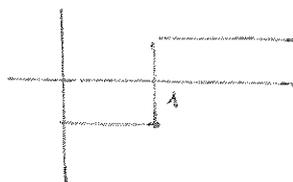
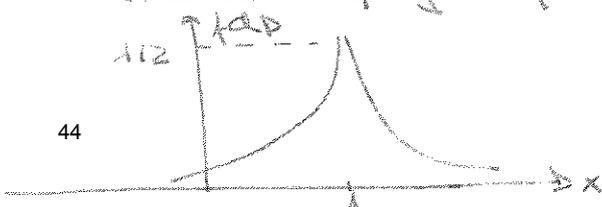
T1 Junio 2008

cuantificador uniforme de 1 bit para cuantificar $x(n)$

$$f_x(x) = \frac{1}{2} e^{-|x-1|}$$

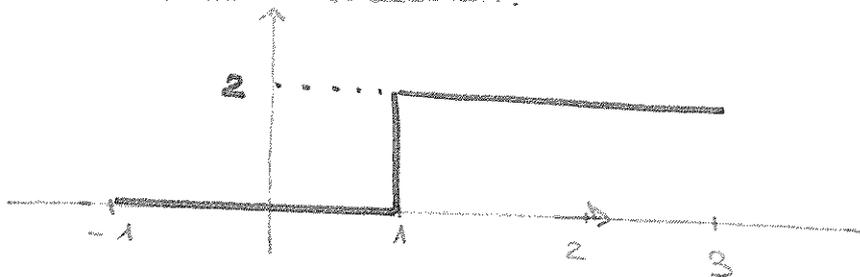
(a) Justificar si la potencia de ruido de de Q tendrá contribuciones debidas a la sobrecarga si, porque la señal puede tomar cualquier valor.

(b) Indicar y justificar si el Q debería ser simétrico.



No deberia ser simetrico. con la bit solo tenemos dos niveles. si hacemos un 0 simetrico no damos ninguna informacion de la canal, lo que interesa es indicar si estamos por encima o por debajo de 0.

(c) Distinguir la caracteristica más adelantada del cuantizador sabiendo que el caso es un valor de reconstrucción.



Para que el caso sea un valor de reconstrucción tiene que ser un pto central.

(d) Expresar la fórmula de la potencia del ruido de Δ para el Δ del apartado anterior sin que aparezcan valores absolutos.

$$\sigma_{\Delta}^2 = \underbrace{\int_{-\infty}^{x_2} (x-g_1)^2 f(x) dx}_{SC} + \underbrace{\sum_{i=2}^{L-1} \int_{k_i}^{k_{i+1}} (x-g_i)^2 f(x) dx}_{\text{granulas}} + \underbrace{\int_{x_L}^{\infty} (x-g_L)^2 f(x) dx}_{SC} =$$

no tenemos ruido granular

$$= \int_{-\infty}^1 (x-0)^2 f(x) dx + \int_1^{\infty} (x-2)^2 f(x) dx =$$

$$= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^1 x^2 e^{-(1-x)} dx + \frac{1}{2} \int_1^{\infty} (x-2)^2 e^{-(x-1)} dx$$

T2 - JUNIO 2007

$x \in [-2, 2]$ UIT-TC 711 pero empleando 8 bits

1	2	3
+/-	5	7c

(a) Codificar $x = 0,3 \text{ V}$

$t: 1$

$$x = \frac{0,3}{2} = 0,15 \text{ UTN}$$



$s_1: 01$

$$MSE = \frac{0,15 - 0,125}{L} = \frac{0,15 - 0,125}{\frac{1}{8} \cdot \frac{1}{25}} = 1$$

1101001

(b) se sabe que al codificar una muestra de valor $x \text{ V}$ el max es que se pueda cometer $\Rightarrow 31,25 \text{ mV}$. Indicar toda la información que se pueda cometer de dicha muestra.

$$e_{max} = \frac{Q_i}{2} = 31,25 \text{ mV} \rightarrow Q_i = \frac{31,25 \text{ mV} \cdot 2}{1} = 0,0625 \text{ UTN}$$

$Q_2 = 0,0625 \text{ UTN} \rightarrow$ la muestra es $S_2 \rightarrow$

$$x \in [114, 112] \text{ UTN} \equiv [112, 1] \text{ V}$$

T3 JUNIO 2008

25 m/s 576 x 720 4:2:2 105 bpm

(a) R necesaria

$$R = 576 \cdot 720 \cdot 25 \left(10 + \frac{10}{2} + \frac{10}{2} \right) = 207,36 \text{ Mbps}$$

(b) se reduce la cantidad utilizando 4:2:0 a 8 bpm. calcular R.

$$R' = 576 \cdot 720 \cdot 25 \left(8 + \frac{8}{4} + \frac{8}{4} \right) = 124,400 \text{ Mbps}$$

(c) se comprime en MPEG2 la tx con cod de canal con redundancia del 30%. Si el BW disponible para la tx del video es de 3,3211 Mbps. Indicar el factor de compresión de MPEG2.

I-17

(1) d

Es discreta, para ser continua se necesitan infinitos bits.
 => la b es correcta y la a no

$800 \cdot 600 \cdot 24 = 1,152 \text{ Mbits} \approx 1,44 \text{ MB} \Rightarrow$ C correcta

(2) d

$$L[\text{dBm}] = L[\text{dBu}] + 10 \log \frac{600}{R}$$

10
600
R
600

11
20 log $\frac{V^{10V}}{0,775} = 10 \text{ dBu}$

~~10 dBu~~ $20 \log \frac{V^{10V}}{0,775} = 22 \text{ dBu} \neq 10 \text{ dBu}$

(3) d

Los codes de canal agregan redundancia para detectar y corregir errores.

(4) a

I-20

(1) c

(2) a

1 Bel = 10 dB
 3 Bel = 30 dB

(3) b

$32 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10 = 640 \text{ kbps}$

redundancia = $\frac{728 - 640}{640} \cdot 100 = 13,75 \%$

(5) b

cambia la relación subjetiva de ruido, la señal no cambia.

I-25

(1) e

$$L[\text{dBm}] = L[\text{dBu}] + 10 \log \frac{5000}{6000} = 30 \text{ dBm} \rightarrow -30 \text{ dBu}$$

-10
5000
6000

(2) c

$$K_p = 2.5 + 10 \log \frac{B}{3.1 \text{ kHz}} = 3.678 - 0.2 = 3 \text{ dB}$$

(3) b

Quiere un SIN casi independiente de la señal.

(4) e

La codificación de fuente comprome

(9) c

No puedo obtener un e menor al aplicar un es

I-28

(1) e

=> simplex por es unidireccional. 2H es duplex

(2) a

$$P_{\text{voz}} = \frac{30}{32} \cdot 100 = 93.75\%$$

El está HK tiene 30 + 2 canales

$$P_{\text{voz}} = \frac{30 \cdot 8000 \cdot 8}{64 \text{ kbps}} = 1.92 \text{ Mbps}$$

(3) d

Ruido de sobrecarga -> rango de la señal

El nivel de sensibilidad se ajusta en el centro para que el error tenga media nula.

(4) b

$$300 \cdot 1000 \cdot (3 \cdot 8 + 2 + 2) = 150 \text{ Mbps}$$

I-31

(2) a

$$L[\text{dBm}] = L[\text{dBu}] + 10 \log \frac{600}{R} = 20 \log \frac{V}{0.775} + 10 \log \frac{600}{R}$$

$$L[\text{dBm}] = 20 \log \frac{V}{N} \cdot \frac{1}{0.775} + 10 \log \frac{600}{R}$$

$$\begin{aligned}
&= 20 \log \frac{V}{1V} + 20 \log \frac{1}{0,775} + 10 \log \frac{600}{R} = \\
&= 20 \log \frac{V}{1V} - 10 \log 0,775^2 + 10 \log \frac{600}{R} \\
&= 20 \log \frac{V}{1V} + 10 \log \frac{600}{0,775^2 \cdot R} = L[\text{dBV}] + 10 \log \frac{1000}{R}
\end{aligned}$$

(3) b

$$R = 750 \cdot 1000 \cdot 50 \cdot (4 + 8 + 2) = 525 \text{ Mbps}$$

(4) c

NO se enciende para ocupar todo el canal.

I-34

(1) b

(2) b

Las componentes de Y y Ca si están empujadas, pero el ruido va fijo.

Nunca se tx RGB, en televisión

(3) b

El ruido de cuantificación está formado por el ruido de apertura y el de sobrecarga y el ruido de sobrecarga no está acotado.

(4) c

I-37

(1) a

Una conversación utiliza dos pines (uno de ida y otro de vuelta). El MIC tiene 30 canales

$$\Rightarrow \frac{30 \cdot 10}{2} = 150$$

(4) e

$$\Rightarrow \text{valorista entre } \frac{150}{2}$$

I-40

(1) a

(2) a

ENTRE SDBM Y -10dBm TENEMOS UNA DIFERENCIA DE -15

(3) c



(4) a

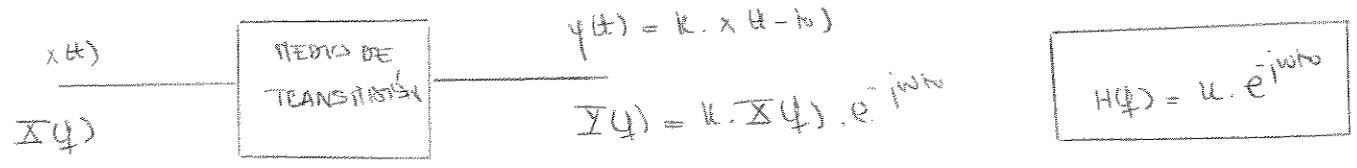
TEMA 3: MEDIOS DE TRANSMISIÓN

1. INTRODUCCIÓN
2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN METÁLICAS
3. CABLES DE PARES
4. CABLES COAXIALES
5. FIBRA ÓPTICA
6. TRANSMISIÓN DE RADIO

1. INTRODUCCIÓN

El retardo y la atenuación pueden variar con la frecuencia.

Todo señal que viaja por un medio de transmisión se ve afectada por: retardo, atenuación y distorsión. Podemos hablar de medios ideales, a los que solo afecta una atenuación y un retardo, de forma que:



Esto es aplicable a señales constituidas por un único tono (a una frecuencia pura), a la suma de varios tonos y a las señales de banda estrecha.

$$t_{FASE} = \frac{\beta(f_0)}{\omega_0} \cdot d = t_0$$

RETARDO DE FASE

$$v_{FASE} = \frac{\omega_0}{\beta(f_0)}$$

VELOCIDAD DE FASE

Velocidad a la que se propaga una fase pura (sus máximos, sus mínimos o sus ceros)

$$t_{GRUPO} = \left. \frac{\partial \beta(f)}{\partial \omega} \right|_{f=f_0} \cdot d = \frac{1}{2\pi} \beta'(f_0) \cdot d$$

RETARDO DE GRUPO

$$v_{GRUPO} = \left. \frac{\partial \omega}{\partial \beta(f)} \right|_{f=f_0} = \frac{d}{t_{GRUPO}} = \frac{1}{\left. \frac{\partial \beta(f)}{\partial \omega} \right|_{f=f_0}}$$

VELOCIDAD DE GRUPO

* COMENTARIOS SOBRE LA VELOCIDAD:

- Si el medio es ideal $\Rightarrow v_{FASE} = v_{GRUPO}$
- v_{GRUPO} solo tiene sentido para señales banda estrecha moduladas, en este caso, se puede aproximar la velocidad de propagación: $v_p \approx v_{GRUPO}$
- v_{FASE} y v_{GRUPO} representan exclusivamente las variaciones de fase de las componentes de señales en régimen permanente.
- La v_{FASE} no tiene un significado físico, puede ser mayor que la velocidad de la luz.

2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN METÁLICAS:

• PARÁMETROS PRIMARIOS:

3 CARACTERÍSTICAS

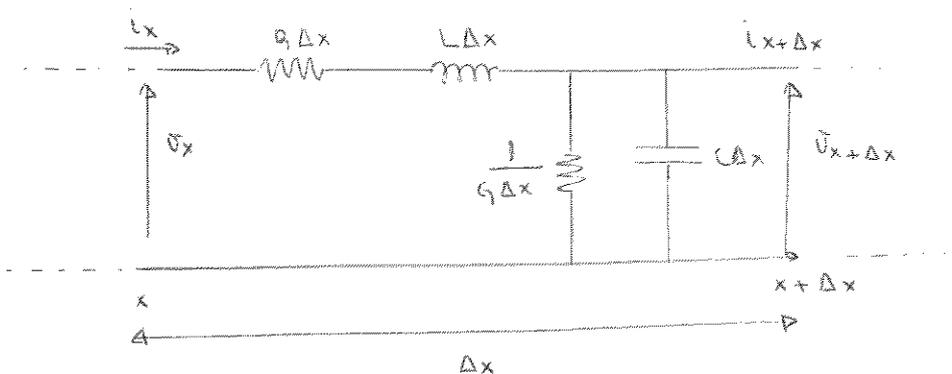
$R \equiv$ RESISTENCIA [Ω/km]

$L \equiv$ INDUCTANCIA [mH/km]

$C \equiv$ CAPACITANCIA [nF/km]

$G \equiv$ PERDITANCIA (Inversa de la resistencia de aislamiento entre los conductores) [nS/km]

Se habla de ellos por unidad de longitud



• IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA: Es cte. a lo largo de la línea y depende de sus parámetros característicos (R, L, C y G)

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

$Z_0 \rightarrow \sqrt{\frac{L}{C}}$ A freq. altas (suponiendo q los parám. característicos son indep. de la freq.).

◦ EFEECTO PIEL: Está presente en todos los conductores metálicos. Al aplicar C.C el flujo de \vec{e} es uniforme a través de cualquier sección transversal. Al aplicar CA la autoinducción retrasa el flujo de \vec{e} por el centro del cable. A medida que aumenta la frecuencia de la corriente el flujo por el centro del cable disminuye por lo que la mayoría de electrones viajan por una sección cercana a la superficie del conductor.

↑ aumenta con f

◦ PARÁMETROS SECUNDARIOS:
 γ DE TRANSMISIÓN

$\gamma \equiv \text{CE. DE PROPAGACIÓN}$

$Z_0 \equiv \text{IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA}$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$$

$\alpha(\omega) = \text{Re}(\gamma(\omega))$ CE. ATENUACIÓN
 $\beta(\omega) = \text{Im}(\gamma(\omega))$ CE. FASE

α [dB/km] → calcula la atenuación: A_t [dB] = α [dB/km] · d [km]

β [m⁻¹] → calcula la V_{grupo} : $V_{\text{grupo}} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta(\omega)} \Big|_{f=P_0}$

◦ RELACIONES ENTRE PARÁMETROS:

$Z_0 \equiv \text{IMPEDANCIA DE UN EXTREMO DE LA LÍNEA CUANDO EL OTRO ESTÁ EN C.T. ABTD.}$

$Z_c \equiv \text{IMPEDANCIA DE UN EXTREMO DE LA LÍNEA CUANDO EL OTRO ESTÁ EN CORTOC.$

$Z_0 = \sqrt{Z_0 Z_c}$ $\tanh(\gamma d) = \sqrt{\frac{Z_c}{Z_0}}$

$R + j\omega L = \gamma Z_0$ $R = \text{Re}(\gamma Z_0)$ $G = \text{Re}(\gamma / Z_0)$
 $G + j\omega C = \gamma / Z_0$ $L = \text{Im}(\gamma Z_0 / \omega)$ $C = \text{Im}(\gamma / Z_0 \omega)$

APROXIMACIONES:

① LÍNEAS SIN PÉRDIDAS: $R=0$ y $G=0 \Rightarrow$ solo elementos reactivos
(Autobinducción en serie y capacidad en paralelo)

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \gamma = j\omega\sqrt{LC} \begin{cases} \rightarrow \alpha = 0 \\ \rightarrow \beta = \omega\sqrt{LC} \end{cases}$$

$$\bar{v}_{FASE} = \frac{v}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \equiv \text{cte}$$

Nil atenuación, ni distorsión:
 $\alpha = 0$ $\bar{v}_{FASE} = \text{cte}$

② LÍNEAS SIN DISPERSIÓN: $\frac{d\alpha}{df} = 0 \Rightarrow \alpha = \text{cte}$ y $\frac{d^2\beta}{df^2} = 0 \Rightarrow$ Criterios de medio ideal

$$RC = LG$$

CONDICIÓN DE HEAVISIDE

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \gamma = \sqrt{RG} + j\omega\sqrt{LC} \begin{cases} \rightarrow \alpha = \sqrt{RG} \\ \rightarrow \beta = \omega\sqrt{LC} \end{cases}$$

$$\bar{v}_{FASE} = \frac{v}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \equiv \text{cte}$$

Nil atenuación, ni distorsión:
 $\alpha \neq 0$ $\bar{v}_{FASE} = \text{cte}$

* NOTA: En los cables reales $RC > LG$, para llegar a la condición de no distorsión podemos:

- Disminuir $R \Rightarrow$ Para aumentar el diámetro del cable
- Disminuir $C \Rightarrow$ Para aumentar la separación entre conductores (el gress del cable)
- Aumentar $G \Rightarrow$ Para aumentar α
- Aumentar $L \Rightarrow$ La mejor opción

③ BAJA FRECUENCIA: $R \gg \omega L$ y $G \ll \omega C \Rightarrow$ se produce distorsión lineal tanto de amplitud como de fase: $\bar{v}_{FASE} \neq \text{cte}$

$$z_0 = \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} \begin{cases} \rightarrow |z_0| = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \\ \rightarrow \angle z_0 = -\frac{\pi}{4} \end{cases}$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{j\omega R C}{2}} + j\sqrt{\frac{j\omega R C}{2}} \Rightarrow \alpha = \beta = \sqrt{\frac{j\omega R C}{2}}$$

$$\bar{v}_{FASE} = \frac{v}{\beta} = \sqrt{\frac{2v}{\omega R C}} \neq \text{cte}$$

depende de la frecuencia.

④ ALTA FRECUENCIA: $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C \Rightarrow$ distorsión en amplitud

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \gamma = \sqrt{\omega^2 LC} + \frac{1}{2} \sqrt{LC} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \begin{cases} \nearrow \alpha = \frac{\gamma}{2Z_0} \\ \searrow \beta = \omega \sqrt{LC} \end{cases}$$

$$\beta_{FASE} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{cte}$$

No hay distorsión de fase; sí atenuación.

$$\beta_{FASE} = \text{cte}$$

$$\alpha \neq 0$$

El no peculiar \Rightarrow $\begin{cases} \uparrow \text{A PP con } \sqrt{\frac{L}{C}} \\ \downarrow \text{A PP con } \sqrt{\frac{C}{L}} \end{cases}$

8. CABLES DE PARES:

- Cable de pares está constituido por pares **CHAPEAU**!
- Un par son 2 conductores de cobre.
- Un conductor de cable tiene un diámetro de $0.4 \text{ mm} \leq \phi \leq 1.3 \text{ mm}$. Están trenzados para disminuir la diafonía.

* NOTA:

DIAFONIA: Acoplamiento electromagnético con los conductores de otros pares.

PARÁMETROS PRIMARIOS:

- La temperatura de referencia para las medidas = 20°C

- Valores típicos: $L = 0.7 \text{ mH/km}$
 $C = 35 \text{ nF/km}$
 $G = \text{muy baja}$

No varían con la T ni con la f .

- Resistencia \rightarrow varía con T y con f

$$R_{cc} [20^\circ\text{C}] = 2 \rho / A \quad [2 / \text{km}]$$

$2 \equiv$ DEBIDO A LA EXISTENCIA DE DOS CONDUCTORES
 $\rho \equiv$ RESISTIVIDAD DEL CONDUCTOR $[2. \text{mm}^2 / \text{km}]$

$$A = \pi r^2 = \pi \frac{\phi^2}{4} \quad [\text{mm}^2]$$

$A \equiv$ ÁREA DE LA SECCIÓN DEL CONDUCTOR $[\text{mm}^2]$

factor calorífico del cobre

$$R_{cc} [T] = R_{cc} [20^\circ C] [1 + 0.004 (T - 20)]$$

[Ω / km]

RESISTENCIA A FRECUENCIA DE TRABAJO + A TEMPERATURA DE TRABAJO

$$R_{ca} [T] = R_{cc} [T] \frac{1}{4} [1 + (3^2 + 8 \mu^6)^{1/2}]$$

FÓRMULA DE LEVASSEUR

T \equiv TEMPERATURA

$$u = r \sqrt{\mu \omega \sigma \pi \phi}$$

Parámetro adimensional que normaliza la dependencia de la frecuencia con el diámetro (radio), la resistividad y la permeabilidad magnética del conductor.

r \equiv RADIO [m]

μ \equiv PERMEABILIDAD MAGNÉTICA [H/m]

σ \equiv CONDUCTIVIDAD [S/m]

ϕ \equiv del conductor

* NOTA: Para el cobre $\rightarrow u = 0.0107 \phi [\text{mm}] \cdot \sqrt{f [\text{Hz}]}$

• PARÁMETROS SECUNDARIOS.

① TRANSICIÓN DE AUDIO ANALÓGICO EN BANDA BASE

Se emplean en bucles de abonados que no están estandarizados por la UIT.

Hay distorsión ya que $\alpha \propto \sqrt{f}$, $\beta \propto \sqrt{f}$

Aproximación de baja frecuencia.

② TRANSICIÓN DE SEÑALES MODULADAS:

Aproximación de alta frecuencia.

α varía con la frecuencia: $\alpha \propto \sqrt{f}$

La atenuación disminuye con el diámetro y aumenta con la frecuencia.

β disminuye con el diámetro y disminuye con la frecuencia.

* SIST. DE TRANSMISIÓN DE SEÑALES DIGITALES ⇒ ESTÁNDARES DE LA UIT

$$\alpha(f) = \alpha(f_{ref}) \left[1 + 0.002 (f - f_{ref}) \right]$$

$$\alpha(f) = \alpha(f_{ref}) \sqrt{f/f_{ref}}$$

El grosor del cable y la impedancia están estandarizados.

* SIST. DE CABLEADO GENÉRICO ⇒ ESTÁNDARES DE ISO

10, 20 UNIDADES?

$$Z_0 = 125 [\Omega] \text{ para } f = 64 [\text{kHz}] \text{ y } \Delta < 1 [\text{dB}]$$

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= 150 [\Omega] \text{ para } f > 1 [\text{MHz}] \\ \alpha &= 26 [\text{dB/km}] \text{ para } f = 1 [\text{MHz}] \end{aligned} \right\} \text{ CATEGORÍA 3}$$

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \begin{cases} 100 [\Omega] \\ 120 [\Omega] \end{cases} \text{ para } f > 1 \text{ MHz} \\ \alpha &= \begin{cases} 21 [\text{dB/km}] \\ 20 [\text{dB/km}] \end{cases} \text{ para } f = 1 \text{ MHz} \end{aligned} \right\} \text{ CATEGORÍA 5}$$

Actualmente ⇒

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= 150 [\Omega] \text{ para } f > 1 \text{ MHz} \\ \alpha &= 12.3 [\text{dB}] \text{ para } f = 100 \text{ MHz} \end{aligned} \right\}$$

4. CABLES COAXIALES:

- Los cables coaxiales de cobre (C) TUBOS
- La estructura coaxial garantiza un apantallamiento que minimiza las perturbaciones provenientes del exterior
- Distancias cortas porque:
 - los cables de par se superan en mayor flexibilidad
 - los F.O. se superan en menor atenuación.

= PARÁMETROS DILATARIOS

$\left\{ \frac{\Phi_{int}}{\Phi_{ext}} \right\}$

3 tipos	}	microcoaxial	0.7/2.9 mm
		coaxial pequeño	1.2/4.4 mm
		coaxial normal	2.8/9.5 mm

g despreciable.

L, C y G apenas varían con f.

A varía con f y con T.

• PARÁMETROS SECUNDARIOS:

$$T_{ref} = 10^{\circ}C$$

$$|Z_0| = 75 [\Omega] \quad (1 \text{ MHz})$$

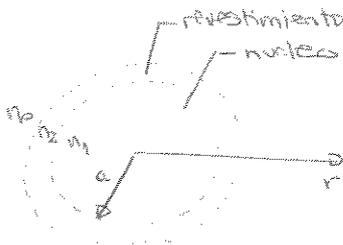
$$Z_0(f) = Z_0(\omega) + (1-j) \frac{\mu}{\sqrt{f} [\text{MHz}]} \quad [\Omega]$$

$$\alpha(\psi) = \alpha_1 + \alpha_2 \sqrt{f} + \alpha_3 f \xrightarrow{\text{Aprox}} \alpha(\psi) = \alpha_2 \sqrt{f}$$

$$\alpha(T) = \alpha[10^{\circ}C] [1 + 0.002 (T - 10)]$$

5. FIBRAS ÓPTICAS:

ESTRUCTURA DE LA F.O.



a ≡ RADIO DEL NÚCLEO

$$n_1 > n_2$$

$$n_1 > n_0$$

(n0 = 1 ← generalmente aire)

n₁(r) ≡ ÍNDICE DE REFRACCIÓN DEL NÚCLEO

- ↳ Constante ⇒ n₁(r) = n₁
- ↳ Variable ⇒ n₁(r) = n₁, n₁(a) = n₂
decreciente !!

n₂(r) ≡ ÍNDICE DE REFRACCIÓN DEL REVESTIMIENTO → Constante ⇒ n₂(r) = n₂

$$n_1 = \sqrt{\epsilon \epsilon_1} \quad n_2 = \sqrt{\epsilon \epsilon_2}$$

$$\lambda f = \tilde{v}_{medio} = \frac{c}{n}$$

◦ PROPAGACIÓN DE LA LUZ EN LAS F.O.

TIPO DE PROPAGACIÓN: Representación de un campo electromagnético de estructura particular que propaga energía a lo largo de la FO a una velocidad distinta.

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2(0) - n_2^2}$$

FRECUENCIA
NOETALIZADA

- si $0 \leq V \leq 2.405 \rightarrow$ sólo se propaga un modo \rightarrow MONOMODO (SM)
- si $V > 2.405 \rightarrow$ se propagan varios modos \rightarrow MULTIMODO (MM)

Para fibras con n_1 cte.

- $V \gg 1 \Rightarrow$
$$M \approx \frac{V^2}{2}$$

Nº DE MODOS QUE SE PUEDEN PROPAGAR

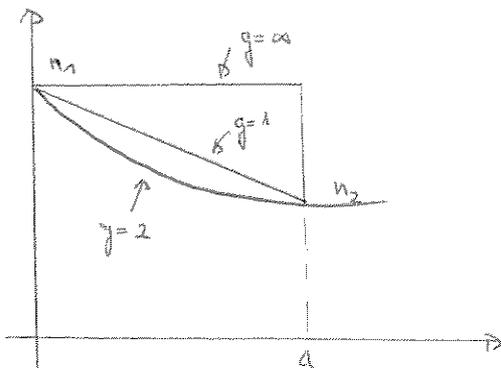
- si $0 \leq V < 2.405 \sqrt{1 + 2/g} \rightarrow$ sólo se propaga un modo

- si $V \gg 1 \Rightarrow$
$$M = \frac{g}{g+2} \cdot \frac{V^2}{2}$$

Nº DE MODOS QUE SE PUEDEN PROPAGAR

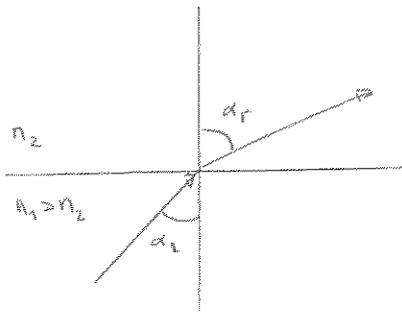
Para fibras con $n_1(r)$ variable.
 g = PARÁMETRO DEL PERFIL DEL ÍNDICE DE REFRACCIÓN DEL NÚCLEO

$g = \infty$ para n_1 cte



$$g = \begin{cases} \infty & \rightarrow \text{LINEAL} \\ 2 & \rightarrow \text{PARABÓLICA} \\ \infty & \rightarrow \text{SI} \end{cases}$$

c. APROXIMACION MEDIANTE LA TEORIA DE RAYOS:



$\alpha_i \equiv$ ANGULO DE INCIDENCIA
 $\alpha_r \equiv$ ANGULO DE REFRACCION

$$n_1 \cdot \text{sen } \alpha_i = n_2 \cdot \text{sen } \alpha_r \quad \text{LEY DE SNELL}$$

Como $n_2 > n_1 \Rightarrow \alpha_r < \alpha_i$

• cuando $\alpha_r = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \text{sen } \alpha_L = \frac{n_2}{n_1} \quad \alpha_L \equiv$ ANGULO LIMITE

• Si $\alpha_i > \alpha_L \Rightarrow$ reflexión total

Para $n_2 \equiv$ etc. $n_2 = 1$ (AIRE)

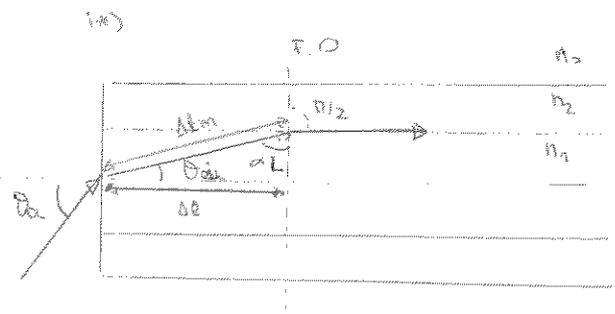
$\theta_{OL} \equiv$ MÁXIMO ANGULO DE ENTRADA A LA FIBRA \equiv ANGULO DE ACEPTACION

$$n_0 \text{sen } \theta_{OL} = n_1 \text{sen } \theta_{iL} = n_1 \text{cos } \alpha_L$$

$$\text{cos } \alpha_L = \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}$$

$$\text{sen } \theta_{OL} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

$$\theta_{OL} = \arcsen \left(\sqrt{n_1^2 - n_2^2} \right)$$



• TIPOS DE FIBRAS: (según el nº de modos que se propaguen)

- FIBRA MONOMODO (SM):

- Se propaga solamente el modo fundamental.
- Para que V pertenezca al rango correspondiente a estas fibras se tiene que reducir \Rightarrow
 - Reduciendo el radio del núcleo
 - Disminuyendo la diferencia entre índices
- Gran anchura de banda (velocidades de GHz)

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

↑ GRAN

- FIBRA MULTIMODOS (MM) :

- Se propagan varios modos que recorren la FO a velocidades distintas.
- Se produce ensanchamiento en el tiempo de los pulsos transmitidos \Rightarrow dispersión temporal
- Hay interferencia entre pulsos \Rightarrow limita la velocidad de transmisión.

• PARÁMETROS ÓPTICOS DE LAS FIBRAS :

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}$$

Aprox.
 $\Delta \ll 1$

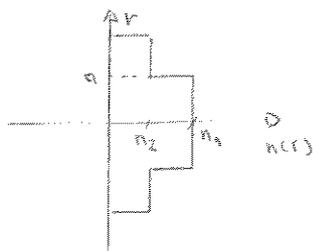
$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

DIFERENCIA RELATIVA

ENTRE ÍNDICES DE REFRACCIÓN

Tipos de FO según el índice de refracción :

SACIO DE ÍNDICE (SI) : (*)



El índice de refracción es cte en el núcleo y en el revestimiento.

$$n(r) = \begin{cases} n_1 & r < a \\ n_2 & r > a \end{cases}$$

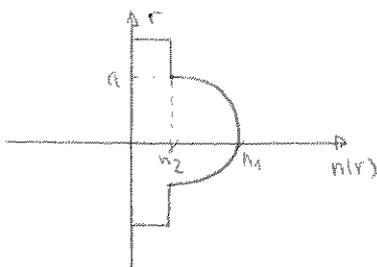
Como $n_1 = \text{cte} \Rightarrow$ la velocidad de propagación de cada rayo es cte.

$l_m \equiv$ LONGITUD RECORRIDA POR EL RAYO

$l \equiv$ LONGITUD DE LA FIBRA

$$l_m = \frac{l}{\cos \theta_i} = \frac{l}{\cos \left[\arcsin \left(\frac{\sin \theta_{\text{ace}}}{n_1} \right) \right]}$$

ÍNDICE GRADUAL (IG) :



El índice de refracción del núcleo es variable:

$$n(r) = \begin{cases} n_1(r) = n_1 \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^2} & r < a \\ n_2 = n_1 \sqrt{1 - 2\Delta} & r > a \end{cases}$$

máxima en el centro

mínima en $r = a$

- APERTURA NUMÉRICA: Indica la cantidad de luz o potencia óptica que es capaz de aceptar la fibra. Es independiente de λ .

$$NA_{ESZ} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}$$

$$NA_{GI} \approx NA_{ESZ} \quad \text{cuando}$$

$$NA_{GI} = \sqrt{n_1^2(r) - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta} \sqrt{1 - \left(\frac{r}{a}\right)^2}$$

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \cdot NA$$

- PERDIDAS DE LA FIBRA. CLASIFICACIÓN:

① INTRÍNSECAS:

- POR ABSORCIÓN:

* ULTRAVIOLETA: Existe un pico de absorción ultravioleta debido a la estimulación de las transiciones de electrones dentro del vidrio por medio de excitaciones de mayor energía.

La cola de este pico es importante por debajo de 800 nm.

* INFRAROJA: Existen varios picos de absorción en la zona infrarroja lejano debido a la interacción entre los fotones con las vibraciones moleculares dentro del vidrio.

Las colas de estos picos son importantes por encima de 1000 nm.

- POR ESPARCIMIENTO RAYLEIGH:

son debidas a pequeñas fluctuaciones aleatorias en el índice de refracción.

$$\alpha \propto \frac{1}{\lambda^4}$$

① EXTRÍNESECAS:

- POR IMPUREZAS DEL VIDRIO:

* IONES METÁLICOS: Algunas impurezas metálicas pueden producir atenuaciones extras de 1 dB/Km.

* IONES OH⁻:

- POR DEFECTOS FÍSICOS:

* IRREGULARIDADES ó PÉRDIDAS POR ESPARCIMIENTO DE LÍNEA

* CURVATURA

• VENTANAS: En base a las pérdidas, definimos ventana como una zona del espectro donde la atenuación es menor.

VENTANA	TIPO DE FIBRA	λ [nm] REF	α [dB/km] PÉRDIDA
1ª	MONOMODOS	850	2'0
2ª	MULTIMODOS	1300	0'3
2ª	MONOMODOS	1310	0'3
3ª	MONOMODOS	1550	0'15

• MODELO EN BANDA BASE DE FIBRAS ÓPTICAS:

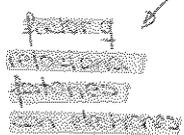
Considerando solo la atenuación de la F.O.

$$P_R \text{ [dBm]} = P_T \text{ [dBm]} - A_t \text{ [dB]} = P_T \text{ [dBm]} - \alpha \text{ [dB/km]} \cdot d \text{ [km]}$$

Óptica \Rightarrow LUE

Eléctrica \Rightarrow Voltaje

$$k \cdot L_0^{-\alpha \cdot d / 10}$$



$$k \cdot L_0^{-\alpha \cdot d / 20}$$

RELACION ENTRE AMPLITUD DE SALIDA DEL EMISOR ÓPTICO Y LA DE ENTRADA DEL RECEPTOR ÓPTICO (P.O)

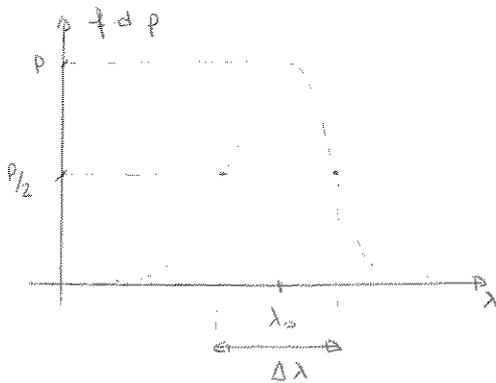
(LÍNEA METÁLICA)

3 dB ÓPTICOS = 6 dB ELÉCTRICOS:

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

Pulsos $A(t)$ modulados
a una frecuencia de
trabajo $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0}$

SEÑAL ENVIADA A LA
FIBRA POR EL EMISOR
ÓPTICO



FUNCION DENSIDAD DE PROBABILIDAD
DE LA LONGITUD DE PULSO EMITIDA
POR LA FUENTE

se suele caracterizar las fibras por el ancho de banda del sistema emisor-fibra-receptor que se define como aquella frecuencia B que verifica $|H(B)| = \frac{1}{2} |H(0)|$.

$$B = \frac{1}{\pi \sigma} \sqrt{\frac{L^2}{2}} = \frac{0.187}{\sigma}$$

ANCHO DE
BANDA

$$\tau = 2\sigma \sqrt{2L^2} = 2.35 \sigma$$

ANCHURA DEL IMPULSO
p(t) PARA SU AMPLITUD (MED)

$$B = \frac{2L^2}{\pi \tau} = \frac{0.44}{\tau}$$

- DISPERSION EN FIBRAS MONOMODALES:

$$\sigma_{TOTAL} = \sigma_{MATERIAL} + \sigma_{G0}$$

DISPERSION INTEGRAL
O CROMÁTICA

$$\sigma_{MAT} [ns] = \frac{1}{2.35} \cdot d [km] \cdot \Delta\lambda [nm] \cdot M(\lambda) \left[\frac{ns}{nm \cdot km} \right]$$

DISPERSION
MATERIAL

$$M(\lambda) \left[\frac{ns}{nm \cdot km} \right] = - \frac{\lambda [nm]}{c \left[\frac{km}{ns} \right]} \cdot \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2}$$

COEFICIENTE DE
DISPERSION MATERIAL

puede ser
positivo o
negativo

$$\sigma_{GD} [\text{ns}] = \frac{1}{2.35} \cdot d [\mu\text{m}] \cdot \Delta\lambda [\text{nm}] \cdot G(\lambda) \left[\frac{\text{ns}}{\text{nm} \cdot \mu\text{m}} \right]$$

DISPERSION DE GRUPO - ONDA

Siempre negativo.

$$G(\lambda) \left[\frac{\text{ns}}{\text{nm} \cdot \mu\text{m}} \right] = - \frac{\lambda [\mu\text{m}]}{c \left(\frac{\mu\text{m}}{\text{ns}} \right)} \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot c^2 \left(\frac{\text{nm}}{\text{ns}} \right) \cdot n_1}$$

COEFICIENTE DE DISPERSION POR EFECTO DE GRUPO - ONDA

$$D(\lambda) = M(\lambda) + G(\lambda)$$

COEFICIENTE DE DISPERSION DE LA FIBRA

→ Dispersion cero: $\sigma_{MAT} = \sigma_{GD} = 0 \quad 1.300 < \lambda_{cero} [\text{nm}] < 1.324$

* Dispersion desplazada: Desplazamiento del pto. de dispersion cero hasta el pto. de atenuacion minima ($\lambda = 1550 \text{ nm}$)

$$B [\text{GHz}] = \frac{0.187}{|\sigma_{INTEGRA} [\text{ns}]|} = \frac{0.44}{\Delta\lambda [\text{nm}] \cdot d [\mu\text{m}] \cdot D(\lambda) \left[\frac{\text{ns}}{\text{nm} \cdot \mu\text{m}} \right]}$$

ANCHO DE BANDA DE LAS FIBRAS MULTIMODOS

• DISPERSION EN LAS FIBRAS MULTIMODOS:

$$\sigma^2 = \sigma_{MODAL}^2 + \sigma_{INTRA}^2 \quad \text{DISPERSION TOTAL}$$

$$\sigma^2 = \sigma_{MODAL}^2 + \sigma_{MAT}^2$$

$\sigma_{GD}^2 = 0$
(MM)

$$\Delta t_{MOD} (SI) [\text{ns/km}] = \frac{(AN)^2}{2n_1 c}$$

DIFERENCIA ENTRE RETARDOS

$$\Delta t_{MOD} (IG) [\text{ns/km}] = \frac{(AN(0))^4}{8 n_1^3(0) \cdot c}$$

El valor optimo del parametro de perfil es el que minimiza el retardo minimo

$$\Delta t_{MOD} (SI) = 1000 \Delta t_{MOD} (IG)$$

$$\sigma_{MOD} [\text{ns/km}] = \frac{1}{2.35} \cdot c = \frac{1}{2.35} \cdot \frac{\Delta t [\text{ns/km}]}{2}$$

DISPERSION MODAL POR UNIDAD DE LONGITUD

Intermodal

$$\tau_{\text{MOD}} [\text{ns}] = 0.187 \frac{d^3 [\mu\text{m}]}{B_0 [\text{GHz} \cdot \mu\text{m}]}$$

DISPERSION MODAL
PARA UNA F.D. DE
LONGITUD d

B_0 = PAEC. DE CORTE INTERMODAL
 γ = COEF. DE DEPENDENCIA ENTRE
LA DISPERSION MODAL DE LA
FIBRA Y SU LONGITUD

• Si $d \ll L_c \Rightarrow \gamma \approx 1$

• Si $d \gg L_c \Rightarrow \begin{cases} 0.5 \leq \gamma \leq 0.6 & (\text{SI}) \\ 0.7 \leq \gamma \leq 0.8 & (\text{IG}) \end{cases}$

L_c = DISTANCIA DE PROPAGACION
NECESARIA

$$B [\text{GHz}] = \frac{0.187}{\tau [\text{ns}]} = \frac{0.187}{\sqrt{\sigma_{\text{MODAL}}^2 + \sigma_{\text{ITAL}}^2} [\text{ns}]}$$

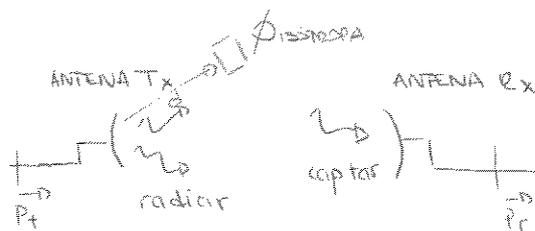
ANCHO DE BANDA
EN FIBRAS MULTIMODOS

* NOTA Valores más comunes de pérdidas en las uniones

• con fusión (empalme soldado) $\Rightarrow \alpha_{\text{EMPAJE (SOLD.)}} = 0.1 - 0.2 \text{ dB}$

• sin fusión (conectores) $\Rightarrow \alpha_{\text{CONECT}} (> 0.35 \text{ dB}) \approx 1 \text{ dB}$

6. TRANSMISION POR RADIO:



Se transmite en todas las direcciones
y solo se recibe en un pto. por eso
hay tantas pérdidas

* ANTENAS ISOTROPICAS: Son antenas hipotéticas que radian o captan energía por igual en
todas direcciones.

$$L_{\text{sp}} = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

PÉRDIDAS BÁSICAS DE
PROPAGACION EN EL ESPACIO
LIBRE

$$\phi_{\text{isotropia}} = \frac{P_t}{4\pi d^2} [\text{W/m}^2]$$

$$P_r = \phi_{\text{isotropia}} \underbrace{\frac{\lambda^2}{4\pi}}_{A_{\text{eff}}} [\text{W}]$$

$$L_{\text{sp}} [\text{dB}] = 92.45 + 20 \log f [\text{GHz}] + 20 \log d [\mu\text{m}]$$

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \text{ EFICIENCIA EFECTIVA o EQUIVALENTE}$$

los pérdidas aumentan con
la frecuencia y con la distancia

* ANTENAS REALES: Radian o captan energía de forma diferente para cada dirección del espacio.

$$g = \frac{\phi_{\text{ANTENA}}}{\phi_{\text{ISÓTROPA}}}$$

Para las antenas reales debemos considerar el efecto que producen las ganancias de las mismas

$$P_f = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{g_t \cdot g_r} = L_{fp} \cdot \frac{1}{g_t \cdot g_r}$$

PÉRDIDAS DE PROPAGACIÓN

EN ESPACIO LIBRE

$$\phi_{\text{ANTENA}} = P_{\text{ISO}} \cdot g_t$$

$$P_r = A \cdot \frac{P_t}{4\pi d^2} \cdot g_r$$

$$L_f [\text{dB}] = L_{fp} [\text{dB}] - G_t [\text{dB}] - G_r [\text{dB}]$$

$$a_c = \left[\frac{E_0 \text{ (campo electromagnético en espacio libre)}}{E \text{ (campo electromagnético en la situación real)}} \right]^2$$

ATENÚACION DE CAMPO ELECTROMAGNÉTICO

$$A_c [\text{dB}] = 10 \log a_c = 20 \log \frac{E_0}{E}$$

$$L = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{g_t \cdot g_r} \cdot a_c = L_{fp} \cdot \frac{1}{g_t \cdot g_r} \cdot a_c = L_f \cdot a_c$$

PÉRDIDAS DE PROPAGACIÓN

$$L [\text{dB}] = L_f [\text{dB}] + A_c [\text{dB}]$$

$$L_t [\text{dB}] = 92.45 + 20 \log f [\text{GHz}] + 20 \log d [\text{km}] - G_t [\text{dB}] - G_r [\text{dB}] + A_c [\text{dB}]$$

Test sept 2008

1- El sist. TDT en España:

- a) Codifica RGB
- b) Emplea 2 flujos de transporte por cada programa
- c) No emplea cod. de canal
- d) Todas
- e) Ninguna

2- En un cho la máx transf. de pot. a la carga que no conlleve dist es :

- a) Adapt. conj
- b) Adapt. imagen
- c) $Z = X$ y hay adapt.
- d) Z es real pura y hay adapt.
- e) Ninguna

es parcial

I-14

$d = 60 \text{ km}$

$f = 10 \text{ GHz}$

$P_t = 10 \text{ W}$

$S_{rx} = 0,1 \text{ mW} = -10 \text{ dBm}$

$D = 1 \text{ m}$

$L_{ad} = 1 \text{ dB}$

$G [\text{dB}] = 18 + 20 \log D(\text{m}) + 20 \log f(\text{GHz})$

a)

$P_r = P_t - L_f - 2L_{ad}$

$\hookrightarrow L_f = L_{bf} - G_t - G_r = 92,45 + 20 \log d(\text{km}) + 20 \log f(\text{GHz}) = G_t - G_r =$

\downarrow
 $92,45 + 20 \log 60 + 20 \log 10 = 148 \text{ dB}$

$G_t = G_r = 38 \text{ dB} = 18 + 20 \log 1 + 20 \log 10$

$P_r = -34 \text{ dBm}$

enlace viable $\leftrightarrow P_r \geq S_{rx}$

$-34 \text{ dBm} \neq -10 \text{ dBm}$

\rightarrow enlace no viable

$$b) \cdot P_t' = P_t + 3\text{dB} \approx 20\text{W}$$

• Cambiar diámetro antenas:

$$(2\text{ ant}) \rightarrow G_t' = G_t + 1,5\text{dB} \rightarrow D' = 1,19\text{m}$$

$$(1\text{ ant}) \rightarrow G_t' = G_t + 3\text{dB} \rightarrow D'_{tx} = 1,41\text{m}$$

• Aumento de la $f \rightarrow$ ¡cuidado! tenemos por un lado una ganancia que hace que las pérdidas aumenten y el que hace que bajen. Por tanto, en conjunto, tengo una f que disminuye pérdidas:

$$20 \log f' = 20 \log f + 3\text{dB} \Rightarrow f' = 14,13\text{GHz}$$

I-16

$$G(\lambda) = -3,5 \text{ ps/nm} \cdot \text{km} \quad (\text{SM})$$

$$H(\lambda) = 6,5 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$$

$$\alpha = 0,5 \text{ dB/km}$$

$$\phi = 8 \mu\text{m}$$

$$n_1 = 1,445$$

$$n_2 = 1,44$$

a) Por ser monomodo: $V \leq 2,45$

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \leq 2,405 \rightarrow \frac{2\pi \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{\lambda} \sqrt{1,445^2 - 1,44^2} \leq 2,45 \rightarrow \lambda > 1255\text{nm}$$

Esta fibra podría tx en 2^o (13.0 nm) y 3^o (1550 nm) ventana

$$b) d = 10\text{km}$$

$$\Delta\lambda = 2\text{r}$$

$$\lambda = 1550\text{nm}$$

$$P_t = -6\text{dBm}$$

$$B(\text{GHz}) = \frac{0,187}{\sigma(\text{ns})}$$

$$\sigma(\text{ns}) = \frac{1}{2,35} d[\text{km}] \Delta\lambda(\text{nm}) D(\lambda) \left[\frac{\text{ns}}{\text{nm} \cdot \text{km}} \right] = 25,5 \cdot 10^{-3} \text{ns}$$

$$|H(\lambda) + G(\lambda)| = (6,5 - 3,5) \cdot 10^{-3} (\text{ns/nm} \cdot \text{km})$$

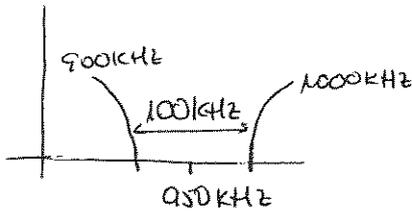
$$B(\text{GHz}) = 7,32\text{GHz}$$

I-19

$$\varphi(\text{rad}) = -10^{-14} \omega^2, \text{ con } \omega = 2\pi f$$

$b = 100 \text{ kHz}$ centrado a la f de portadora de 950 kHz

a)



$$t_g = \left. \frac{\partial \beta(f)}{\partial \omega} \right|_{f=f_0} \cdot d$$

$$t_g = - \left. \frac{\partial \varphi(\text{rad})}{\partial \omega} \right|_{f=f_0} \quad \text{ó} \quad \varphi = -\beta d$$

$$t_g = \frac{\partial [10^{-14} \omega^2]}{\partial \omega} = 2 \cdot 10^{-14} \omega$$

$$\left. \begin{array}{l} t_g [900 \text{ kHz}] \\ t_g [1000 \text{ kHz}] \end{array} \right\} \Delta t_g = t_g(1000 \text{ kHz}) - t_g(900 \text{ kHz}) = 12,57 \text{ ns}$$

$$b) \quad t_p = \left. \frac{\beta(f_0) \cdot d}{\omega_0} \right|_{\text{TECM}} = - \frac{\varphi(f_0)}{\omega_0} = \frac{10^{-14} (2\pi \cdot 950 \cdot 10^3)^2}{2\pi \cdot 950 \cdot 10^3} = 59,68 \text{ ns}$$

$$c) \quad v_g = 300.000 \text{ km/s}$$

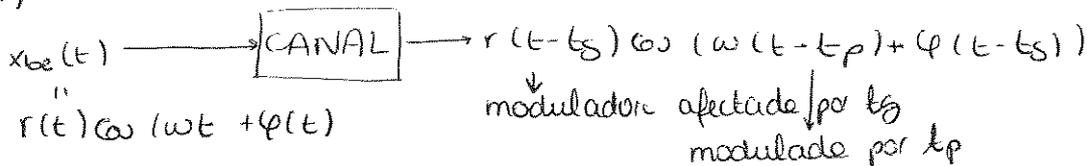
$$d = v \cdot t = v_g \cdot t = v_g \cdot t_g$$

\uparrow a 10 MHz \downarrow a 10 MHz

$$t_g \Big|_{10 \text{ MHz}} = 2 \cdot 10^{-14} \cdot 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 = 125,66 \mu\text{s}$$

$$d = 300.000 \text{ km/s} \cdot 125,66 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 0,37698 \text{ km} = 376,98 \text{ m}$$

d)



Se mide introduciendo un modulador de banda estrecha y se observa el ret. de grupo a la salida

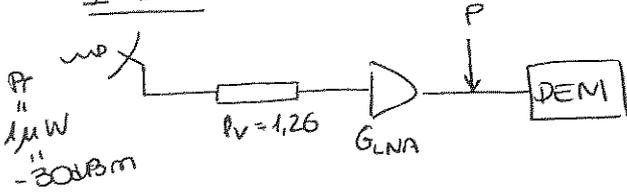
I-22

$$Z_a = 700 e^{-i0,7} \Omega$$

$$Z_b = 800 e^{-i0,8} \Omega$$

$$\left\{ \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{Z_a \cdot Z_b} = \sqrt{700 \cdot 800 e^{-i(0,7+0,8)}} = 748,3 e^{-i0,75} \Omega \end{aligned} \right.$$

I-23



$$P = P_i + \underbrace{-20 \log_{10} 1,26}_{2 \text{ dB}} + G_{\text{LNA}} = -2 \text{ dBm}$$

¡no es ganancia de pot, es ganancia de señal!

I-24

$$M(\lambda) = 0 \text{ a } 22,2 \text{ THz}$$

$$\Delta\lambda = 2 \text{ nm} \rightarrow B = 1 \text{ THz} \cdot \text{km}$$

$$a) \sigma(B) = \frac{0,187}{\sigma(\text{ns})} \rightarrow \sigma(\text{ps/km}) = \frac{0,187}{B(\text{THz} \cdot \text{km})}$$

$$\sigma(\text{ps/km}) = \frac{0,187}{1 \text{ THz} \cdot \text{km}} = 0,187 \text{ ps/km}$$

$$\sigma_{\text{TOT}} = 0,187 \text{ ps/km} \cdot 100 \text{ km} = 18,7 \text{ ps}$$

$$b) \sigma_{\text{TOT}}^{(p)} = \frac{1}{2,35} d(\text{km}) \Delta\lambda(\text{nm}) \cdot D(\lambda) (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) = 100 \cdot 2 \cdot D(\lambda) \rightarrow$$

$$\rightarrow D(\lambda) = 0,22 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$$

$$D(\lambda) = \underbrace{1}_{0} \cdot \underbrace{M(\lambda)}_{0} + G(\lambda) = G(\lambda) = \ominus 0,22 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$$

!!!
G(λ) es siempre negativo

$$c) \sigma_{\text{adic}} = 0,5 \text{ ps/km}$$

$$\sigma_{\text{adic}}(\text{ps}) = 0,5 \text{ ps/km} \cdot 100 = 5 \text{ ps}$$

$$\sigma_{\text{TOT}} = 18,7 \text{ ps}$$

$$\sigma_{\text{nueva TOT}} = \sqrt{\sigma_{\text{adic}}^2 + \sigma_{\text{TOT}}^2} = \sqrt{5^2 + 18,7^2} = 19,4 \text{ ps}$$

I-30

SM

$$d = 100 \text{ km}$$

$$\phi = 10 \mu\text{m}$$

$$\Delta N = 0,11$$

$$\alpha = 92,5 \text{ dB/km}$$

$$B = 2,096 \text{ Hz}$$

$$a) V \leq 2,405 \rightarrow \frac{2\pi a}{\lambda} \Delta N \leq 2,405 \rightarrow \frac{2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{\lambda} 0,11 \leq 2,405 \rightarrow \lambda \geq 1436 \text{ nm}$$

\downarrow
 3^{e} ventouse

$$b) D(\lambda) = 2,1 \text{ pW/nm}\cdot\text{km}$$

$$B = 2,096 \text{ Hz} = \frac{0,187}{\sigma(\text{ns})}$$

$$\hookrightarrow \sigma(\text{ns}) = 89,47 \cdot 10^{-3} \text{ ns} = 89,47 \mu\text{s} = \frac{1}{2,35} \Delta\lambda (\text{nm}) \underset{100 \text{ km}}{d} (\text{km}) \underset{2,1}{D(\lambda)} (\text{pW/nm})$$

$$\hookrightarrow \Delta\lambda = 1 \text{ nm}$$

$$c) \alpha_c = 0,5 \text{ dB/connector}$$

$$\alpha_e = 0,1 \text{ dB/km}$$

$$P_r \geq -40 \text{ dBm}$$

$$\left\{ \begin{aligned} P_r &= P_t - \alpha \cdot d - 2\alpha_c - \alpha_e \cdot d \Rightarrow -40 \text{ dBm} = P_t - 92,5 \cdot 100 - 2 \cdot 0,5 - 0,1 \cdot 100 \\ &\rightarrow P_t = -4 \text{ dBm} \end{aligned} \right.$$

$$d) G_r = G_t = 35 \text{ dB}$$

$$A_e = 10 \text{ dB}$$

$$P_r = -40 \text{ dBm}$$

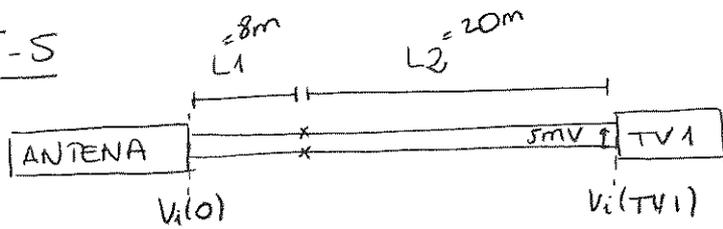
$$f = 8,1 \text{ GHz}$$

$$\left\{ \begin{aligned} P_r &= P_t - L_{bf} + G_t + G_r - A_e \end{aligned} \right.$$

$$L_{bf} = 92,45 + 20 \log 100 + 20 \log 8,1 = 150,62 \text{ dB}$$

$$P_t = -40 \text{ dBm} + 150,62 \text{ dB} - 35 \text{ dB} - 35 \text{ dB} + 10 \Rightarrow P_t = 115,34 \text{ W}$$

II-5



- 1) Como $Z_0 = Z_{ANT} = Z_{TV1} \rightarrow$ no hay reflexiones en ningún punto, por lo que:

$$V(TV1) = V_i(TV1) = 5mV$$

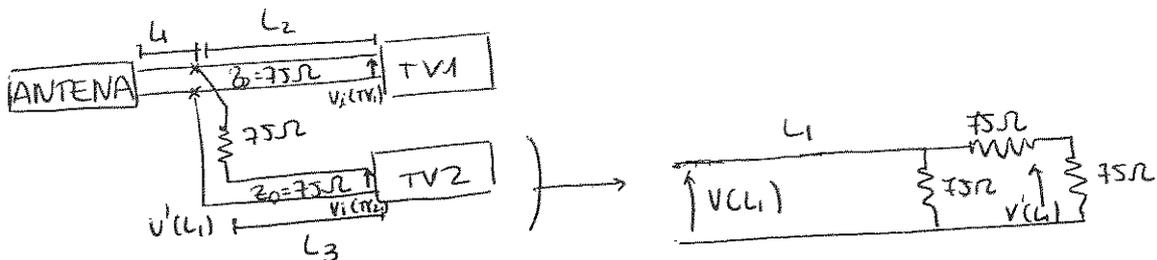
$$|V_i(x)| = |V_i(0)| e^{-\alpha x} \rightarrow |V_i(0)| = |V_i(x)| e^{\alpha x} = |V_i(TV1)| e^{\alpha(L_1+L_2)}$$

$$\delta = \alpha + j\beta = \alpha = 0,25 \text{ dB/m} = 0,25 \cdot 0,115 \text{ Np/m}$$

o porque no hay datos

$$|V_i(0)| = |V(0)| = 11,179 \text{ mV}$$

$$2) P_m^{(0)} = \frac{|V_i(0)|^2}{R_0} = \frac{|11,179 \cdot 10^{-3}|^2}{75} = 1,667 \cdot 10^{-6} \text{ W} = -27,78 \text{ dBm}$$



$$3) |V(TV1)| = |V(L1)| e^{-\alpha L_2}$$

$$|V(L1)| = |V_i(0)| e^{-\alpha L_1} (1 + \rho(L1))$$

$$\rho(L1) = \frac{Z(L1) - Z_0}{Z(L1) + Z_0}$$

$$Z(L1) = 75 \Omega // (75 + 75) \Omega = 50 \Omega$$

$$\rho(L1) = \frac{50 - 75}{50 + 75} = -\frac{1}{5}$$

$$|V(L1)| = |V_i(0)| e^{-\alpha L_1} (1 + \rho(L1)) = 11,17 \cdot 10^{-3} e^{-0,25 \cdot 0,117 \cdot 8} \left(1 - \frac{1}{5}\right) = 7,1 \text{ mV}$$

$$|V(TV1)| = 7,1 \cdot 10^{-3} e^{-0,25 \cdot 0,117 \cdot 8 \cdot 20} = 4 \text{ mV}$$

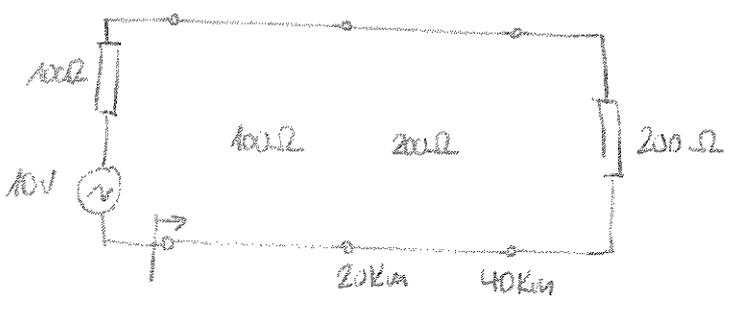
$$|V(TV2)| = |V'(L1)| e^{-\alpha L_3} = \frac{7,1 \cdot 10^{-3}}{2} e^{-0,25 \cdot 0,117 \cdot 5} = 3,075 \text{ mV}$$

$$|V'(L1)| = \frac{|V(L1)|}{2} = \frac{7,1 \cdot 10^{-3}}{2}$$

- 4) No se ve doble imagen en ningún sitio xq sólo se produce reflexión en L_1 , que no llega a ninguna TV

II.13

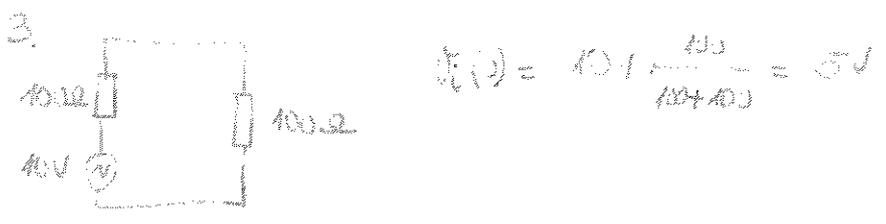
$\alpha = 2 \text{ dB/km}$



1. $f(20) = \frac{200 - 100}{200 + 100} = \frac{1}{3}$

$f(l) = f(20) \cdot e^{-2\alpha L} = \frac{1}{3} \cdot e^{-2 \cdot 2 \cdot 0,115 \cdot 20} \approx 0$

2. En la primera línea



$i(0) = 10 \text{ V} \cdot \frac{100}{100+100} = 5 \text{ V}$

4. $i(40) = i(20) = i(0) \cdot e^{-\alpha L}$

$i(20) = i(0) = i(0) \cdot e^{-\alpha L} \cdot (1 + f(20)) = 5 \cdot e^{-2 \cdot 2 \cdot 0,115 \cdot 20} \cdot (1 + \frac{1}{3}) = 4,76 \text{ V}$

$i(40) = 4,76 \text{ V} \cdot e^{-2 \cdot 2 \cdot 0,115 \cdot 20} = 3,120 \text{ V}$

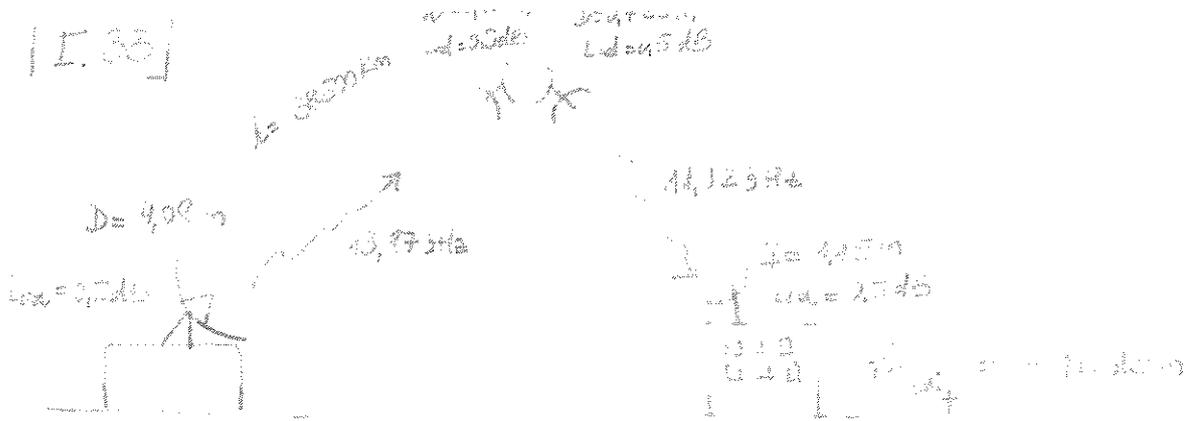
3. $P_{in}(0) = \frac{i(0)^2}{100} = \frac{25}{100} = 0,25 \text{ W} = 24 \text{ dBm}$

$P_{in}(20) = \frac{i(20)^2}{200} = \frac{22,72 \text{ V}^2}{200} = 11,36 \cdot 10^{-2} = -16,45 \text{ dBm}$

$P_{in}(40) = \frac{i(40)^2}{200} = \frac{9,73 \text{ V}^2}{200} = 4,87 \cdot 10^{-2} = -20,14 \text{ dBm}$

4. $P_{in}(40) = \frac{i'(40)^2}{200} = \frac{[i(0) \cdot e^{-2\alpha L}]^2}{200} = \frac{[5 \cdot e^{-2 \cdot 2 \cdot 0,115 \cdot 40}]^2}{200} = 1,45 \cdot 10^{-7} \text{ W} = -58,74 \text{ dBm}$

[I.38]



$$(a) \text{ net sound} = 12.45 + 20 \log_2 r + 27 \log_2 f =$$

$$= 12.45 + 20 \log_2 (13.77) + 27 \log_2 (13.97) = 27.45$$

$$\text{net sound} = 12.45 + 20 \log_2 (18.0) + 27 \log_2 (14.5) = 29.45$$

$$(b) P_{\text{net}} = P_{\text{ref}} - \text{net} + P_{\text{ref}} + P_{\text{net}} = \dots$$

$$P_{\text{net}} = 10 + 20 \log_2 (13.77) + 27 \log_2 (13.97) = 35.25 \text{ dB}$$

$$P_{\text{net}} = 10 + 20 \log_2 (18.0) + 27 \log_2 (14.5) = 37.25 \text{ dB}$$

$$P_{\text{net}} = 37.25 \text{ dB} - 27 + 10 + 29.45 = 49.7 \text{ dB}$$

$$(c) P_{\text{net}} = P_{\text{ref}} - \text{net} + P_{\text{net}} + P_{\text{net}} = \dots$$

$$P_{\text{net}} = 10 + 20 \log_2 (13.77) + 27 \log_2 (13.97) = 35.25 \text{ dB}$$

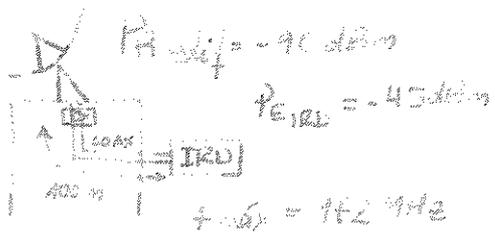
$$P_{\text{net}} = 10 + 20 \log_2 (18.0) + 27 \log_2 (14.5) = 37.25 \text{ dB}$$

$$P_{\text{net}} = 37.25 \text{ dB} - 27 + 10 + 29.45 = 49.7 \text{ dB}$$

$$P_{\text{net}} = 49.7 \text{ dB}$$

$$P_{\text{net}} = 49.7 \text{ dB} - 10 + 10 = 49.7 \text{ dB}$$

(d)



loop?

$$P_{E,RL} = P_{diff} - A_{diff} + \text{loop}$$

$$-45 \text{ dB/m} = -90 \text{ dB/m} - A_{diff} + \text{loop} \Rightarrow$$

$$X(40^\circ) = 2,38 \text{ V} + 4,72 \text{ V} = 7,10 \text{ V}$$

$$= 2,38 \sqrt{2} + 4,72 \sqrt{2} = 12,15 \text{ dB/m}$$

$$A(40^\circ) = A(10^\circ) \cdot [1 + 4,22 \cdot 40^\circ] = 89,71 \text{ dB/m}$$

$$A_{diff} = 89,71 \text{ dB/m} \cdot 0,1 \text{ km} = 8,97 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow \text{loop} = 53,04 \text{ dB}$$

2006

••

II. 11) $\sum_{k=0}^{\infty} x^k = \frac{1}{1-x}$
 $\sum_{k=0}^{\infty} kx^k = \frac{x}{(1-x)^2}$
 $\sum_{k=0}^{\infty} k^2 x^k = \frac{x(1+x)}{(1-x)^3}$

11) $\sum_{k=0}^{\infty} x^k = \frac{1}{1-x}$
 $\sum_{k=0}^{\infty} kx^k = \frac{x}{(1-x)^2}$

12) $\sum_{k=0}^{\infty} x^k = \frac{1}{1-x}$
 $\sum_{k=0}^{\infty} kx^k = \frac{x}{(1-x)^2}$
 $\sum_{k=0}^{\infty} k^2 x^k = \frac{x(1+x)}{(1-x)^3}$
 $\sum_{k=0}^{\infty} k^3 x^k = \frac{x(1+4x+x^2)}{(1-x)^4}$

13) $f(x) = \frac{1}{1-x}$
 $f'(x) = \frac{1}{(1-x)^2}$
 $f''(x) = \frac{2}{(1-x)^3}$
 $f'''(x) = \frac{6}{(1-x)^4}$

14) $f(x) = \frac{1}{1-x}$
 $f'(x) = \frac{1}{(1-x)^2}$

15) $\frac{1}{1-x^2} = \frac{1}{(1-x)(1+x)}$
 $\frac{1}{1-x^2} = \frac{A}{1-x} + \frac{B}{1+x}$
 $1 = A(1+x) + B(1-x)$
 $1 = A + Ax + B - Bx$
 $1 = (A+B) + (A-B)x$
 $A+B = 1$
 $A-B = 0$
 $A = \frac{1}{2}, B = \frac{1}{2}$
 $\frac{1}{1-x^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1-x} + \frac{1}{1+x} \right)$

16) $f(x) = \frac{1}{1-x}$
 $f'(x) = \frac{1}{(1-x)^2}$
 $f''(x) = \frac{2}{(1-x)^3}$
 $f'''(x) = \frac{6}{(1-x)^4}$

17) $\frac{1}{1-x^2} = \frac{1}{(1-x)(1+x)}$
 $\frac{1}{1-x^2} = \frac{A}{1-x} + \frac{B}{1+x}$
 $1 = A(1+x) + B(1-x)$
 $1 = A + Ax + B - Bx$
 $1 = (A+B) + (A-B)x$
 $A+B = 1$
 $A-B = 0$
 $A = \frac{1}{2}, B = \frac{1}{2}$
 $\frac{1}{1-x^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1-x} + \frac{1}{1+x} \right)$

Die TL-Konstante α ist die halbe Wellenlänge $\lambda/2$ der TL
 $\alpha = \frac{1}{2\lambda} = \frac{1}{2 \cdot 10 \mu\text{m}} = 5 \cdot 10^4 \text{ m}^{-1}$

$$\frac{R_{\text{TL}}}{R_{\text{TL}} + R_{\text{TL}}} = \frac{1}{2} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$

Die Länge L der TL ist $10 \mu\text{m}$, die Wellenlänge λ ist $20 \mu\text{m}$

$$10 \mu\text{m} = \frac{1}{2} \lambda = 10 \mu\text{m}$$

II.21

$$E_1 = 10 \text{ V}$$

$$E_2 = 10 \text{ V}$$

$$L$$

$$k = 2\pi/\lambda$$

$$E_2 = 10 \text{ V}$$

$$E_3 = 10 \text{ V}$$

$$k = 2\pi/\lambda$$

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ V}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$

$$\frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} \Rightarrow \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} \Rightarrow \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$

$$\frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$

$$\frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$

$$\frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}} = \frac{1}{1 + e^{-2\alpha L}}$$



5) a) a) $\vec{u}(t) = 10 \cos(10^4 t) \text{ V}$

$$R_1 = \frac{10 \text{ V}}{4 \text{ A}} = 2.5 \Omega$$

b) a) $\vec{u}(t) = 10 \cos(10^4 t) \text{ V}$, $\vec{u}_C(t) = 10 \cos(10^4 t) \text{ V}$
 b) $\vec{u}_C(t) = 10 \cos(10^4 t) \text{ V}$

$$\vec{u}_C(t) = 10 \cos(10^4 t) \text{ V} \rightarrow \vec{u}_C(t) = 10 \text{ V}$$

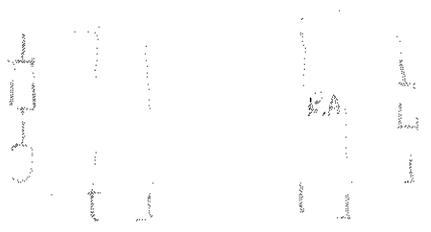
$$i_C(t) = \frac{10 \text{ V}}{10 \Omega} = 1 \text{ A}$$

$$P_{\text{act}} = \frac{10 \text{ V}^2}{20 \Omega} = 25 \text{ W}$$

$$P_{\text{act}} = 10 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} = 10 \text{ W} = 10 \text{ W}$$

$$P_{\text{act}} = \frac{10 \text{ V}^2}{20 \Omega} = 5 \text{ W} = 5 \text{ W}$$

6)



7) $\vec{u}(t) = 10 \text{ V}$

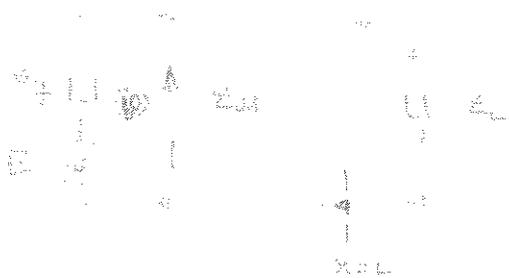
$$i_C(t) = \frac{10 \text{ V}}{20 \Omega} = 0.5 \text{ A}$$

$$i_C(t) = 10 \text{ V} \cdot 10^{-2} = 0.1 \text{ A} = 10 \text{ mA}$$

$$P_{\text{act}} = \frac{10 \text{ V}^2}{20 \Omega} = 5 \text{ W} = 5 \text{ W}$$

[12 - CUNIO 2001]

1. Uma função escalar u de domínio E é denominada de harmônica se satisfaz a equação de Laplace, isto é, se $\Delta u = 0$. Se u é harmônica em E , então $\Delta u = 0$ em E .



2. Seja u uma função escalar harmônica em E . Se u é harmônica em E' , então $u \circ \phi$ é harmônica em E .

$$\Delta u = \Delta_x u + \Delta_y u = 0$$

3. Seja u uma função escalar harmônica em E . Se u é harmônica em E' , então $u \circ \phi$ é harmônica em E .

$$\Delta u = \Delta_x u + \Delta_y u = 0$$

$$\Delta u = \Delta_x u + \Delta_y u = 0$$

4. Seja u uma função escalar harmônica em E . Se u é harmônica em E' , então $u \circ \phi$ é harmônica em E .

$$\Delta u = \Delta_x u + \Delta_y u = 0$$

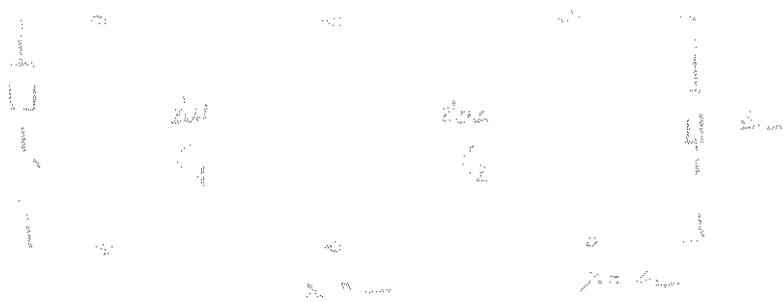
$$\Delta u = \Delta_x u + \Delta_y u = 0$$

(c) Determinar a potência média de $x = L$ se $\vec{v}(t) = (1, 1, 1)$

utilizando para isso os seguintes dados: $\vec{v}(t) = (1, 1, 1)$

$$P_m = \frac{|\vec{v}(t)|^2}{4\pi} = \frac{1^2 + 1^2 + 1^2}{4\pi} = \frac{3}{4\pi}$$

Para poder plotar a função precisamos saber a distância



(d) Determinar a eq. de onda de $x = L$ se $\vec{v}(t) = (1, 1, 1)$

utilizando $\vec{v}(t) = (1, 1, 1)$

$$v(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad v_x = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad v_y = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad v_z = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

Assim, a eq. de onda é $\vec{v}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (1, 1, 1)$

$$P_m = P_m \text{ da equação (d)}$$

[P1 - SOFTWARE 2014]

1. Onda TV recebeu uma encomenda de 1000 aparelhos de TV a ser produzidos em:

$$P_1 = 1000 \text{ unidades} \quad \text{em } 10 \text{ dias} \quad \text{em } 10 \text{ dias}$$

$$P_2 = 1000 \text{ unidades} \quad \text{em } 10 \text{ dias} \quad \text{em } 10 \text{ dias}$$

A fábrica de televisores em funcionamento no dia zero é descrita pela seguinte matriz:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ unidades/dia}$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ unidades/dia}$$

$$P_1 = 1000 \text{ unidades}$$

a) Determine a quantidade de TV a ser produzida no tempo (atraso)

$$T = -20,14 \text{ dias} = 0,155 \mu s = \frac{T}{T} = T = 0,155 \times 10^6$$

$$T = 20 \text{ dias} \quad 10,155 \times 10^6 \mu s = 0,155 \times 10^6$$



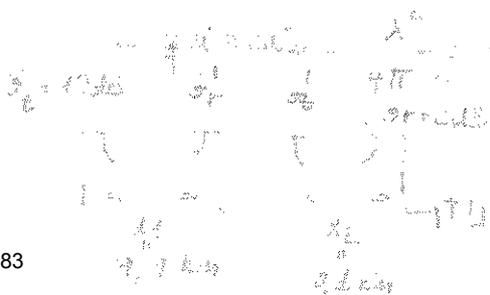
Uma ordem a produzir
= 1000

Ela está produzindo mais

b) Uma placa de vídeo (V) a ser produzida em 10 dias

$$L = 1000 \text{ unidades} \quad \text{em } 10 \text{ dias}$$

1. Onda TV recebeu uma encomenda de 1000 unidades de TV a ser produzidos em 10 dias. A fábrica de televisores em funcionamento no dia zero é descrita pela seguinte matriz:



Uma ordem a produzir
= 1000 unidades

$$\frac{1}{99} = k \cdot \left(\frac{1}{1000000} \right) \Rightarrow k = \frac{1}{99} \cdot 10^6 = 10101.0101 \dots \approx 10101.01$$

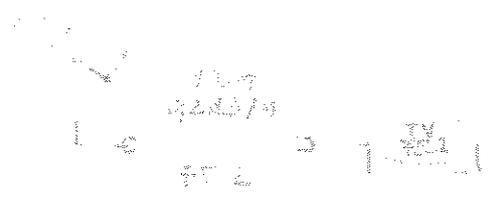
$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6 + I_7$$

$$I_1 = 10101.01 \cdot 10^{-6} = 0.1010101 \text{ A}$$

$$I_2 = 10101.01 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 0.2020202 \text{ A}$$

$$I = 0.1010101 + 0.2020202 = 0.3030303 \text{ A}$$

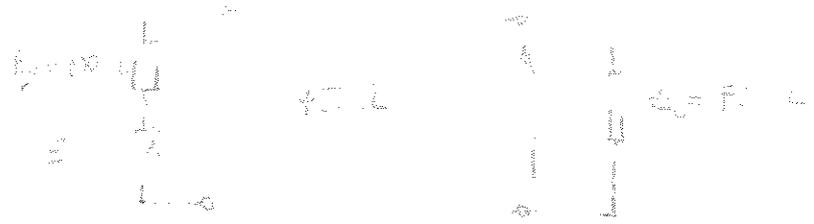
14 - Determinar i_{10V}



Se aplica la superposición para encontrar la corriente de superposición

1. $i_{10V} = 0$ si $V_{10V} = 0$ (AV)

2. i_{10V} cuando $V_{10V} = 10$ V, se reemplaza de la fuente por un cortocircuito



$$i_{10V} = 0 \text{ A} \Rightarrow i_{10V} = 0 \text{ A}$$

$$i_{10V} = i_{10V} + i_{10V}$$

$$\Rightarrow i_{10V} = 0 \text{ A} + 0.1010101 \text{ A} = 0.1010101 \text{ A}$$

15. Fuente (V) cuando se reemplaza por un cortocircuito

$$i_{10V} = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{10}{10 + 10} = \frac{10}{20} = 0.5 \text{ A}$$

(a) Def. die Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .
 Die Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .
 Die Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .

$$\begin{aligned}
 f'(x) &= \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x+h) - f(x)}{h} \\
 f'(x) &= \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x+h) - f(x)}{h} \\
 f'(x) &= \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x+h) - f(x)}{h}
 \end{aligned}$$

(b) Mit der Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .
 Die Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .
 Die Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .

$$f'(x) = 75 \cdot \sin(x) = f'(x) = 75 \cdot \cos(x) = 75 \cdot \cos(x)$$

$$f'(0) = 75 \cdot \cos(0) = 75 \cdot 1 = 75$$

Die Ableitung ist

$$f'(x) = 75 \cdot \cos(x) = f'(x) = 75 \cdot \cos(x) = 75 \cdot \cos(x)$$

$$f'(x) = -75$$

$$f'(x) = -75 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}$$

Die Ableitung ist

Die Ableitung $f'(x)$ ist die Ableitung von $f(x)$ an der Stelle x .

$$f'(x) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}$$

$$\frac{1}{2} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}$$

Die Ableitung ist

Die Ableitung ist

I.17 (5) ADAPT. CONJUGADA \rightarrow MÁX. POT. q. LA CARGA

ADAPT. \rightarrow EVITAR REFLEXIONES
IMAGEN

→ ✓

(a) La d no es porque es en 2ª ventana

es la (a) ✓

b, lo limita siempre.

c, como va a limitar el laser a la fibra, es absurdo

I.20 (6) (b) ✓

(7) (d) ✓

I.25 (5) (b) ✓ si el sistema es lineal tiene módulo y fase

(c) (d)

I.28 (5) la (d) es falsa; es la v grupo no la de fase.

(c) (b) ✓

I.31 (5) (d) ✓

(6) (d)

I.34 (5) (a)

(6) (a)

I.34 (5) la v grupo \neq puede ser la velocidad de propagación o la

$$v_{gr} = v_{gr} \neq (c)$$

la que si que es cierta siempre es la (c) ✓

(c) (c) ✓

I.40 (5) (c)

(6) (b)

TEST JUNIO 2006

5) La actividad se representa mejor para medir la carga eléctrica

- a) es directamente proporcional a la potencia
- b) se mide multiplicando tensión por potencia
- c) Watts
- d) ninguna ✓

6) En el límite de utilización de fibra óptica que presenta inconvenientes para pasar por una ventana:

- a) ANI
- b) diámetro línea
- c) λ ✓
- d) λ/n
- e) ninguna

TEST OCT. 2006

7) Si en un cable se genera la corriente I la corriente de retorno está en conductores de cable por, pero considerando el mismo tipo de conductores habrá como dato en la muestra superior de potencia:

- a) se genera I
- b) una corriente nI
- c) una corriente $n \times I$
- d) una corriente $n^2 \times I$ por potencia
- e) ninguna

Cuando se genera la corriente en un conductor

$$P = I^2 R \Rightarrow I = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

En los sistemas de transmisión por cable se aplica otro:

- 1) se se considera el uso de cables
 - 2) se se considera el uso de cables de fibra
 - 3) se se considera el uso de cables de fibra óptica con amplificación de potencia
 - 4) se se considera cables con ganancia negativa en la fibra óptica
- Se aplica. ✓

(3) No los cables son puros en ganancia negativa.

$$L_f = 72,45 + 2,5 \log x + 2,5 \log f - \alpha_f - \sigma_f \text{ MdB/km}$$

L_{tot}

hay que distinguir entre pérdidas cables de propag. y las pérdidas de propagación.

[TEST - JUNIO 2007]

El coef. de reflexión de tensión en situación de adaptación es:

1. El coef. es 0
2. Es la suma de parte real
3. Es la suma de parte real
4. No se puede asegurar que sea más alguna parte para un $1 < \Gamma < 1$

$$P(\Gamma) = \frac{Z_0 - Z_L}{Z_0 + Z_L} = \frac{R_0 - jX_0 - R_L - jX_L}{R_0 + jX_0 + R_L + jX_L} = \frac{-L_0 - X_0}{2R_0}$$

El Γ no es puramente real que $\sigma_{\Gamma} = 1$.

3. a) Taxa por mês, $x = 4\%$

b) duração inferior a 60 dias

c) tempo $t = A_e$

4. a) Se considerarmos as parcelas recebidas por antecipação de pagamento

temos de pagar:

1. uma parcela de 100 mil

2. juros

$$COT = 12,45 + 20 \log x + 20 \log t$$

$$4 = COT = 12,45 + 20 \log x + 20 \log t$$

$$A_e = 20 \log A_e$$

TEST UNIO ZUR

3. Inversor form. E investiu a sua renda de 10 milhões em

1. um depósito no valor $S_0 = S_1$ no tempo $t = 0$

1. $r = 0$

2. $t_{inc} = \frac{E}{2}$

3. a E que se coloca a la exp. cont. a la taxa de

4. 4%

5. a) se se for necessário a cada mês

1. a E se deve fundamentalmente a falta de

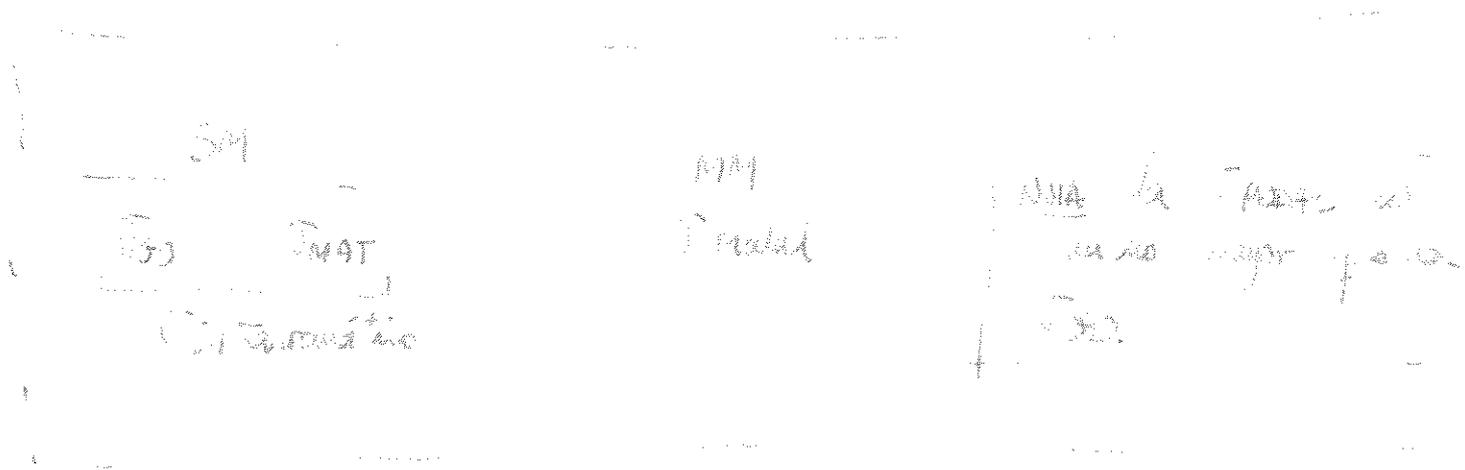
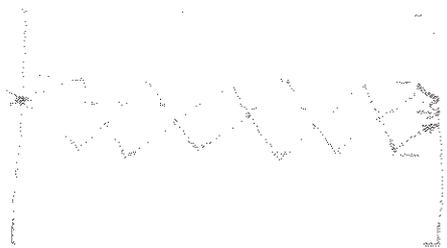
2. a taxa glicólida para pagar a E de

3. a E acumulada para a sua prop. cont.

4. a E necessária a cada mês

5. 4%

El índice gradual compensa la la velocidad de los nodos, ya que compensa los ritmos del núcleo del suelo gradualmente, aumentando la velocidad, pero que intenta bajar a la normalidad a la vez.



2.1.2.1.2.1

Quantitat per para mica $(\mu) = 10^{-10} \text{ s}^{-1} \text{ rad}$

de $f = 1 \text{ MHz}$, $\omega = 2\pi f$:

$$\frac{\mu}{\omega} = \frac{-2 \cdot 10^{-10}}{2\pi} = + 2 \cdot 10^{-11} \text{ s}$$

$$t_f(1 \text{ MHz}) = 2 \cdot 10^{-10} \cdot 2\pi \cdot 10^6 = 4\pi \cdot 10^{-4} \approx 1,25 \text{ ms}$$

6. For

1. xoncha sistema estopa
2. Insula de fe
3. comença de vol
4. e independent de la forma
5. obliqua

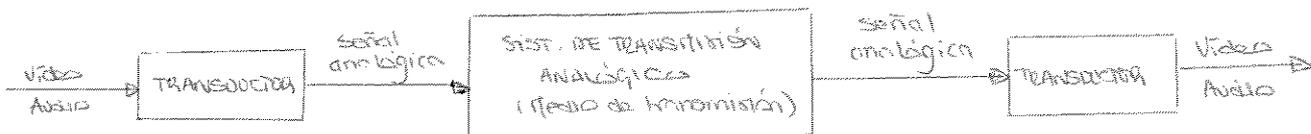
TEMA 4: TRANSICIÓN ANALÓGICA DE SEÑALES

1. INTRODUCCIÓN
2. DISTORSIÓN NO LINEAL, DIAFONÍA, INTERFERENCIA
3. RUIDO
 - 3.1 RUIDO TÉRMICO
 - 3.2 RUIDO GRANALLA
 - 3.3 TEMPERATURA EQUIVALENTE Y FACTOR DE RUIDO, CUADRIPOLOS Y BIPOLOS.
 - 3.4. RUIDO TÉRMICO
 - 3.5 RUIDO DE INTERMODULACIÓN
 - 3.6 RUIDO DE DIAFONÍA
4. TRANSICIÓN A 4 HILOS.

EN CAPAS DE TRANSICIÓN

A. INTRODUCCIÓN:

Modelo más general de un sistema de telecomunicación analógica:



Todo sistema de transmisión de señales se ve afectado por 3 problemas

- Retardo: La señal "muerte" cierto tiempo en llegar.
- Atenuación: La señal va perdiendo potencia a medida que se propaga.
- Distorsión: La señal se va deformando a medida que se propaga. (Definición: todo aquel fenómeno que provoca que la señal recibida sea distinta de la emitida, sin considerar los efectos de la atenuación y el retardo)

$$d = \sqrt{\sum_{i=1}^n d_i^2}$$

COEFICIENTE DE MODULACIÓN GLOBAL

$$d [V] = d \cdot U_{eff}$$

$$A_n [dB] = 20 \log \frac{U_n}{U_1}$$

ATENCIÓN DEL ARMÓNICO N-ÉSIMO CON RELACIÓN AL FUNDAMENTAL

Para caracterizar la no-linealidad del circuito extra algo independiente a la señal de entrada, relacionamos este efecto a las características del dfo definimos:

$$m_n = \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2 = \left(\frac{a_n / 2^{n-1}}{a_1} \right)^2$$

COEFICIENTES DE MODULACIÓN DE TENSIÓN

$$m_n [dB] = 20 \log m_n$$

$$m_n^* = \frac{P_n}{P_1} = m_n \left(\frac{a}{1000} \right)^{n-1}$$

COEFICIENTES DE MODULACIÓN DE POTENCIA
 $P_1 [mW]$

$$M_n^* [dB] = 10 \log \left[m_n \left(\frac{a}{1000} \right)^{n-1} \right]$$

$\Rightarrow m_n = m_n^*$ para $a = 1000$

$$P_n [dBm] = M_n^* + n P_1 [dBm]$$

En condiciones de anti-linealidad:

Si la entrada aumenta Δ dB \Rightarrow

- el fundamental aumenta Δ dB
- el armónico n-ésimo aumenta $n\Delta$ dB
- D_n aumenta $(n-1)\Delta$ dB

Si esto no se cumple se dice que el sistema ha entrado en sobrecarga por saturación.

NOTA: No distorsión en una banda $[f_1, f_2] \Leftrightarrow 2f_1 > f_2$

② ANÁLISIS MULTITONO: Para evaluar la intermodulación, utilizamos como señal de entrada al sistema 1 o más tonos

$$x(t) = A [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t] \quad \text{2 TONOS}$$

$$y(t) = \tilde{v}_0 + \tilde{v}_{d1} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \tilde{v}_{d2} (\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t) + \tilde{v}_{d3} (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t) + \dots + \tilde{v}_{12} (\cos (\omega_1 + \omega_2) t + \cos (\omega_1 - \omega_2) t) + \tilde{v}_{13} (\cos (2\omega_1 + \omega_2) t + \cos (2\omega_1 - \omega_2) t) + \dots + \tilde{v}_{23} (\cos (\omega_1 + 2\omega_2) t + \cos (\omega_1 - 2\omega_2) t) + \dots$$

(*) Términos correspondientes a armónicas de ω_1 y ω_2 . Son términos de distorsión causados por la no linealidad del sistema, siendo n el orden de la componente de distorsión \tilde{v}_{dn} .

(***) Términos debidos a la aparición de componentes frecuenciales del tipo $\pm p\omega_1 \pm q\omega_2$, denominados productos de intermodulación, originados por la mezcla o batidas de las frecuencias f_1 y f_2 , siendo $n = p + q$ el orden de la componente de intermodulación \tilde{v}_{in} .

Análisis de términos:

$$\tilde{v}_{in} [V] = \frac{n}{2^{n-1}} \cdot a_n \tilde{v}_1^n = n \tilde{v}_{dn}$$

AMPLITUD DE LA
COMPONENTE DE
INTERMODULACIÓN
DE ORDEN n

$$\tilde{v}_{in} > \tilde{v}_{dn}$$

$$\ln = \frac{\tilde{v}_{in}}{\tilde{v}_1} = n \cdot \ln$$

COEFICIENTE
DE
INTERMODULACIÓN

$$I_n [dB] = 20 \log \tilde{v}_{in} = D_n + 20 \log n$$

Diáfonía:

Se denomina diáfonía a la transferencia indeseada de energía de una señal (perturbadora) a otra (perturbada), causadas por el mismo sistema de transmisión o por sistemas próximos y de la misma naturaleza.

* Tipos:

① ENREJA: La señal llega directamente al sistema perturbado.

② INDIRECTA: Si la señal perturbadora usa un sistema intermedio.

- TRANSVERSAL: Si la señal no circula por el sistema intermedio

- LONGITUDINAL: Si circula por el sistema intermedio

③ PARADIAFONIA: La fuente perturbadora está cerca de la señal perturbada.

④ TELEDIAFONIA: La fuente está lejos de la señal perturbada.

Se define:

$$R_{dB} [dB] = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

RELACION DE DIAFONIA

P_1 = potencia de la señal perturbadora en el sistema perturbador

P_2 = potencia de la señal perturbadora en el sist. perturbado

$$A_d [dB] = -K_{dB} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

ATENUACION DE DIAFONIA
(O DELAISEN SEÑAL (AUCE))

$$0 [dB] = A_d [dB] = 10$$

$$LW [dB] = 20 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \cdot 10^{\frac{L}{20}} \right) = 20 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \cdot 10^{\frac{L}{20}} \right) = 120 - A_d$$

CELOS-TALK
WITS

Interferencia:

Es un tipo de diáfonía.

Es una perturbación producida por señales externas del mismo tipo que la emitida, típicas de radiodifusión.

3. RUIDO:

Todos lo que no sea diáfonía, distorsión o intermodulación.

Es una perturbación aleatoria e indeseada e independiente de la señal, que no es diáfonía, distorsión o intermodulación.

* clasificación:

① INTERNO: Generado por los componentes propios del sistema de comunicación.

- RUIDO TÈRMICO O JOHNSON: Depende de la temperatura del elemento.

- RUÍDO GRANALLA: Depende de la corriente que atraviesa el semiconductor del circuito de polarización exterior.

② EXTEREA: Proveniente de fuentes externas al sistema.

- ATMOSFÉRICOS
- GALÁCTICOS
- INDUSTRIAL

3.1 RUÍDO TÉRMICO O DE JOHNSON:

¿Cualquier cosa por encima de ϕ Kelvin

El movimiento aleatorio de los electrones en un conductor, debido a la agitación térmica lo produce.

$$\langle i_n^2 \rangle [A^2] = \frac{4kTb}{R}$$

VALOR CUADRÁTICO
MEDIO DE LA
CORRIENTE DE
RUÍDO

k = cte. de Boltzmann = $1.381 \cdot 10^{-23}$ [J/K]

T = Temperatura absoluta [K]

b = Ancho de banda [Hz]

R = Resistencia del conductor [Ω]

$$\langle v_n^2 \rangle [V^2] = \langle i_n^2 \rangle \cdot R^2 = 4kTb \cdot R$$

VALOR CUADRÁTICO
MEDIO DE UN
GENERADOR DE TENSIÓN

$$\langle n \rangle = kTb \quad [W]$$

POTENCIA DE
RUÍDO

Independiente de R
cuando hay adaptación de impedancias

* cuando hay corriente de e^- crecen entre ellos
* Si no hay corriente no hay ruido granalla.

3.2 RUÍDO GRANALLA:

Es debido a las corrientes aleatorias de los portadores en los semiconductores.

$$\langle i_n^2 \rangle [A^2] = 2 \cdot e \cdot I_s \cdot b$$

VALOR CUADRÁTICO
MEDIO DE LA
CORRIENTE DE
RUÍDO

e = Carga del electrón = $1.6 \cdot 10^{-19}$ [C]

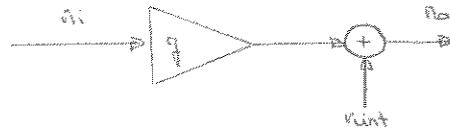
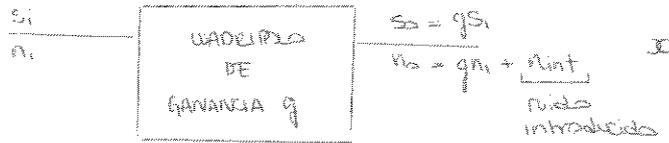
b = Ancho de banda

I_s = corriente media en el semiconductor

NOTA: Ahora no depende de la temperatura, si no, del nivel de la señal.

Cuadripolos:

Se caracterizan por el ruido que introducen.



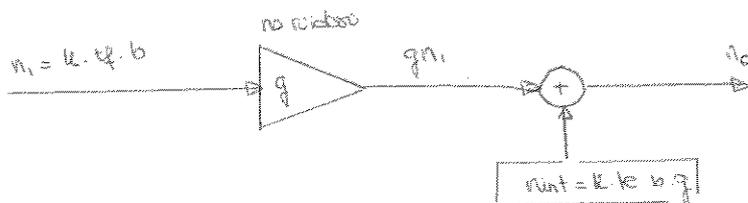
$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{gS_i}{g n_i + n_{int}} = \frac{S_i}{n_i + n_{int}/g} \leq \left(\frac{S}{N}\right)_i$$

La relación señal-ruido S/N se va deteriorando siempre de manera progresiva a medida que se añaden cuadripolos en cascada al sistema.

nint se caracteriza por:

• TEMPERATURA EQUIVALENTE DE RUIDO (te):

La temperatura que debería tener una fuente a la entrada para poder modelar el ruido interno como externo.



Tf = temperatura de la fuente

$$n_o = g n_i + n_{int} = g k b (T_f + T_e)$$

$$T_e = \frac{n_{int}}{k b g}$$

• FACTOR DE RUIDO (f):

Es un parámetro medido por el fabricante de un equipo, a una temperatura de ruido de fuente de referencia (to) (normalmente 290 K = 17°C)

$$f = \frac{n_o}{g n_i} \quad | \quad T_f = T_o$$

$$n_o = f g k T_o b$$

$$F [dB] = 10 \log f$$

Relaciones importantes:

$$f = 1 + \frac{t_e}{t_0}$$

$$t_e = t_0(f - 1)$$

la definición de f impone $t_e = t_0$

si $t_f \neq t_0 \rightarrow n_0 \neq f \cdot n_i$ entonces:

¿siempre $f > 1$? \checkmark

$$f_{ms} = \frac{t_f + t_e}{t_0} = \frac{t_f}{t_0} + f - 1$$

FACTOR DE
RUIDO DEL
SISTEMA

$$f_{NF} = \frac{t_f}{t_0}$$

FACTOR DE
RUIDO DE LA
FUENTE

Dipolos:

Generalmente se aplican para antenas!

$$t_f = \frac{n_0}{k_b}$$

TEMPERATURA
DE FUENTE

$$f_{NF} = \frac{t_f}{t_0}$$

FACTOR DE
RUIDO DE LA
FUENTE

Este factor se suele utilizar para caracterizar la potencia de ruidos disponible en bornes de una antena que capta fuentes de ruidos naturales o artificiales.

si en vez de antenas tenemos dipolos resistivos, como un atenuador pasivo:

$$t_e = (a - 1) t_{at}$$

$t_{at} \equiv$ temperatura del atenuador

$a = \frac{1}{\rho} \equiv$ atenuación en potencia

$$f = 1 + (a - 1) \frac{t_{at}}{t_0} = a$$

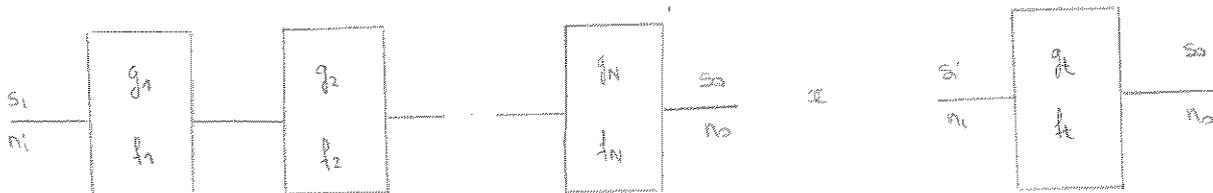
* Normalmente $t_f = t_0$

$t_{at} = t_0$

si no se cumplen estas igualdades:

$$f_{ms} = \frac{t_f}{t_0} + (a - 1) \frac{t_{at}}{t_0}$$

Cadena de cuatridipolos:



una cadena de cuatridipolos se puede modelar como un cuatridipolo equivalente.

$$g_t = g_1 \cdot g_2 \cdot g_N$$

GANANCIA
GLOBAL

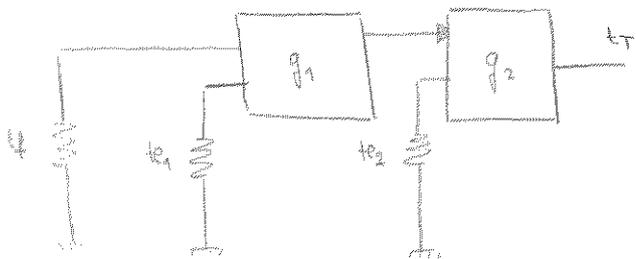
$$t_{\text{total}} = t_{e1} + \frac{t_{e2}}{g_1} + \frac{t_{e3}}{g_1 g_2} + \frac{t_{e4}}{g_1 g_2 g_3} + \dots + \frac{t_{eN}}{g_1 g_2 \dots g_{N-1}}$$

TEMPERATURA EQUIVALENTE TOTAL

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1} + \frac{F_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{g_1 g_2 \dots g_{N-1}}$$

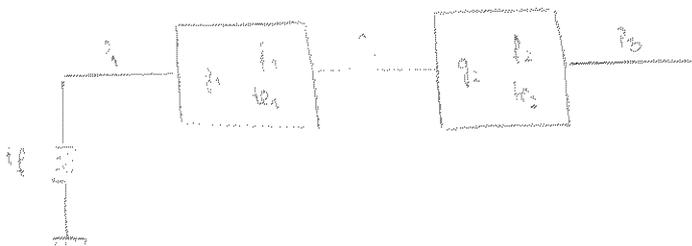
FACTORA DE RUIDO TOTAL

* se define temperatura total de ruidos, por ejemplo para 2 amplificadores:



$$t_T = [(t_f + t_{e1})g_1 + t_{e2}]g_2$$

A partir de esta se pueden usar temperaturas referidas a un punto del sistema. Por ejemplo:



Referida a P3: $t_{P3} = (t_f + t_{e1})g_1 + t_{e2} = t_T$
 Referida a P2: $t_{P2} = \frac{t_{P3}}{g_2} = (t_f + t_{e1})g_1 + t_{e2}$
 Referida a P1: $t_{P1} = \frac{t_{P3}}{g_1} = \frac{(t_f + t_{e1})g_1 + t_{e2}}{g_1}$

NOTA: Todo sist. de transmisión analógica se ve afectada por distintos tipos de perturbaciones que se van acumulando según el siguiente criterio:

≠ free

* se suman en potencia las señales incoherentes

- Ruidos térmicos
- Perturbaciones de intermodulación de segundo orden
- La mayoría de perturbaciones debidas a diafonía.

$$L_T \text{ [dBm]} = L + 10 \log N$$

SUMA DE N SEÑALES INCOHERENTES DE NIVEL L.

* Se suman en tensión las señales totalmente coherentes. = p.m.c.

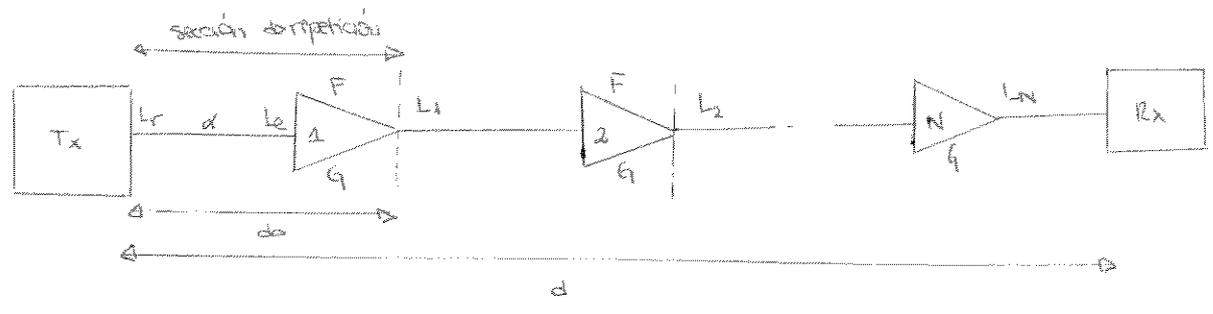
- Las reflexiones de las señales
- Las perturbaciones de intermodulación de tercer orden.

$$L_T \text{ [dBm]} = L + 20 \log N$$

SUMA DE N SEÑALES
COHERENTES DE
NIVEL L

Cadenas de transmisión:

Se entiende por cadena de transmisión el esquema siguiente:



$$L_e \text{ [dBm]} = L_r \text{ [dBm]} - \alpha \cdot d_a$$

NIVEL RELATIVO A
LA ENTRADA DEL 1º
AMPLIFICADOR

$$L_i \text{ [dBm]} = L_r \text{ [dBm]} - \alpha \cdot d_a + G_i$$

NIVEL RELATIVO A
LA SALIDA DEL 1º
AMPLIFICADOR

$$L_i \text{ [dBm]} = L_{i-1} \text{ [dBm]} - \alpha \cdot d_a + G_i$$

* Diseño transparente: se suele diseñar de forma que se compense las pérdidas de línea

($\alpha \cdot d_a$) con la ganancia G_i .

$$G_i = \alpha \cdot d_a \iff L_{i-1} \text{ [dBm]} = L_r \text{ [dBm]}$$

3.6 RUIDOS DE DIAFONIA PARA Cadenas DE TRANSMISIÓN:

En España la UIT-T especifica una potencia de ruidos en líneas total $< 3 \text{ pW/p/km}$.

$$P_D \text{ [pW/p]} \leq 3 \text{ [pW/p/km]} \cdot d \text{ [km]} - P_{TOT} \text{ [pW/p]}$$

POENCIA DE
DIAFONIA

$d \equiv$ LONGITUD TOTAL
DEL CIRCUITO

$P_{TOT} \equiv$ POTENCIA TOTAL
DE RUIDOS RESISTIVOS
Y DE INTERFERENCIA

• NOTA: En unidades naturales, las potencias se suelen poner

en mW o pW, a veces se refieren al tono de prueba $f_0 = 10 \text{ [dBm/p]}$ que da lugar

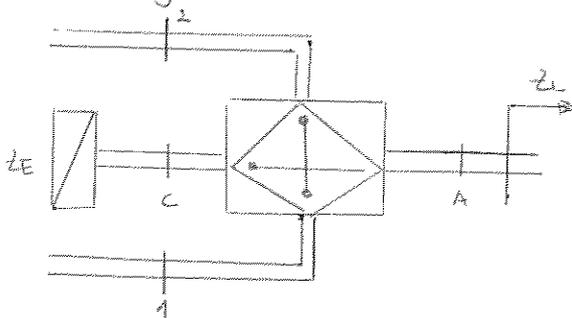
a mW/p.

4. TRANSICIÓN A 4H:

Se suele utilizar en comunicaciones a larga distancia en redes de telefonía; como la conexión al usuario es a 2H se realiza la conversión 2H/4H, aumentando así el ancho de banda y reduciendo la distorsión, la intermodulación y la diafonía.

• conversión 2H/4H:

El dispositivo encargado de esta conversión es el cto. híbrido.



* Si $Z_L = Z_E$ \Rightarrow situación de equilibrio: La señal que entra por la puerta 2 se divide entre las salidas A y C. La señal que sale por C se disipa en la impedancia de equilibrio Z_E . La señal que entra por A se divide entre las salidas 1 y 2. En esta situación hay una caída de 3 dB en cada puerta. Sin embargo, para ctos. híbridos reales consideraremos la caída de 3.5 dB.

3.4 RUIDO TÉRMICO EN CADENAS DE TRANSICIÓN:

utilizando el signo de transparencia ($G = \alpha \cdot \Delta = a$) se define:

$$a = L \frac{\alpha \cdot \Delta}{10}$$

ATEJUACIÓN O
PERDIDAS DE LA SECCIÓN

$$f_{TT} = N \cdot a \cdot f$$

FACTOR DE RUIDOS
DE LA CADENA

$$P_{TT} [\text{mW}] = k \cdot b \cdot a \cdot f \cdot N$$

POTENCIA DE
RUIDOS TOTAL

siendo $P_{rep} = k \cdot b \cdot a \cdot f$ la potencia de ruidos térmicos introducida por cada repetidor.

3.5 RUIDO DE INTERMODULACIÓN EN CADENAS DE TRANSICIÓN:

usando la fórmula $P_{in} [\text{dBm}] = M_n^* + n P_i [\text{dBm}]$ que hace uso de los coeficientes de modulación de potencia M_n^* , que permiten determinar la potencia de los armónicos n-ésimos de distorsión en función del fundamental.

$$P_{d2} = M_2^* + 2 \cdot L$$

$$P_{d3} = M_3^* + 3 \cdot L$$

POTENCIAS DE LOS
RUIDOS DE DISTORSIÓN
DE 2º Y 3º ORDEN.

siendo $L [\text{dBm}]$ el nivel de potencia de señal a la salida del amplificador en la sección de repetición.

$$P_{i2} [\text{dBm}] = M_2^* + 2 \cdot L + 20 \log 2$$

$$P_{i3} [\text{dBm}] = M_3^* + 3 \cdot L + 20 \log 3$$

POTENCIAS DE
RUIDOS DE INTERMODULACIÓN

$$P_{inrep} [\text{dBm}] = M_n^* + 20 \log n$$

POTENCIAS DE RUIDOS
DE INTERMODULACIÓN DE
ORDEN n DE REPETIDOR (para $L = 0 \text{ dBm}$)

* El ruido térmico y el de intermodulación se pueden sumar ya que son incoherentes

$$P_{tot} = P_{TT} + P_{i2} + P_{i3}$$

* Si $Z_E \neq Z_L \Rightarrow$ situación de desequilibrio: se produce reflexión por la puerta A.

se define:

$$A_R [dB] = 20 \log \left| \frac{i}{p} \right| = 20 \log \left| \frac{Z_E + Z_L}{Z_E - Z_L} \right|$$

PERDIDA DE RETORNO O ATENUACION DE EQUILIBRIO

$p =$ COEFICIENTE DE REFLEXION EN EL PTO. A

$0 \leq \frac{A_R}{A} \leq \infty$
 $0 \rightarrow$ Desadaptación total (ch. obt. en A)
 $\infty \rightarrow$ Adaptación total $Z_E = Z_L$

Por tanto, la atenuación de la señal que se acepta de las puertas 2 a 1 se denomina atenuación transhíbrida A_{th} y su valor es:

$$A_{th} [dB] = 35 dB + A_R + 3'S dB = 7 dB + A_R$$

ATENUACION TRANSIBRIDA

DE LAS PUERTAS 1 Y 2.

Normalmente Z_L es distinta para cada usuario, por lo que se producen reflexiones.

① CANTO: La energía permanece circulando por el circuito amplificando en las reflexiones hasta salir el circuito híbrido.

② ECHO: se producen reflexiones pero la energía acaba llegando al que habla o al que escucha.

Para evitar ecos y cantos se definen:

$$T [dB] = 7 + \epsilon_L - \epsilon_G$$

PERDIDA ENTRE EXTREMOS A 2H

$7 = 2 \times 3'S dB \equiv$ PERDIDAS EN LOS HIBRIDOS

$\epsilon_L \equiv$ PERDIDAS EN LA SECCION DE LINEA

$\epsilon_G \equiv$ GANANCIAS EN LOS AMPLIFICADORES

$$M [dB] = 2T + 2A_R = 2(T + A_R)$$

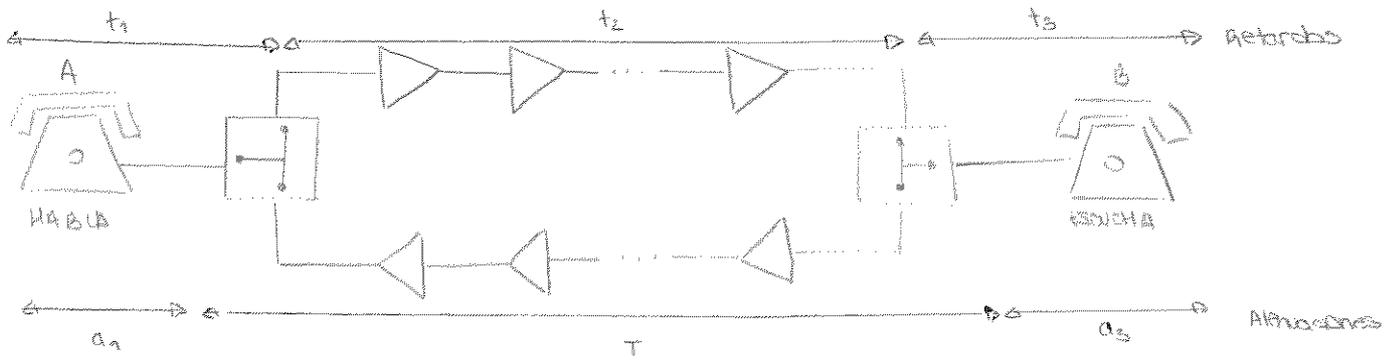
PERDIDA DE BUCLE

$M \geq 0 \Rightarrow$ Condición de estabilidad del cto.

\downarrow
 $S = 3 dB \Leftrightarrow T = 3 - A_R$

$$S [dB] = \frac{M}{2}$$

ESTABILIDAD O MARGEN DE GANANCIA



Los ecos son perceptibles cuando el retardo es mayor a 10 ms, y más molestos cuando aumenta éste.

① Eco con respecto al que habla: 

$$t_D = 2(t_1 + t_2)$$

RETARDO RESPECTO A LA SEÑAL EMITIDA

$$A_E = 2T + A_A + 2\alpha_1$$

ATENUACIÓN RESPECTO A LA SEÑAL EMITIDA

② Eco con respecto al que escucha: 

$$t_D = 2t_2$$

RETARDO RESPECTO A LA SEÑAL DIRECTA RECIBIDA

$$A_E = 2(T + A_E)$$

ATENUACIÓN RESPECTO A LA SEÑAL DIRECTA RECIBIDA

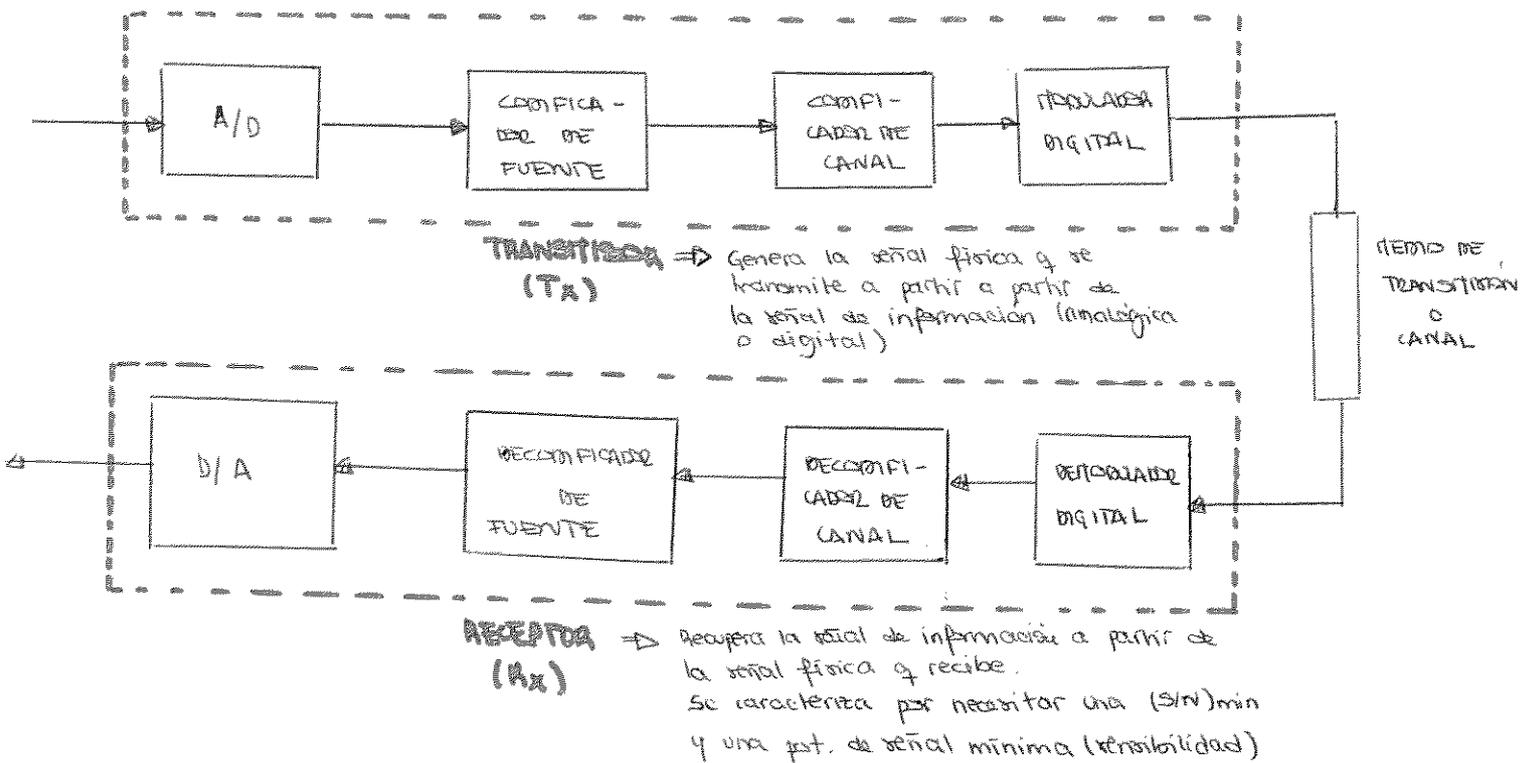
* Los ecos suelen controlarse con supresores de eco o controladores de eco.

TEMA 5: TRANSMISIÓN DIGITAL DE SEÑALES

1. SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL
2. TRANSMISIÓN ANALÓGICA - DIGITAL
3. FIBRA ÓPTICA
4. RADIOENLAZE DIGITAL
5. SATELITE

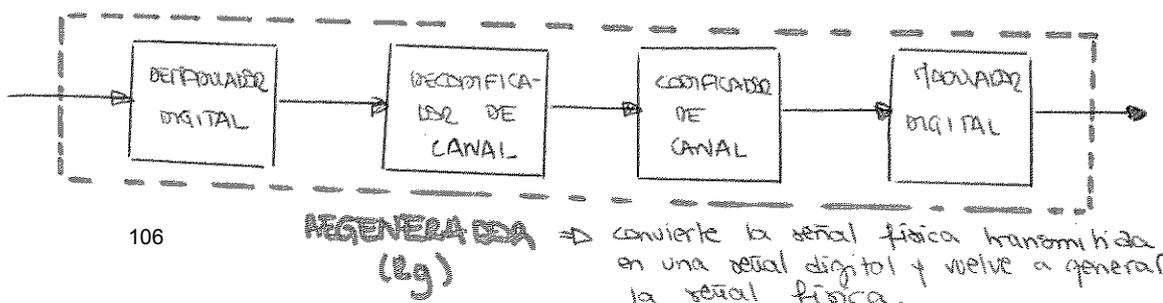
1. SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL:

Los elementos básicos que componen un sistema de transmisión digital son:



A estos se les añade:

AMPLIFICADORES (A)



• $T_x + E_g \equiv$ SECCIÓN DE REGENERACIÓN

• $T_x + \underbrace{A + E_g}_{\text{Operación}} + \text{CANAL} + E_x \equiv$ CADENAS DE

Se divide el trayecto en secciones de regeneración con el siguiente criterio: se toma la longitud máxima que permita que no se degrade la señal.

• TIPOS DE CADENAS DE TRANSICIÓN:

① CADENAS CON AMPLIFICADORES: Aumenta la potencia de la señal recibida pero empeora la S/N.

② CADENAS CON REGENERADORES: Es la más eficaz y la más utilizada. Ya que al dividir el tramo a cubrir en secciones suficientemente cortas (secciones de regeneración) siempre se puede conseguir que cada receptor y regenerador reciban una señal de suficiente calidad.

③ CADENAS MIXTAS: Incluye tramos terminados por amplificadores y tramos terminados por regeneradores.

• ELEMENTOS DE LOS REGENERADORES:

- CODIFICADOR Y DECODIFICADOR DE CANAL: Añaden redundancia a la señal. Los más usados son los RS(X,Y) y los convolucionales que añaden un n° de bits determinado de redundancia por cada tanto de información.

* Ejemplo: Dada una velocidad binaria R se le aplica una codificación RS(255,239) y 1 bit de redundancia por cada 3. ¿Cuál es la velocidad que se obtiene?

$$R' = \frac{255}{239} \cdot \frac{4}{3} \cdot R$$

- MODULADOR Y DEMODULADOR DIGITAL:

- Modulaciones sin memoria
- $M \equiv$ N° de señales utilizadas

• Al comienzo de cada período de símbolo (de duración T) se transmitirá una señal del conjunto que constituye el alfabeto que caracteriza a la modulación conjunto $\{s_i(t)\}$

• Con cada señal transmitimos $\log_2 M$ bits

• señal global transmitida: $s(t) = \sum_n s_n(t - nT)$

* TIPOS DE MODULACIÓN:

① MODULACIÓN PAM:

* Elementos:

- FILTRO: Lineal e invariante con respuesta al impulso $h(t)$. Optimiza la S/N y minimiza la probabilidad de error. La solución óptima es el filtro adaptado al pulso transmitido $g(t)$ que tiene una respuesta al impulso $h(t) = g(t - t)$. Un problema conocido es la IES (Interferencia entre símbolos).
- RECUPERACIÓN DE PULSOS DE SÍMBOLO: A partir de la señal recibida genera una onda cuadrada cuyos transiciones ascendentes indica los puntos en los que debe muestrearse la señal.
- IGUALADOR: Realiza un filtrado discreto de la señal muestreada para reducir la IES.
- DETECTOR: A partir de la muestra obtenida decide cuál ha sido la señal transmitida. El criterio óptimo es el de mínima distancia.

Para reducir la interferencia entre símbolos:

- * ELEGIR ADECUADAMENTE LA FORMA DEL PULSO TRANSMITIDO \Rightarrow cumple el criterio de Nyquist. Unas señales muy utilizadas por su robustez frente a la IES son las señales con espectro en raíz cuadrada de coseno alzado (RCCA).

- * APLICAR IGUALACION \Rightarrow Podemos reducir la IES mediante el igualador.

cuando se utilizan RCCA cumpliendo el criterio de Nyquist:

$$b = \frac{B_T (1 + \alpha)}{2}$$

ANCHO DE BANDA

$$B_T = \frac{1}{T} \equiv \text{VELOCIDAD DE TRANSICIÓN [símbolos/s]}$$

$T \equiv$ PERÍODO DE SÍMBOLO

$\alpha \equiv$ PARÁMETRO Δ FACTOR DE RESERVA

② MODULACIÓN QAM:

* Elementos:

- DEMODULADOR DBL EN CUADRATURA: Proporciona dos señales en banda de base correspondiente a las componentes en fase y en cuadratura de la señal recibida.

- RECUPERACIÓN DE VELOCIDAD DE SÍMBOLOS, FILTROS E IGUALADORES:

- DETECTOR: decide qué señal se ha recibido con más probabilidad a partir de los dos valores recibidos.

Para QPSK:

$$b = \sqrt{T} (1 + \alpha)$$

ANCHO DE BANDA

El doble que en PSK

$$\frac{S}{N} = \frac{E_s / T}{N_0 b}$$

PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT EN FUNCIÓN DE LA SNR

E_s = ENERGÍA MEDIA POR SEÑAL

N_0 = DENSIDAD ESPECTRAL DE RUIDO [W/Hz]

$$p = \frac{\log_2 M}{M}$$

EFICACIA EN POTENCIA

$$E_s = S \cdot T$$

M = N° DE SEÑALES DE LA CONSTELACIÓN PARA UNA MODULACIÓN SIN PORTADORA.

Probabilidad de error de referencia típicamente, 10^{-5} , 10^{-6} o 10^{-11}

$$\eta = \frac{1/T \log_2 M}{W}$$

EFICACIA ESPECTRAL

W = ANCHO DE BANDA

* Transmisión PSK:

$$T_{min} = \frac{1}{2W} \quad (\text{sin IES}) \Rightarrow \eta_{max} = 2 \log_2 M$$

* Para QPSK:

$$T = \frac{1 + \alpha}{2W} \Rightarrow \eta_{CA-PSK} = \frac{2 \log_2 M}{1 + \alpha}$$

$$T = \frac{1 + \alpha}{W} \Rightarrow \eta_{CA-QPSK} = \frac{\log_2 M}{1 + \alpha}$$

PSK y QPSK están con equivalentes tanto en eficiencia en potencia como en eficiencia espectral

↳ CANAL DE TRANSICIÓN:

El canal convulsiona la señal transmitida con el (respuesta al impulso del canal). De ahí que al detectar se busque la adaptación a las características del canal: igualador de canal (o ecualizador), que normalmente es un filtro inverso al anterior.

Se calcula también la velocidad binaria en bits

por segundos:

$$\bar{R}_b = \frac{\log_2 M}{T}$$

③ VERSATILIDAD DE LOS EDWARDS:

La transmisión digital no necesita equipos tan específicos, resultan más flexibles y más fiables.

④ FLEXIBILIDAD Y EFICACIA EN EL USO DEL CANAL:

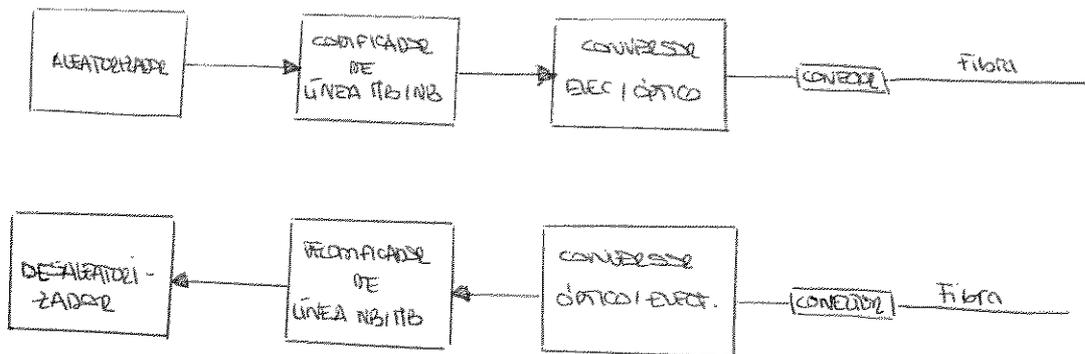
En la tx analógica el ancho de banda del canal depende del ancho de banda de la señal.

En tx digital la única relación que debe existir entre la señal y el canal es que el codificador de fuente debe ser capaz de representar la señal con una velocidad binaria menor o igual que la capacidad del canal que es una función que depende de su ancho de banda y de su S/N.

5. Transmisión

Esquema para transmisión por F.O:

Sistema PAM



• ALEATORIZACION:

- Modifica la secuencia de bits de entrada eliminando las largas secuencias de bits iguales.
- No añade redundancia
- Se podría omitir si tenemos un buen codificador de línea.

• CODIFICACION DE LINEA:

- En nuestro caso es un modulador PAM con memoria.
- Se usan códigos M_B/N_B de forma que: a cada palabra binaria de entrada de N bits se le asocia una de salida de N bits ($N_B \geq N$) y se asocia un pulso positivo a cada bit '1' y una nula a cada bit '0'.

2 TRANSMISIÓN ANALÓGICA DIGITAL

Ventajas de la transmisión digital frente a la analógica.

1 EVASIÓN FUENTE AL RUIDO:

* Transmisión analógica: \rightarrow Parámetro de calidad: S/N

La señal tiene que llegar con una potencia mínima al receptor. Por tanto, las pérdidas del medio de transmisión se compensan con amplificadores que añaden ruido \rightarrow se detiene la señal a ruido!

$$S/N = \frac{S}{N_r \cdot n_{int}}$$

$S \equiv$ señal q permanece constante

$n = N_r \cdot n_{int} \equiv$ ruido q depende del n° de amplificadores
 \hookrightarrow ruido interno de un amplificador.
 $\hookrightarrow N^{\circ}$ de etapas de repetición

* Transmisión digital: \rightarrow Parámetro de calidad: BER \equiv Probabilidad de error:

Los regeneradores sustituyen a los amplificadores, eliminando la mayor parte de la degradación.

$$P_{E_f}(d, N_r) = N_r \cdot P_E(d/N_r)$$

$\rightarrow N^{\circ}$ de regeneradores

\rightarrow Probabilidad de error de una sección de regeneración

\hookrightarrow Probabilidad final para una longitud de enlace d y N_r regeneradores.

Probabilidad de error en función de S/N en un receptor M-PSK es:

$$P_E = \frac{2M-2}{M} \cdot Q \left(\sqrt{\frac{6E_s}{(M^2-1)N_0}} \right)$$

$E_s(d) = S_b \cdot e^{-2\alpha d}$, $T \equiv$ Energía media por señal

$N_0 \equiv$ densidad espectral de ruido

$Q(x) \equiv P[X > x]$ siendo X una v.a. gaussiana normalizada.

2 MAYOR FLEXIBILIDAD EN LA COMPACTACIÓN DEL CANAL (MULTIPLEXACIÓN)

La transmisión digital utiliza multiplexación en el tiempo (TDM) evitando así tener que utilizar TDF (lo q se utiliza en transmisión analógica) que necesita bandas de guarda para separar las bandas de frecuencia utilizada, garantizando velocidad.

se consigue así:

- eliminar largas secuencias de símbolos iguales para:
 - * conseguir un funcionamiento uniforme de la fuente luminosa.
 - * facilitar la extracción de reloj.
- detectar algunos errores

El estado del codificador varía en función de la disparidad de la palabra de salida.

$$d = N^2 \text{ de '1'} - N^2 \text{ de '0'} \quad \text{DISPARIDAD}$$

$$E_g = h \cdot \nu$$

$h \equiv$ CTE DE PLANCK
 ν frecuencia de onda foto
 E_g Amplitud del salto energético del e

• CONVERSION ELECTRO-ÓPTICA:

LED: Dispositivos sencillos y económicos que generan señal con poca definición espectral.

LD: Dispositivos más complejos que emiten luz de más potencia y más pura espectralmente.

PARÁMETROS QUE CARACTERIZAN A LOS EMISORES	VALORES TÍPICOS	
	LED	LD
Longitud de onda de emisión λ	850, 1300, 1550 nm	
Anchura espectral al 50% $\Delta\lambda$	≈ 40 nm	0.2 - 1 nm
Potencia óptica inyectada a la fibra P_{in}	$> - 6$ dBm	$< - 6$ dBm
Margen de seguridad M_s	—	—

• CONVERSION ÓPTICO-ELECTRICA:

- COHERENTES
- NO COHERENTES
 - Diodos PIN
 - Diodos APD

Parámetros que los caracterizan:

I_{00} = Corriente de oscuridad

R = Responsividad [A/W]

η = Factor de multiplicación para APDs (para PIN $\eta = 1$)

$$\frac{N^2 \cdot P_t}{S} = \frac{P_{in}}{h \cdot \nu}$$

$$\frac{N^2 \cdot e h \nu}{S} = \eta \cdot \frac{N^2 \cdot P_t}{S}$$

$\eta \equiv$ RENDIMIENTO CUÁNTICO

$$I_{AD} = I_{ph} M = R_p P_{in} M$$

RESPONSE
CORRIENTE
APD

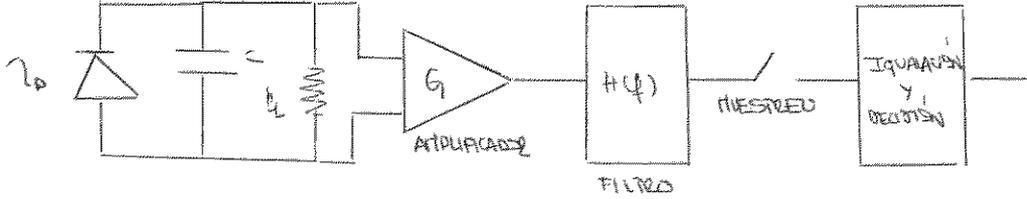
$$I_{ph} = q \cdot \frac{N^2 \cdot e h \nu}{S}$$

CORRIENTE

$$R_p = \frac{\eta \cdot q}{h \cdot \nu} = \frac{\eta \cdot q}{h} \cdot \frac{\lambda}{c} = 0.8 \cdot \eta \cdot \lambda [\mu m]$$

RESPONSIVIDAD

ESQUEMA RECEPTOR OPTICO:



TIPOS DE RUIDO:

* RUIDO GRANALLA: Producido por el paso de los electrones por la unión p-n del fotodiodo.

$$d i_g^2 = 2q (i_b + I_{ph}) M^2 \cdot F(\alpha) \quad [A^2/Hz]$$

DENSIDAD ESPECTRAL DEL VALOR CUADRÁTICO MEDIO DE LA CORRIENTE

$$\langle v_g^2 \rangle = d i_g^2 R_L^2 \cdot b \cdot g \quad [V^2]$$

VALOR CUADRÁTICO MEDIO DE TENSION

$b \equiv$ Ancho de banda del filtro
 $g \equiv$ Ganancia del amplificador

$F(\alpha) = M^\alpha \quad (0 \leq \alpha \leq 1) \equiv$ FACTOR DE RUIDO

$R_L \equiv$ resistencia de carga

* RUIDO TÉRMICO:

$$d i_T^2 = \frac{4k \cdot T}{R_L} \quad [A^2/Hz]$$

DENSIDAD ESPECTRAL DEL VALOR CUADRÁTICO MEDIO DE LA CORRIENTE

$$\langle v_T^2 \rangle = d i_T^2 R_L^2 \cdot b \cdot g \quad [V^2]$$

VALOR CUADRÁTICO MEDIO DE TENSION

* RUIDO INTERNO DEL AMPLIFICADOR:

$$\langle v_a^2 \rangle = d v_a^2 b \cdot g \quad [V^2]$$

TENSION DE AMPLIFICACION Y FILTRADO DE VALOR CUADRÁTICO MEDIO

$$\sigma_n^2 = \langle \sigma_q^2 \rangle + \langle \sigma_f^2 \rangle + \langle \sigma_a^2 \rangle = (2q(I_{ph} + i_{cs})M^{2+\alpha} \cdot R_L^2 + 4kT R_L + 4\sigma_a^2) b q$$

VALOR CUADRÁTICO
TENDIO DE TENSION
DE RUIDO TOTAL

• PROBABILIDAD DE ERROR:

* Transmisión de símbolo '1':

$$V_{s,1} = (i_{smax} + i_{os}) R_L \cdot M \cdot g^{1/2}$$

$$i_{smax} = I_f \cdot P_{opt,max}$$

$$\sigma_1^2 = \sigma_n^2 (i_{smax})$$

* Transmisión de símbolo '0':

$$V_{s,0} = i_{os} R_L \cdot M \cdot g^{1/2}$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_n^2 (0)$$

$$\boxed{snr_1 = \frac{(V_{s,1} - V_{s,0})^2}{\sigma_1^2} = \frac{(i_{smax} M \cdot R_L)^2}{(2q(i_{smax} + i_{os})M^{2+\alpha} R_L^2 + 4kT R_L + 4\sigma_a^2) b}}$$

$$P_E = Q\left(\frac{1}{2} \sqrt{snr_1}\right) \equiv BER$$

$BER = 10^{-7} \rightarrow snr_1 = 148'395 (21'6 \text{ dB})$
 $BER = 10^{-8} \rightarrow snr_1 = 197'936 (23 \text{ dB})$

• SENSIBILIDAD:

$$\underbrace{S \text{ [dBm]}}_{\text{sensibilidad efectiva del receptor}} = \underbrace{S_R \text{ [dBm]}}_{\text{sensibilidad del receptor}} + \underbrace{I \text{ [dB]}}_{\text{penetración por IES}}$$

CÁLCULO DE LA SECCIÓN DE REGENERACIÓN:

* Balance por potencias

* Balance por distancias

4. RANDES EN LA TELEVISIÓN DIGITAL

En la transmisión por radio aumenta la atenuación de la señal transmitida por la existencia de lluvia (para $f > 10 \text{ GHz}$) y por multitrayecto. Cuando esto es temporal se le llama desvanecimiento, se suelen usar repetidores pasivos, que solo sirven para salvar obstáculos, o activos.

Las antenas son parabólicas de ganancia:

$$g = \frac{\eta \pi^2 D^2}{\lambda^2}$$

$D \equiv$ diámetro

$\eta \equiv$ Rendimiento de la antena

$$0.55 \leq \eta \leq 0.6$$

$$G [\text{dB}] = 20.4 + 10 \log \eta + 20 \log D [\text{km}] + 20 \log f [\text{GHz}]$$

GANANCIA ANTENA
PARABÓLICA

Añada en el receptor. $n = k \cdot b \cdot [4f + 10(f-1)]$

SECCIÓN DE REGENERACIÓN (LONGITUD DE VANO):

Margen de desvanecimiento:

$$M_s = P_R - T_{h3}$$

$P_R \equiv$ POT. CAPTADA POR LA ANTENA EN CONDICIONES IDEALES

$T_{h3} \equiv$ POT. MÍNIMA QUE DEBERÍA CAPTAR PARA QUE $P_R = 10^{-3}$

$$P_R = P_T - L_{TT} - G_T - L_{of} + G_R - L_{TR}$$

POTENCIA CAPTADA SIN DESVANECIMIENTO

$P_R \equiv$ POTENCIA CAPTADA SIN DESVANECIMIENTO

$P_T \equiv$ POTENCIA TRANSMITIDA

$L_{TT} \equiv$ PÉRDIDAS ADICIONALES EN EL T_x

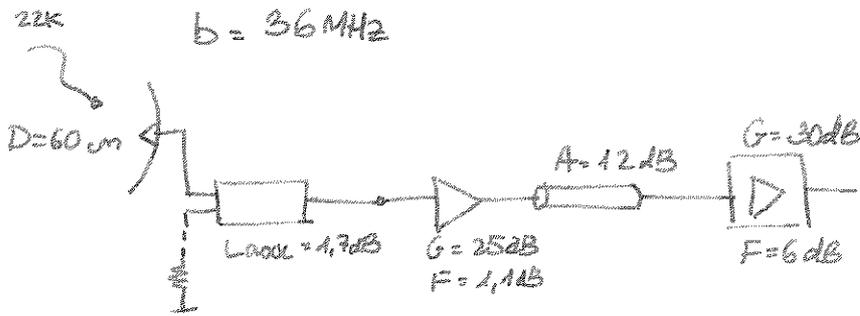
$G_T \equiv$ GANANCIA ANTENA T_x

$L_{of} \equiv$ PÉRDIDAS BÁSICAS DE PROPAGACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

$G_R \equiv$ GANANCIA DE LA ANTENA R_x

$L_{TR} \equiv$ PÉRDIDAS ADICIONALES EN EL R_x

I. 11 | $f = 120 \text{ MHz}$
 $b = 36 \text{ MHz}$



(a) $t_{\text{antena}} = (t_f + t_{\text{elem}}) \cdot \frac{1}{L_{\text{coax}}} = (22 + 138,9) \cdot \frac{1}{10^{0,17}} =$

(c) $N_{\text{TOTAL}} = K \cdot t_{\text{TOTAL}} \cdot b = -228,6 \text{ dBW/Hz/K} + 10 \log t_{\text{TOTAL}} + 10 \log 36 \cdot 10^6$

$t_{\text{TOTAL}} = 108,8 \text{ K} + 140,5 \text{ K}$

$N_{\text{TOTAL}} = -129,1 \text{ dBW}$

(d) $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{decod}} = 9 \text{ dB} = (S)_{\text{decod}} - (N)_{\text{decod}}$

$(N)_{\text{decod}} = N_{\text{antena}} + G_{\text{LNA}} - A_{\text{coax}} + G_{\text{amp}}$
 $= -129,1 \text{ dBW} + 25 - 12 + 30 = -86,1 \text{ dBW}$

$(S)_{\text{decod}} = 9 - (-86,1) = -77,1 \text{ dBW} \approx 19,64 \text{ nW}$

(e) $P_e + G_e = 56 \text{ dBW}$

$(S)_{\text{decod}} = -77,1 \text{ dBW} \rightarrow P_{\text{antena}} = (S)_{\text{decod}} - G_{\text{amp}} + A_{\text{coax}} - G_{\text{LNA}} + L_{\text{coax}} =$
 $= -77,1 \text{ dBW} - 30 + 12 - 25 + 1,7 = -118,4 \text{ dB}$

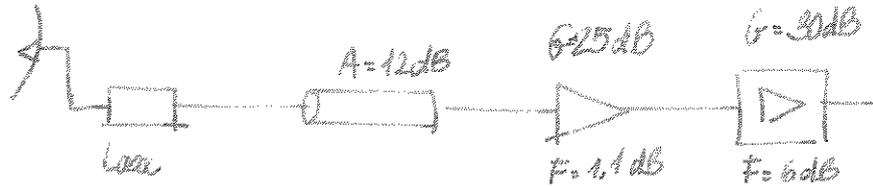
Ecuación del radiocanal:

$$P_{Tsat} - P_{Rant} = 92,45 + 20 \log d \text{ (Km)} + 20 \log 12 \text{ (GHz)} - G_t - G_R$$

$$G_r = 18 + 20 \log 0,6 + 20 \log 12$$

$$\Rightarrow L_{MAX} = 59443 \text{ Km}$$

4)



$$T_{max} \text{ (antena)} = T_{LNA} + \frac{T_{coax}}{G_{LNA}} + \frac{T_{amp}}{G_{LNA}} \cdot a$$

$$T_{max} \text{ (sit. actual)} = T_{coax} + T_{LNA} \cdot a + \frac{T_{ampl}}{G_{LNA}} \cdot a$$

Siempre se puede empezar con una amplificador ya que las contribuciones de después se quedan divididas por la ganancia y se pueden despreciar; mientras que si empezamos con una atenuación, los siguientes factores se van a quedar multiplicados por la atenuación y no se van a despreciar, quedándose.

$$T_{receptor} = 5074,4 \text{ K}$$

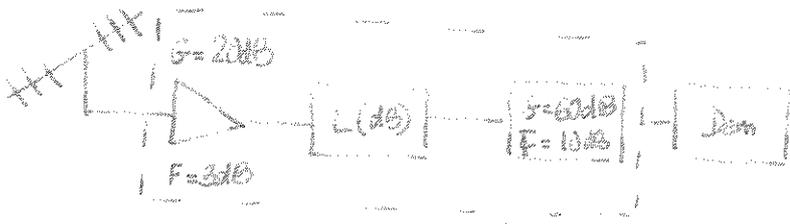
$$L_{max} = 12343 \text{ Km}$$

ojo: en este ejercicio no hay que dar resultados, solo analizar la situación



$C = -70 \text{ dBm}$ (potencia de portadora - carrier)
 $N = -100 \text{ dBm}$

1. $\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dem}} = \frac{C \cdot G}{N \cdot F} = C - N - F = -70 + 100 - 10 = 20 \text{ dB}$

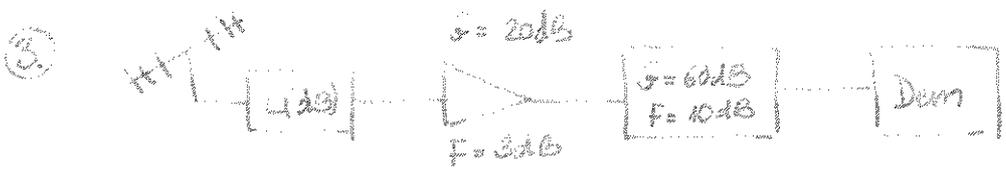


2. $\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dem}} = 20 \text{ dB} = \frac{C}{N \cdot f_T}$

$f_T = f_{\text{amp}} + \frac{f_{\text{atén}} - 1}{\text{Jamp}} + \frac{f_{\text{receptor}} - 1}{\text{Jrepi}} \cdot \text{Caten} \equiv f = 10 \rightarrow$

- $f_{\text{amp}} = 10^{10}$
- $f_{\text{atén}} = 1$
- $f_{\text{receptor}} = 100$
- $f_{\text{repi}} = 10$
- $\text{Caten} = 1$

$\Rightarrow L \leq 80 = 19 \text{ dB}$



3. $\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dem}} = 20 \text{ dB} \rightarrow f_T = 10 \text{ dB}$

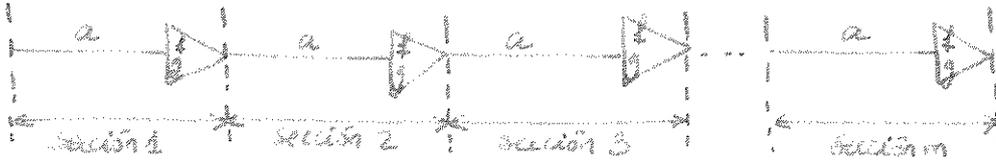
$f_T = f_{\text{atén}} + (f_{\text{amp}} - 1) L + \frac{(f_{\text{receptor}} - 1)}{\text{Jrepi}} \cdot L \rightarrow L' \leq 47 = 6.7 \text{ dB}$

4. Reduciendo el amplif. primero luego usará más energía de trabajo.

II.10 (PROBLEMA DIFÍCIL)

**EJERCICIO
TEÓRICO**

$d = 10 \text{ km}$



- 1. $G = 40 \text{ dB}$ $F = 16 \text{ dB}$
- $G = 50 \text{ dB}$ $F = 10 \text{ dB}$

Distancia del cable por $d = 10 \text{ km}$

$A_{\text{total}} = 20 \text{ dB/km} \cdot 10 \text{ km} = 200 \text{ dB}$

Diseño en temperatura $\rightarrow A_{\text{total}} \cdot J_{\text{total}} = 1$

\Leftrightarrow a cada sección $a = J_{\text{total}}$

$G = 40 \text{ dB}$ $F = 16 \text{ dB}$ [1]

$M = \frac{A_{\text{total}}}{a}$

N. SECCIONES

$M = \frac{200 \text{ dB}}{40 \text{ dB}} = 5 \text{ secciones}$

$G = 50 \text{ dB}$ $F = 10 \text{ dB}$ [2]

$M = \frac{200 \text{ dB}}{50 \text{ dB}} = 4 \text{ secciones}$

se debe minimizar el ruido térmico exclusivamente

$T_{\text{tem total}} = K \cdot t_{\text{total}} \cdot L \cdot J_{\text{total}}$

$t_{\text{total}} = t_0 \cdot a \cdot f \cdot M$

[1] $t_{\text{total}} = 290 \cdot 10^4 \cdot 10^{16} \cdot 5 = 5,97 \cdot 10^3 \text{ K}$

[2] $t_{\text{total}} = 290 \cdot 10^5 \cdot 10 \cdot 4 = 1,2 \cdot 10^9 \text{ K}$

\rightarrow Es mejor usar [1] $G = 40 \text{ dB}$ con $M = 5 \text{ secciones}$

2. $G = 50 \text{ dB}$
 $F = 13 \text{ dB}$ } $M = 4 \text{ secciones}$ x $g_{TOTAL} = 1$

$$N_{term \text{ total}} [\text{mW}] = K \cdot t_{e \text{ total}} \cdot b = K \cdot t_o \cdot a \cdot f \cdot M \cdot b$$

$$= 1,384 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 10^5 \cdot 20 \cdot 4 \cdot 8 \cdot 10^6 = 2,64 \cdot 10^{-4}$$

Ruido de intermodulación de orden 2

SUMA EN POTENCIA

$$N_{i2 \text{ TOTAL}} [\text{mW}] = N_{i2 \text{ individual}} \cdot M \cdot 10^{2Lr/10} = 10 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{2Lr/10} \cdot 4 = 4 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{2Lr/10}$$

SUMA EN TENSION

Pot de intermodulación

$$P_{i2} (\text{dBm}) = M_2^* + 2 \cdot L + 20 \log 2$$

$$N_{i3 \text{ TOTAL}} [\text{mW}] = N_{i3 \text{ individual}} \cdot M^2 \cdot 10^{3Lr/10} = 10 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{3Lr/10}$$

Pot de interm

$$P_{i3} (\text{dBm}) = M_3^* + 3 \cdot L + 20 \log 3$$

$$N_{TOTAL} [\text{mW}] = N_{term \text{ total}} + N_{i2 \text{ TOTAL}} + N_{i3 \text{ TOTAL}} =$$

$$= 2,64 \cdot 10^{-4} + 4 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{2Lr/10} + 10 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{3Lr/10}$$

$$N_{TOTAL} [\text{dBm}] = N_{TOTAL} (\text{dBm}) + L_r \rightarrow N_{TOTAL} [\text{dBm}] = N_{TOTAL} [\text{mW}] \cdot 10^{-4/10}$$

$$N_{TOTAL} [\text{mW}] = 2,64 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-Lr/10} + 4 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{Lr/10} + 10 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{2Lr/10}$$

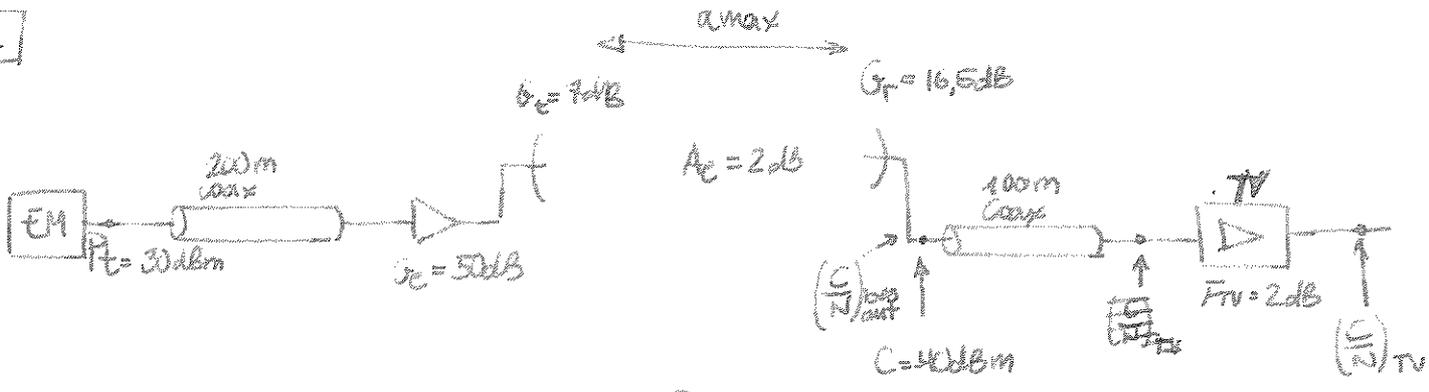
3. $N_{TOTAL} [\text{mW}] = 2,64 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-Lr/10} + 10 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{2Lr/10}$

Optimo $\rightarrow \frac{S/N_{opt}}{3Lr} = 0 \rightarrow [L_{opt} = 9,72 \text{ dB}]$

4. Si $L_r = 9,72 \text{ dB} \rightarrow N_{TOTAL} [\text{mW}] = 2,64 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-0,972} + 10 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{2 \cdot 0,972}$

$$= 4,23 \cdot 10^{-5} \text{ mW} = -43,7 \text{ dBm}$$

$$\left[\frac{S}{N} \right] = (S) - (N) = 0 \text{ dBm} - (-43,7 \text{ dBm}) = 43,7 \text{ dB}$$

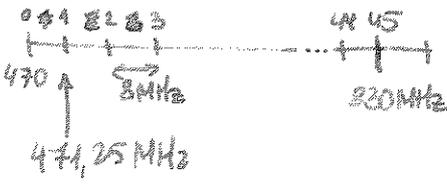


(1.) $C_{base\ antenna} = -40\text{ dBm}$ ¿dónde?

CASO PEDR → Mayor atenuación
 → Mayor frecuencia

$$f_{P45} = 470\text{ MHz} + 1,25\text{ MHz} + 44,8\text{ MHz} = 823,25\text{ MHz} \approx 0$$

$$f_{P45} = 823,25\text{ MHz} \approx 0$$



$$x = 0,01 + 2,3 \sqrt{823,25} + 0,003 \cdot 823,25 = 68,47\text{ [dB/km]}$$

$$C_{base\ antenna} = -40\text{ dBm} = P_t - \alpha \cdot 0,2\text{ km} + G_e - (L_{bf} - G_r + A_e)$$

$$92,45 + 20 \log d(\text{km}) + 20 \log 823,25$$

$$\rightarrow -40\text{ dBm} = 30\text{ dBm} - 68,47 \cdot 0,2 + 50 - (L_{bf} - 7 - 16,5 + 2)$$

$$\rightarrow d_{max} = 71,2\text{ km}$$

(2.) $d = 60\text{ km}$

$$C_{base\ antenna} = P_t - \alpha \cdot 0,2 + G_e - (92,45 + 20 \log(60) + 20 \log f - G_r + A_e)$$

$$= 30\text{ dBm} - 68,47 \cdot 0,2 + 50 - (92,45 + 20 \log(60) + 20 \log(823,25) - 7 - 16,5 + 2) \Rightarrow$$

$$\rightarrow C_{base\ antenna} = -38,51\text{ dBm}$$

$$N_{base\ antenna} = 10 \log(k \cdot T_{ruido} \cdot b) = 10 \log(1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 8 \cdot 10^6) = -104,94\text{ dBm}$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{base\ antenna} = -38,51\text{ dBm} - (-104,94) = 66,43\text{ dB}$$

$$(3) C_{TV} = C_{base\ antenna} - \alpha \cdot 0,1 \text{ km} = -38,51 \text{ km} - 6,847 \text{ dBm} = -45,35 \text{ dB}$$

$$N_{TV} = 10 \log (K \cdot t_{inter} \cdot b) = 10 \log (1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 459,7 \cdot 8 \cdot 10^6) = -102,74 \text{ dBm}$$

$$t_{inter} = (t_f + t_{coax}) \frac{1}{a_{coax}} + t_{TV} = (290 + 459,7) \text{ K}$$

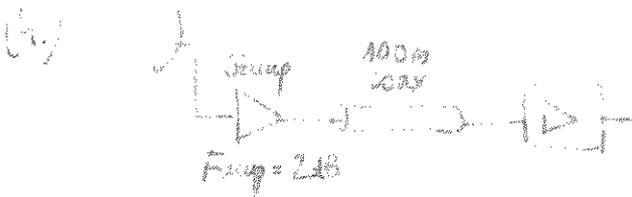
$$t_{coax} = 290 (a_{coax} - 1) = 290 (10^{0,6847} - 1)$$

$$a_{coax} = 10^{0,6847}$$

$$t_f = 290 (10^{0,2} - 1)$$

$$\left[\left(\frac{C}{N} \right)_{TV} = -45,35 \text{ dBm} - (-102,74 \text{ dBm}) = 57,39 \text{ dB} \right] \geq 43 \text{ dB} \quad \text{NO COMPETE!}$$

$$C_{TV} = -45,35 \text{ dBm} < -20 \text{ dBm} \quad \text{NU COMPETE!!}$$



$$C_{TV} = -20 \text{ dBm} = C_{antena} + G_{amp} - \alpha \cdot 0,1 =$$

$$= -38,51 \text{ dBm} + G_{amp} - 6,847 \cdot 0,1 =$$

$$\left[G_{amp} = 35,35 \text{ dB} \right]$$

$$(5) N_{TV} = 10 \log (K \cdot t_{inter} \cdot b) = 10 \log (1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 95,12 G_{amp} \cdot 8 \cdot 10^6) = -101,8 + 6 G_{amp}$$

$$t_{inter} = \left[(t_f + t_{coax}) \cdot G_{amp} + t_{TV} \right] \frac{1}{a} + t_{TV} = 290 (0,328 G_{amp} + 1) \approx 95,12 G_{amp}$$

$$t_f = 290 \text{ K}$$

$$t_{coax} = 290 (10^{0,2} - 1)$$

$$t_{coax} = 290 (10^{0,6847} - 1)$$

$$a_{coax} = 10^{0,6847}$$

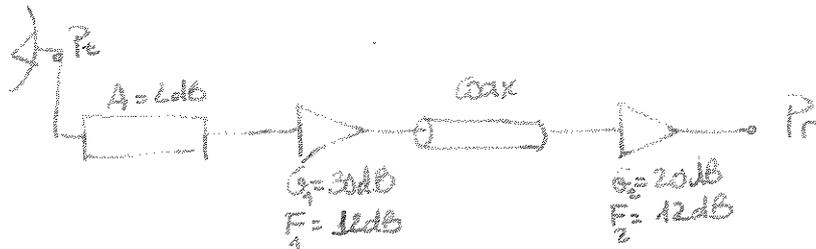
$$t_{TV} = 290 (10^{0,2} - 1)$$

$$C'_{TV} = C_{TV} + G_{amp} = -45,35 \text{ dBm} + G_{amp}$$

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{TV} = -45,35 + G_{amp} - (-109,8 + G_{amp}) = 64,44 \text{ dB}$$

Independiente de G_{amp}

I.27



$$(a) P_r = P_e - A + G_1 - A_{coax} + G_2$$

$$-20 \text{ dBm} = -82 \text{ dBm} - 2 \text{ dB} + 30 - A_{coax} + 20 \text{ dB}$$

$$A_{coax} = (2,3 \sqrt{830} + 0,008 \cdot 830) \text{ dB/km} \cdot d_{max} (\text{km}) \rightarrow$$

$$\rightarrow d_{max} = 524 \text{ m} \rightarrow A_{coax} = 36 \text{ dB}$$

$$(b) T_{sistema} = T_{ant1} + T_{amp1} \cdot A_{ant1} + T_{coax} \cdot A_{coax} + T_{amp2} \cdot A_{ant2}$$

$$T_{ant1} = T_0 (2^{A_{ant1}} - 1) = 290 (10^{9,2} - 1) = 109,6 \text{ K}$$

$$T_{amp1} = 290 (10^{1,2} - 1) = 4300,2 \text{ K}$$

$$T_{coax} = 10^{0,2}$$

$$T_{coax} = 290 (10^{3,6} - 1) = 1154320,8$$

$$g_1 = 1000$$

$$T_{amp2} = 290 (10^{1,2} - 1) = 4300,2 \text{ K}$$

$$\rightarrow T_{sistema} = 35994 \text{ K}$$

$$F_{sistema} = 1 + \frac{T_{sistema}}{T_0} = 125,1 = 20,9 \text{ dB}$$

(T₀ se podría hacer más frío, pero en medio más largo)

$$c) N = 10 \log (k \cdot t_{TOTAL} \cdot b)$$

avalia

$$t_{TOTAL} = t_{sistema} \cdot \frac{1}{a_{dicio}} \cdot g_1 \cdot \frac{1}{a_{cor}} \cdot g_2$$

$$= 35774 \cdot \frac{1000 \cdot 100}{10^{42} \cdot 10^{26}}$$

$$N_{avalia} = -72 \text{ dBm}$$

$$a) \left[\frac{S}{N} \right]_{TV} = (S)_{TV} - (N)_{TV} = -20 \text{ dBm} - (-72 \text{ dBm}) = 52 \text{ dB}$$

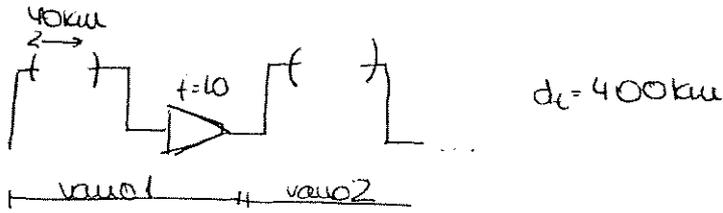
$$\left[\text{F um margem de } 52 - 43 = 9 \text{ dB} \right]$$

II-15

$$f = 126 \text{ Hz}$$

$$BW = 8 \text{ MHz}$$

$$P_t = 10 \text{ mW} = 10 \text{ dBm}$$



1) Como se compensan las pérdidas del vano, la ganancias de los seccion tienen que ser igual a las pérdidas:

$$G = 92,45 + 20 \log d(\text{km}) + 20 \log f(\text{Hz}) - G_L - G_R$$

$$G_L = G_R = 18 + 20 \log 12 + 20 \log 1,25 = 41,52 \text{ dBm}$$

$$d(\text{km}) = 40 \text{ km}$$

$$L_f = 146,07 - 41,52 - 41,52 = 63,06 \text{ dB}$$

$$G = 4 = 63,06 \text{ dB}$$

2) Tenemos 2 ruidos: ruido int. del ampl. (t_e) y ruido térmico captado por la antena

$$\text{ruido medido a la salida} \quad N_{\text{term. sec.}} = K \cdot T \cdot b \cdot g = K (T_f + t_e) b g = 6,44 \cdot 10^{-7} \text{ W}$$

$$T_f = 290$$

$$T_{\text{amp}} = 290(10 - 1)$$

$$b = 8 \text{ MHz}$$

$$g = 10^{6,3}$$

$$N_{\text{term. TOTAL}} = N_{\text{seccion}} \cdot N_{\text{term. sec.}} = \frac{400}{40} \cdot 6,44 \cdot 10^{-7} = 6,44 \cdot 10^{-6} \text{ W}$$

\downarrow
 $E_{\text{exp. pt.}}$

A la salida tenemos 10 ruidos, que no se han amplif. cuando ha pasado x las secciones, ya que ~~no~~ tenemos diseño en transparencia.

$$3) P_{i2} \Big|_{L=10 \text{ dBm}} = 50 \text{ pW}$$

Como a la salida tenemos 10 dBm. tenemos que utilizar:

$$P_{in} \Big|_{L=10 \text{ dBm}} (\text{dBm}) = P_{in} \Big|_{L=0 \text{ dBm}} (\text{dBm}) + n \Delta \text{ dB} \Rightarrow \Delta = 10, \text{ porque a la salida tenemos } 10 \text{ dBm, y lo que se mide es } 0 \text{ dBm}$$

$$\left. P_{i2} (\text{dBm}) \right|_{L=10 \text{ dBm}} = \left. P_{i2} (\text{dBm}) \right|_{L=10 \text{ dBm}} + 2 \cdot 10$$

$$\hookrightarrow P_{i2} (mW) \Big|_{L=10dBm} = P_{i2} \Big|_{0dBm} \cdot 10^{2 \cdot 10}$$

$$P_{i2} \Big|_{10dBm} = 50 \mu W \cdot 10^{20/10} = 5 \cdot 10^{-9} W$$

$$n_{i2 \text{ TOTAL}} = 10 \cdot P_{i2 \text{ sección}} = 5 \cdot 10^{-8} W$$

$$4) P_{i3} (mW) \Big|_{10dBm} = P_{i3} \Big|_{0dBm} \cdot 10^{30/10}$$

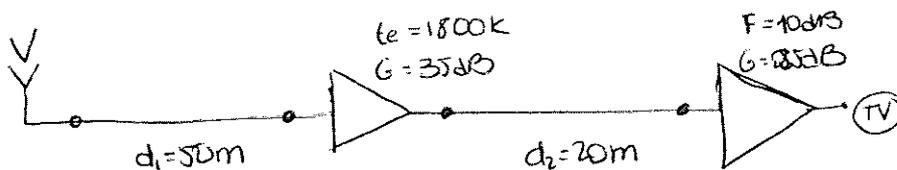
$$P_{i3 \text{ sección}} \Big|_{10dBm} = 5 \cdot 10^{-8} W$$

$$n_{i3 \text{ TOTAL}} = 10^2 \cdot P_{i3 \text{ sección}} = 5 \cdot 10^{-6} W$$

↑
Σ sección

$$5) n_{\text{TOTAL}} = n_{\text{tem TOTAL}} + n_{i2 \text{ TOTAL}} + n_{i3 \text{ TOTAL}} = 6,44 \cdot 10^{-6} + 5 \cdot 10^{-8} + 5 \cdot 10^{-6} = 1,15 \cdot 10^{-5} W$$

I-36



$$t_0 = 290 K$$

$$a) \alpha = 20 \text{ dB}/100 \text{ m}$$

$$A_1 = 20 \text{ dB}/100 \text{ m} \cdot \frac{0,5 \text{ m}}{2} = 10 \text{ dB} \rightarrow a_1 = 10$$

$$A_2 = 20 \text{ dB}/100 \text{ m} \cdot \frac{1}{5} = 4 \text{ dB} \rightarrow a_2 = 2,51$$

$$b) t = 310 K$$

Como $t_{at} \neq t_0$ aplicamos $\rightarrow f_{ns} = \frac{t_f}{t_0} + (a-1) \frac{t_{at}}{t_0}$

$$f_{\text{TOTAL}} = f_{\text{aux}} + (f_{\text{amp}_1} - 1) a_1 + \frac{(f_{\text{aux}_2} - 1)}{g_1} a_1 + \frac{(f_{\text{amp}_2} - 1)}{g_1} a_1 a_2$$

$$126 \quad f_{\text{aux}} = \frac{t_f}{t_0} + (a-1) \frac{t_{at}}{t_0} = \frac{290}{290} + (10-1) \frac{310}{290} = 10,62$$

$$f_{amp1} = 1 + \frac{t_e}{b_0} = 1 + \frac{1800}{290} = 7,21$$

$$f_{max2} = \frac{290}{290} + (a_2 - 1) \frac{310}{290} = 2,62$$

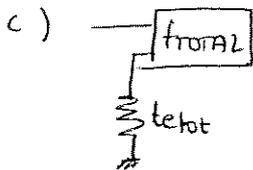
$$f_{amp2} = 10$$

$$a_1 = 10$$

$$a_2 = 2,51$$

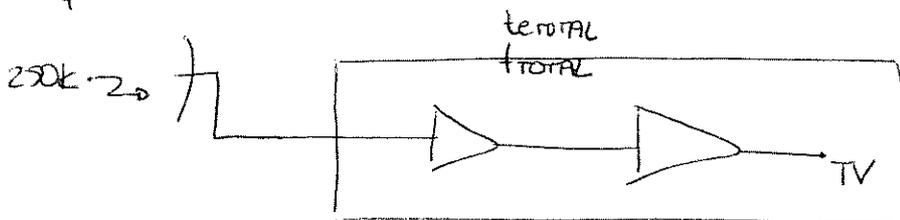
$$g_1 = 10^{3,5}$$

$$f_{TOTAL} = 72,77$$



$$t_{e\ TOTAL} = b_0 (f_{TOTAL} - 1) = 290 (72,77 - 1) = 20812,21\text{ K}$$

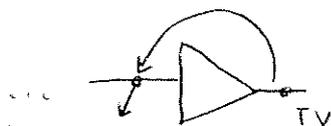
d) $t_f = 250\text{ K}$



$$n_{TOTAL} = k(t_f + t_e) b g_{TOTAL} = 1,38 \cdot 10^{-23} (250 + 20812,21) (862 - 470) \cdot 10^6 \cdot g =$$

$$g_{TOTAL} = \frac{g_1 g_2}{a_1 a_2} = 4,54 \mu\text{W} \equiv -23,43\text{ dBm}$$

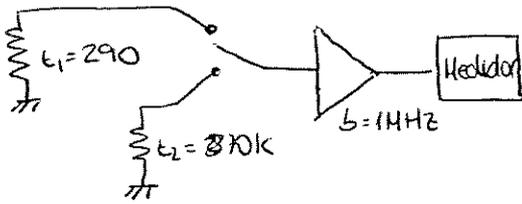
e)



lo que se trae aqui :

$$n'_{TOTAL} = \frac{n_{TOTAL}}{g_2} = \frac{4,54 \cdot 10^{-6}}{10^{2,5}} = 0,144\text{ nW} \equiv -48,63\text{ dBm}$$

I-39



a) $n_1 = 16 \text{ pW}$

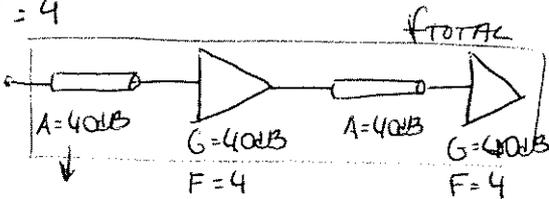
$n_2 = 24 \text{ pW}$

$$n_i = k b T g + n_{int} \Rightarrow \begin{cases} n_1 = k \cdot 290 \cdot 10^6 \cdot g + n_{int} \\ n_2 = k \cdot 870 \cdot 10^6 \cdot g + n_{int} \end{cases} \rightarrow \text{2 eq's con 2 incógn.} \begin{cases} g = 998,78 = 3 \\ n_{int} = 12 \text{ pW} \end{cases}$$

b) $n_i = k k_i b g + n_{int} = k (k_i + k_e) b g \rightarrow k_e = \frac{n_{int}}{k b g} = \frac{12 \cdot 10^{-12}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 10^6 \cdot 1000} = 870$
↳ para que te modele n_{int}

$f = 1 + \frac{k_e}{k_i} = 1 + \frac{870}{290} = 4$

c) $g = 40 \text{ dB}$
 $F = 4$



for se dizão eu transp!

$$f_{total} = f_{at1} + (f_{amp1} - 1) a_1 + \frac{(f_{at2} - 1)}{g_1} a_1 + \frac{(f_{amp2} - 1)}{g_1} a_1 a_2 = 2 f_{am} \cdot a - 1 = 80 \cdot 10^3$$

$f_{at1} = f_{at2} = a_1 = a_2 = 10^4$

$f_{amp1} = f_{amp2} = 4$

$g_1 = 10^4$

d) $P_{i2} \Big|_{L=0 \text{ dB}} = 10 \text{ pW}$

$P_{i3} \Big|_{L=0 \text{ dB}} = 10 \text{ pW}$

Teremos 2 tipos de ruído:

• term. 1º:

$$n_{\text{term TOTAL}} = k t_0 b g f_{\text{TOTAL}} =$$

$$= 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 80 \cdot 10^3 = 320,4 \text{ pW}$$

• intern. ordem 2:

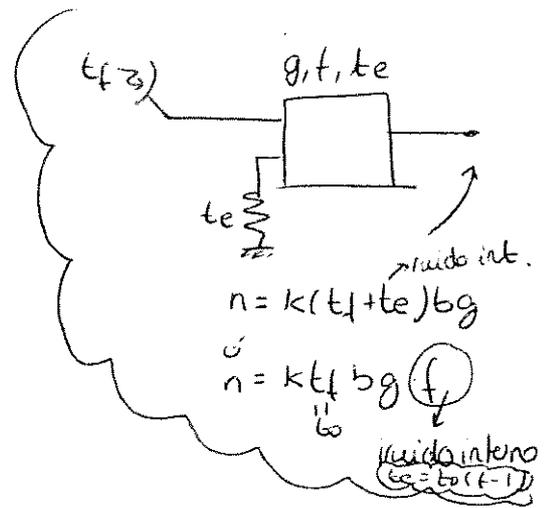
$$n_{i2 \text{ TOTAL}} = 2 \cdot p_{i2} = 20 \text{ pW}$$

← $\Sigma \text{ pot}$

• intern. ordem 3:

$$n_{i3 \text{ TOTAL}} = 2^2 p_{i3} = 40 \text{ pW}$$

↑ $\Sigma \text{ tensão}$



Ruído total (i.e. soma em pot.):

$$n_{\text{TOTAL}} \uparrow \Sigma \text{ pot} = 320,4 \text{ pW} + 20 \text{ pW} + 40 \text{ pW}$$

c) $L_r = 2 \text{ dB}$

$$L(\text{dBm}) = L(\text{dB}_r) + L_0(\text{dBm}_0)$$

$$L(\text{mW}) = 10^{L/10} \cdot L_0(\text{mW}_0) \Rightarrow L_0(\text{mW}_0) = L(\text{mW}) \cdot 10^{-L/10}$$

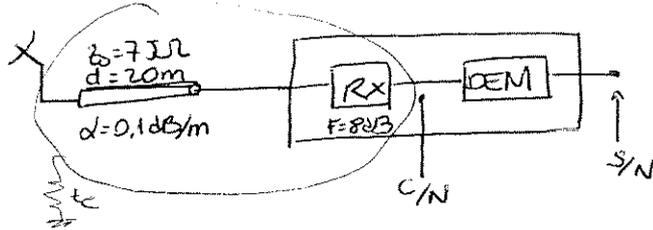
$$n_{\text{TOTAL}}(\text{mW}_0) = n_{\text{term TOTAL}} \cdot 10^{-4/10} + n_{i2 \text{ TOTAL}} \cdot 10^{4/10} + n_{i3 \text{ TOTAL}} \cdot 10^{2L/10} =$$

$$P_{i2}(\text{dBm}) = \text{[]} + 2L \rightarrow \text{u.n.: } 10^{2L/10}$$

$$P_{i3}(\text{dBm}) = \text{[]} + 3L \rightarrow \text{u.n.: } 10^{3L/10}$$

$$= 320,4 \text{ pW} \cdot 10^{-2/10} + 20 \text{ pW} \cdot 10^{2/10} + 40 \text{ pW} \cdot 10^{4/10} = 334,3 \text{ pW}_0 \approx 334,6 \cdot 10^{-6} \text{ mW}$$

II-23



$$F_R = -60 \text{ dBm}$$

$$1) f_T = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$$

$$f_T = f_{\text{loss}} + (f_R - 1) f_{\text{loss}} = a_{\text{loss}} + (f_R - 1) a_{\text{loss}} = a_{\text{loss}} \cdot f_R$$

$$a_{\text{loss}} = \alpha \cdot d = 0,1 \text{ dB/m} \cdot 20 = 2 \text{ dB} \approx 1,58$$

$$f_R = 8 \text{ dB} \approx 10^{0,8} = 6,31$$

$$f_T = 10 \approx 10 \text{ dB}$$

$$2) I = 2 \text{ dB}$$

$$S/N = C/N + I$$

$$C/N_{\text{pie out}} = -60 \text{ dBm}$$

$$N_{\text{pie out}} = k (T_{\text{e TOTAL}} + T_0) b$$

$$T_{\text{e TOTAL}} = T_0 (f_T - 1) = 300 (10 - 1) = 2700 \text{ K}$$

$$T_0 = 300 \text{ K}$$

$$b = 8 \text{ MHz}$$

$$N_{\text{pie out}} = 33,14 \text{ pW} \approx -94,80 \text{ dBm}$$

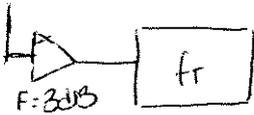
$$C/N \Big|_{\text{pie out}} = -60 \text{ dBm} - (-94,80 \text{ dBm}) = 34,80 \text{ dBm}$$

$$C/N = C/N \Big|_{\text{pie out}} = 34,8 \text{ dBm} \text{ porque en el cálculo ya he tenido en cuenta el ruido}$$

$$S/N = C/N + 2 \text{ dB} = 36,8 \text{ dBm}$$

3) Lo colocamos a pie de antena ($\downarrow f_T$)

$$G = 30 \text{ dB}$$

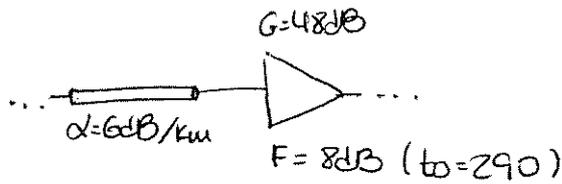


$$f_T' = f_{\text{amp}} + \frac{f_T - 1}{G} = 2 + \frac{10 - 1}{1000} = 2 \approx 3 \text{ dB}$$

Hay una mejora de f_T de 7 dB, por tanto: $(S/N)' = S/N + 7 \text{ dB} = 43,8 \text{ dB}$

Junio 2006 - P1

Pr- Un sistema MDF (...) $d = 2500 \text{ km}$, $t_{\text{media}} = -23^\circ \text{C}$



$$b = 3,11 \text{ kHz}$$

$$P_{i2} \approx 0$$

$$P_{i3} = 10^{-9} \text{ mW}$$

-0dB_r

$$d_{\text{total}} = 120 \text{ km}$$

1) N^o secciones de repetición

Se basa en el diseño en transparencia: $g = a \Rightarrow 48 \text{ dB} = 6 \text{ dB/km} \cdot d_{\text{sección}} \rightarrow$

$$d_{\text{sección}} = 8 \text{ km} \Rightarrow N_{\text{secciones}} = \frac{120 \text{ km}}{8 \text{ km}} = 15$$

2) Indicar el ruido máx permitido en un canal telefónico expresado en pWOp

Libro: Ruido máx debido a la línea en dos de gran long. ($\approx 2500 \text{ km}$): 3 pWOp/km

$$n_{\text{máx}} = 3 \text{ pWOp/km} \cdot 120 \text{ km} = 360 \text{ pWOp}$$

3) Calcular la relación $(S/N)_p$ en un canal telefónico que tuviese el máx ruido permi

$$f_{\text{sección}} = f_{\text{atx}} + (g_{\text{amp}} - 1) a_{\text{cax}}$$

$$f_{\text{cax}} = \frac{4}{t_0} + (a - 1) \frac{t_{\text{at}}}{t_0} = \frac{290}{290} + (10^{4,8} - 1) 250 = 54393 \approx 47,36 \text{ dB}$$

apdo 1!

$$f_{\text{sección}} = 54393 + (10^{0,8} - 1) \cdot 10^{4,8} = 389404 \approx 55,9 \text{ dB}$$

$$(S/N) = 0 \text{ dBm} - 10 \log 360 \cdot 10^{-12} \cdot 10^3 = 64,44 \text{ dBp}$$

por ser pWOp

4) ¿Cuál es el factor de ruido de una sección de repetición y de todo el trayecto?

$$F_{\text{total}} = 15 \cdot f_{\text{sección}} = 15 \cdot 389404 = 5,841 \cdot 10^8 \approx 67,66 \text{ dB}$$

5) Suponiendo que el ruido de diafonía no existe, calcular el nivel óptimo en dB_r de la salida de los amplificadores desde el pto de vista del ruido. Supóngase que dicho punto se alcanza cuando los ruidos térmico e intermed. expresados en dBm_{Op} son iguales.

$$n_{\text{térmico TOTAL}} = k T_0 B_{\text{total}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 3,1 \cdot 10^3 \cdot 5,841 \cdot 10^8 = 7,25 \cdot 10^{-11} \text{ W} \approx -71,4 \text{ dBm}$$

$$n_{\text{térmico TOTAL pond}} = -71,4 \text{ dBm} - (2,5 + 10 \log_{10} \frac{B(\text{kHz})}{3,1(\text{kHz})}) + X (\text{dBm Op}) = -71,4 \text{ dBm} - 2,5 + X (\text{dBm Op})$$

$$n_{i3} \Big|_{\text{EODB}} = 10^{-9} \text{ mW} \approx -90 \text{ dBm}$$

$$n_{i3 \text{ TOTAL } p} = -90 \text{ dBm} - 2,5 + 20 \log_{10} 15 + 2X = -68,98 + 2X (\text{dBm Op})$$

Iguálamos: $n_{\text{térm. TOTAL } p}$ con $n_{i3 \text{ TOTAL } p}$

$$n_{\text{térm. TOTAL } p} = n_{i3 \text{ TOTAL } p} \rightarrow -71,4 - 2,5 + X = -68,98 + X \rightarrow X = -1,64 \text{ dB}_r$$

6) Calcular el ruido en un canal telefónico expresado en pW_{Op} cuando se cumple la situación anterior

$$n_{\text{térm. TOTAL } p} = -73,9 + 1,64 = -72,26 \text{ dBm Op} \approx$$

$$n_{\text{térm. TOTAL } p} = n_{i3 \text{ TOTAL } p} \Big|_{X = -1,64 \text{ dB}_r} = -72,26 \text{ dBm Op} = 59,43 \text{ pW Op}$$

$$n_{\text{TOTAL}} = n_{\text{térm. TOTAL}} + n_{i3 \text{ TOTAL}} = 59,43 \text{ pW Op} \cdot 2 = 118,86 \text{ pW Op}$$

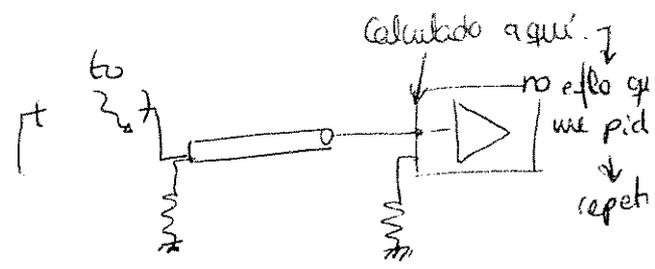
Tercera 2 Sept 06 \approx T2 Sept 04

Junio 2007 - T2

Video analógico modulado en AM

$b = 5 \text{ MHz}$

- Tx : $P_t = 30 \text{ dBm}$
- línea metálica coax: 20 km y $\alpha = 5,3 \text{ dB/km}$, $t_a = 310 \text{ K}$
- Rx compuesto de 1 amplif: $G = 20 \text{ dB}$, $F = 10 \text{ dB}$ seguido de un demod AM



$t_0 = 290 \text{ K}$

El tx introduce ruido que se puede modelar como R_a a t_0

a) Relación S/N a la entrada del demod AM

$$S_{\text{entrada AM}} = P_t - \alpha \cdot d = 30 \text{ dBm} - 20 \cdot 5,3 = -76 \text{ dBm} \equiv -2,5 \cdot 10^{-6} \text{ mW}$$

$$N_{\text{entrada AM}} = K ((t_0 + t_{\text{ext}}) \gamma_a + t_{\text{am}}) b = 2,01 \cdot 10^{-8} \text{ mW}$$

$$t_{\text{ext}} = t_0 (a - 1) = 310 (10^{10,6} - 1)$$

$$a = 10^{10,6}$$

$$t_{\text{amp}} = t_0 (f - 1) = 290 (10 - 1)$$

$$b = 5 \text{ MHz}$$

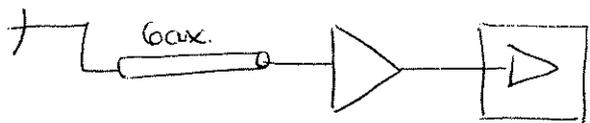
$$\left. \frac{S}{N} \right|_{\text{entrada demod}} = 20,95 \text{ dB}$$

b) Suponiendo que el demod. presenta una sens de $-45,2 \text{ dBm}$ y requiere $S/N_{\text{lim}} = 23$ determinar la viabilidad del sistema.

$$S_{\text{demod}} = -76 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} = -56 \text{ dBm} < -45,2 \text{ dBm} \rightarrow \text{no cumple}$$

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{\text{entrada demod}} = 20,95 \text{ dB} < 23 \text{ dB} \rightarrow \text{no cumple}$$

Se añade un amplif. de $G = 20 \text{ dB}$ y $F = 5 \text{ dB}$:



c) Determinar la viabilidad del sistema.

$$S'_{\text{entrada deud}} = P_T - \alpha d + G = -56 \text{ dBm} = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ mW} \rightarrow S'_{\text{deud}} = -56 + 20 = -36 \text{ dB} \downarrow \text{ampl}$$

$$N'_{\text{entrada deud}} = K \left[\left(\frac{t_0 + t_{\text{cmax}}}{a} + t_{\text{camp}} \right) g + t_{\text{deud}} \right] g = 6,65 \cdot 10^{-7} \text{ mW}$$

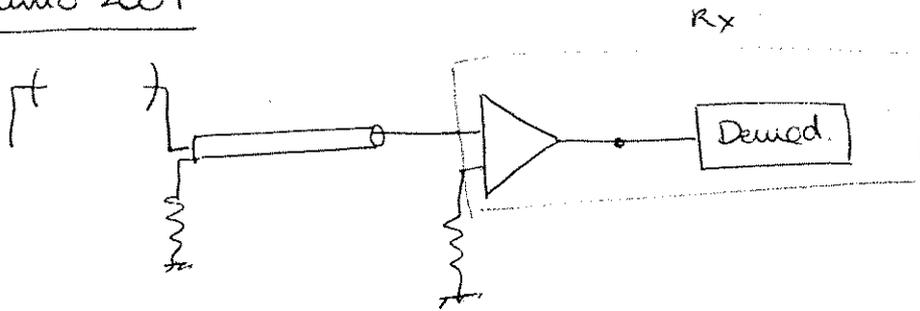
$$(S/N)' = 25,8 \text{ dB} > 23 \text{ dB} \rightarrow \text{cumple} \Rightarrow \text{Enlace viable}$$

d) Se quita el amplif. se pone al inicio del sistema. Determinar la viabilidad.

$$S''_{\text{entrada deud}} = -56 \text{ dBm} = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ mW}$$

$$N''_{\text{entrada deud}} = K \left[\left((t_0 + t_{\text{camp}}) g + \frac{t_{\text{at}}}{c_{\text{max}}} \right) / a + t_{\text{camp}} \right] g = 2,01 \cdot 10^{-8} \text{ mW}$$

$$(S/N)'' = 40,95 \text{ dB} \rightarrow \text{viable}$$



$$a) S = P - \alpha d + G = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ mW}$$

$$t_{e, \text{TOTAL}} = t_{e, \text{cax}} + t_{e, \text{amp}} \cdot a = 310(10^{10,6} - 1) + 290(10 - 1) \cdot 10^{10,6}$$

$$N = k (t_0 + t_{e, \text{TOTAL}}) \cdot b g = 2,01 \cdot 10^{-8} \text{ mW}$$

b) Idem

$$c) S'_{\text{entrada}} = -56 \text{ dBm}$$

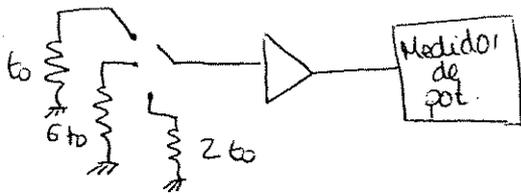
$$N'_{\text{entrada}} = k (t_0 + t'_{e, \text{TOTAL}}) \cdot b g$$

$$t'_{e, \text{TOTAL}} = t_{e, \text{cax}} + t_{e, \text{amp}_1} \cdot a + \frac{t_{e, \text{amp}_2}}{g_1} \cdot a$$

} resultados en la hoja anterior

$$d) N''_{\text{entrada}} = k (t_0 + t''_{e, \text{TOTAL}}) \cdot b g_T$$

$$t''_{e, \text{TOTAL}} = t_{e, \text{amp}} + \frac{t_{e, \text{cax}}}{g} + \frac{t_{e, \text{amp}}}{g} \cdot a$$



a) Al realizar dos medidas con las fuentes de ruido t_b y $6t_b$ se obtiene que la pot. medida en el 2º caso es el doble que en el primero. Obtenga la t_{eq} y f_T del amplif.

$$n_{b1} = K(t_b + t_{eq}) \cdot b \cdot g = n_0$$

$$n_{b2} = K(6t_b + t_{eq}) \cdot b \cdot g = 2n_0$$

$$\rightarrow 2(t_b + t_{eq}) = 6t_b + t_{eq} \rightarrow 4t_b = t_{eq}$$

$$f_T = 1 + \frac{t_{eq}}{t_b} = 1 + \frac{4t_b}{t_b} = 5$$

b) Al realizar medida con la fuente $2t_b$, se obtiene que la pot. medida es 300 veces la pot. medida a la entrada. Obtenga la ganancia del amplif.

$$n_0 = K(2t_b + t_{eq}) \cdot b \cdot g = 300 n_i$$

$$n_i = K \cdot 2t_b \cdot b$$

$$\rightarrow (2t_b + t_{eq}) \cdot g = 300 \cdot 2t_b \rightarrow g = 100 = 20 \text{ dB}$$

\rightarrow ruido en la entrada

c) $b = 1 \text{ MHz}$. Obtenga el valor en W del n_i del mismo \rightarrow ruido interno del mismo

$$n_{int} = K t_{eq} \cdot b = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 4t_b \cdot 10^6 \cdot 100 = 1,6 \text{ pW}$$

d) Si se forma una cadena con 3 amplif. obtenga el f_T

Fórmula de Friis:

$$f_T = f_{amp} + \frac{f_{amp}^{-1}}{g} + \frac{f_{amp}^{-1}}{g^2} = 5 + \frac{4}{100} + \frac{4}{10^4} = 5,0404$$

Se caracteriza el comportamiento no lineal del sistema mediante:

$$y = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 \text{ con } a_1 = 1; a_2 = 0; a_3 = -0,2$$

e) Obtenga el coef. de dist. de 2º orden:

$$\text{De la fórmula: } d_2 = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} \cdot V = 0$$

f) Si $D_3 = -30 \text{ dB}$ calcule el coef. de intermodulación correspondiente (I_3)

$$I_3 = D_3 + 20 \log 3 = -20,46 \text{ dB}$$

!!!

g) Se introduce una señal formada por 3 tonos de:

$$x(t) = 0,5 \cos \omega_1 t - 0,4 \cos \omega_2 t + 0,3 \cos \omega_3 t$$

Razone cuántos términos correspondientes a la mezcla de los 3 tonos aparecen en la señal de salida

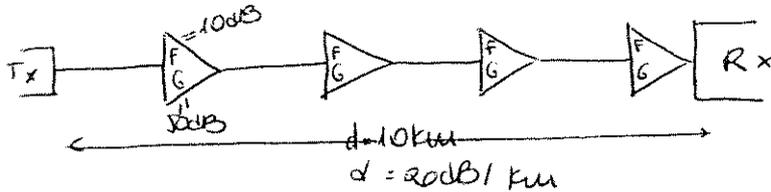
Aparecen todos los comb. del tipo $(\pm \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3)$

h) Obtenga la amplitud de cada uno de los términos considerados en el apartado anterior.

con
libro

$$\frac{3}{4} a_3 ABC = \frac{3}{4} (-0,2) + 0,5 \cdot (-0,4) \cdot 0,3 = 0,009$$

Junio 2008 - P1



t_b

$b = 8 \text{ MHz}$

Amplif: ruido de intermod. a la salida de 0 dB:

$i_2 = 10 \text{ pW}$

$i_3 = 10 \text{ pW}$

$L_f = 10 \text{ dB}$

1) Ganancia de los amplificadores (¡Diseño en transp!)

$A_{\text{TOTAL}} = G_{\text{TOTAL}} = \alpha \cdot d = 200 \text{ dB}$

$G_{\text{TOTAL}} = 4G = 200 \text{ dB} \rightarrow G = 50 \text{ dB}$

2) Calcule el ruido total al final de la cadena en mW

$n_{\text{térmico}} = k t_b b \frac{1}{f} = k t_b b M a f = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 8 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^5 \cdot 10 = 1,28 \cdot 10^{-4} \text{ mW}$

$n_{i_2} = p_{i_2} \cdot 10^{24/10} \cdot M = 4 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{20/10} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ mW}$

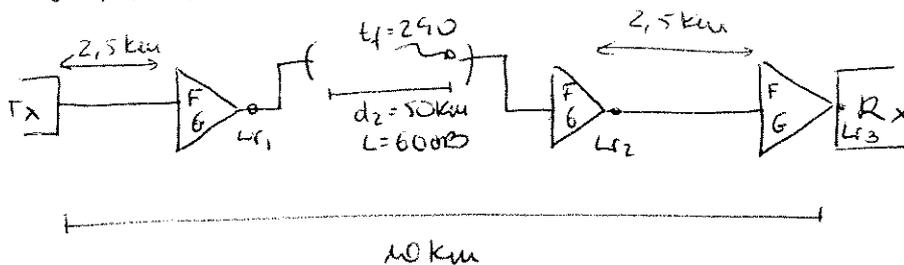
$n_{i_3} = p_{i_3} \cdot 10^{34/10} \cdot M^2 = 4^2 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{30/10} = 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ mW}$

$n_{\text{TOTAL}} = n_{\text{térmico}} + n_{i_2} + n_{i_3} = 2,92 \cdot 10^{-4} \text{ mW}$

3) Calcule el ruido total al final de la cadena en mW0

$n_{\text{TOT}} (\text{mW}_0) = n_{\text{TOTAL}} (\text{mW}) \cdot 10^{-4/10} = 2,92 \cdot 10^{-5} \text{ mW}_0$

~~Ante~~ Nuevo escenario:



4) Niveles relativos a las salidas de los amplif.:

$$L_{r1} = L - \alpha d_1 + G = 10 \text{ dB} \quad (\text{Diseño en transp.})$$

$$L_{r2} = L_{r1} - L + G = 10 - 60 + 50 = 0 \text{ dB}$$

$$L_{r3} = L_{r2} - \alpha d_1 + G = 0 \text{ dB}$$

5) Ruido térmico total al final de la cadena en mW

$$n_{\text{térmico TOTAL}} = \sum n_{\text{térmico amplif.}}$$

Ruido térmico de la 1ª sección de amplif. referido a la salida:

$$n_{t1} = k T_0 b f_1 g_1 g_2 g_3 \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{1}{L} = k T_0 b f_1 \cdot \frac{g_1 \cdot g_2}{L} = 3,2 \cdot 10^{-6} \text{ mW}$$

Ruido térmico de la 2ª sección de amplif. referido a la salida:

$$n_{t2} = k (T_0 + T_{\text{eamp}}) \cdot b \cdot \frac{g}{f_2} \cdot g = 3,2 \cdot 10^{-5} \text{ mW}$$

$T_0 (f+1)$

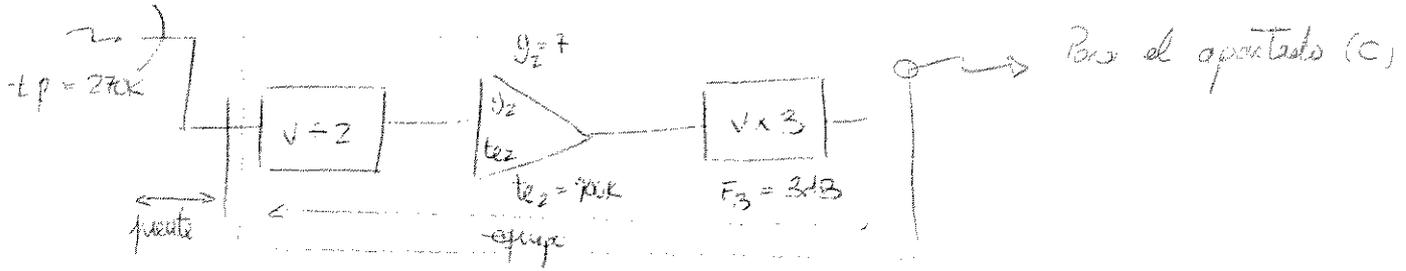
Ruido térmico de la 3ª sección de amplif. referido a la salida:

$$n_{t3} = k (T_0) b f_3 = 3,2 \cdot 10^{-5} \text{ mW}$$

Ruido térmico TOTAL:

$$n_{\text{térmico TOTAL}} = 3,2 \cdot 10^{-6} + 3,2 \cdot 10^{-5} + 3,2 \cdot 10^{-5} = 6,72 \cdot 10^{-5} \text{ mW}$$

$t_{LGA} = 200$
 $t_0 = 290K$



(a) calcular t_e de ruido del equipo

$$t_e = t_{e1} + \frac{t_{e2}}{g_1} + \frac{t_{e3}}{g_1 g_2} = 4645 K$$

$$t_{e1} = t_{at} (a_1 - 1) = 293 (4 - 1) = 879 K$$

$$g_1 = \frac{1}{a_1} = \frac{1}{4}$$

$$t_{e2} = 900K$$

$$t_{e3} = t_0 (f - 1) = 290 (2 - 1) = 290K$$

$$g_2 = 7$$

(b) Calcular el f del equipo de 3 maneras distintas.

(1) a partir del resultado anterior

(2) a partir de los f individuales

$$(1) \left[f = 1 + \frac{t_e}{t_0} = 1 + \frac{4645}{290} = 17 \right]$$

(2) FORMULA DE FRISZ:

$$\left[f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} = 17 \right]$$

$$f_1 = 1 + \frac{t_{e1}}{t_0} = 4$$

$$f_2 = 1 + \frac{t_{e2}}{t_0} = 4,1$$

$$f_3 = 2$$

OTRA MANERA:

$$f_1 = \frac{t_p}{t_0} + (a_1 - 1) \frac{t_{at}}{t_0} = \frac{270}{290} + (4 - 1) \frac{293}{290} = 3,96$$

(c) Calcular la temperatura total de ruido referida a la salida

$$t_{TOTAL} = (t_f + t_e) \cdot g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 = 77411K$$

II 17

(1) $R_A(f) = R_{ca} \left(\frac{1 + \sqrt{3^2 + 8u^6}}{4} \right)$, $u = 0,01 \sqrt{f(\text{Hz})}$

$f = 250 \text{ kHz} \rightarrow u = 5 \rightarrow R_{ca}(250 \text{ kHz}) = 100,97 \Omega/\text{km}$

Alta frecuencia: $R \leq WL$

$\frac{WL}{R} = \frac{2\pi \cdot 250 \cdot 10^3 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}}{100,97} \approx 11$ *(es suficiente que sea 10 veces mayor)*

$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 132,29 \Omega$

$\alpha = \frac{R}{2Z_0} \text{ (Np/km)} \approx 3,32 \text{ dB/km}$

$v_p = v_f = v_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 189 \cdot 10^3 \text{ km/s}$

(2) $AR(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{z_e + z_0}{z_e - z_0} \right| = 20 \log \left(\left| \frac{100 + 130}{100 - 130} \right| \right) = 17,69 \text{ dB}$

$T(n)$?

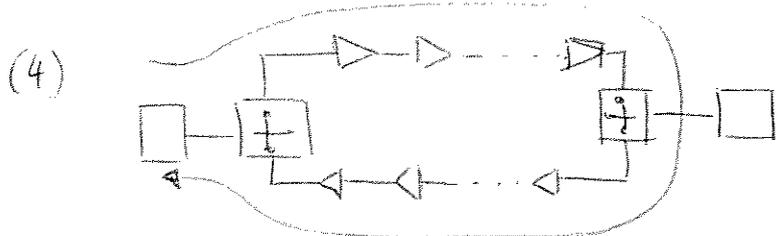


$T(n) = 2 \cdot A_{ins} + \alpha \cdot d - n \epsilon = 162 - n \cdot 50 \text{ [dB]}$

$S(n) = T(n) + AR = 179,69 - n \cdot 50 \text{ [dB]}$

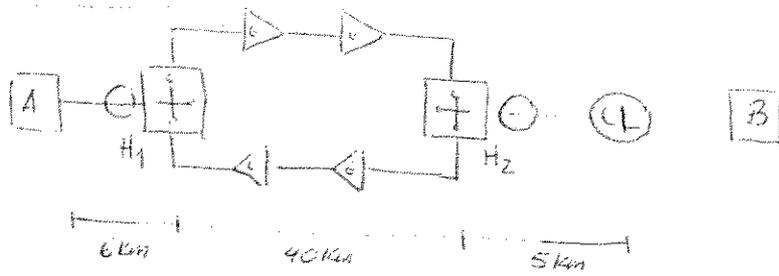
(3) $S(n_M) > 3 \text{ dB} \rightarrow 179,69 - n_M \cdot 50 > 3 \text{ dB} \rightarrow n_M = 3$

$T(n_M) = 12 \text{ dB}$
 $S(n_M) = 29,69 \text{ dB}$



$A[i](\text{dB}) = \underbrace{2\alpha d_T + 2T + AR}_{1^{\text{er}} \text{ eo}} + \underbrace{(i-1)M}_{(i-1) \text{ restantes}} = 47,69 - (i-1)59,38 \text{ (dB)}$

$t(i) [\mu\text{s}] = \frac{2d_T + 2d}{v_p} + (i-1) \frac{2d}{v_p} = 537 + (i-1)526 [\mu\text{s}]$



$\alpha = 2,5 \text{ dB/km}$
 $\tau = 10 \mu\text{s/km}$
 $A_{ins1} = A_{ins2} = 3,5 \text{ dB}$
 A_{R1}
 A_{R2}

(a) Calcular G para que $T = 0 \text{ dB}$

$$T = A_{ins1} - 2G + 40 \text{ km} \cdot 2,5 \text{ dB/km} + A_{ins2} = 0 \text{ dB}$$

$\underset{3,5}{\text{"}}$
 $\underset{3,5}{\text{"}}$

$$\boxed{G = 53,5 \text{ dB}}$$

(b) Expresar la condición que debe cumplir A_{R1} y A_{R2} para que $S > 3 \text{ dB}$

$$S > 3 \text{ dB}$$

$$S = \frac{T + A_{R1} + T + A_{R2}}{2} = T + \frac{A_{R1} + A_{R2}}{2} > 3 \text{ dB} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{A_{R1} + A_{R2} > 6 \text{ dB}}$$

(c) Calcular el retardo que tarda el abonado A en oír su 1º eco y la atenuación de dicho eco con respecto a la señal original suponiendo además que H_1 está perfectamente adaptado y que el $|P_2|$ de H_2 es $|P_2| = 0,1$

$$\boxed{t_{\text{eco habla}} = (6 \text{ km} + 40 \text{ km}) \cdot 2 \cdot \frac{10 \mu\text{s}}{10} = 920 \mu\text{s}}$$

$$\boxed{A_{\text{eco habla}} = 2T + 2 \cdot 6 \text{ km} \cdot 2,5 + A_{R2} = 50 \text{ dB}}$$

$$A_{R2} = 20 \log \left| \frac{1}{0,1} \right| = 20 \text{ dB}$$

(d) Calcular el retardo que tarda el abonado B en oír el 1º eco de A y la atenuación de dicho eco

$$\boxed{t_{B \text{ oír a A}} = 2 \cdot 40 \text{ km} \cdot \tau = 800 \mu\text{s}}$$

$$\boxed{A_{B \text{ oír a A}} = A_{R2} + T + A_{R1} + T = \infty}$$

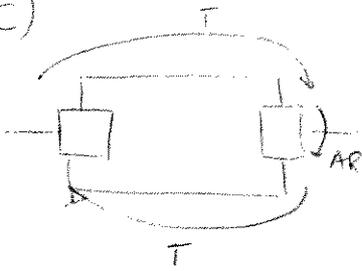
El eco se produce desde que la señal de voz está en H_2 , y tiene que dar la vuelta por el tramo a H_1 para volver a H_2

esta perfectamente adaptado

I.9

7 (C)

8



$$\left. \begin{aligned} 2T + AR + (n-1)M \\ \text{TEORÍA: } M = 2(T + AR) \end{aligned} \right\} = nM - AR \quad (e)$$

I.12

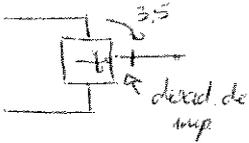
8 ~~Benches~~ (a)

$$9 \quad \frac{f}{ns} = \frac{if}{t_0} + (a-1) \frac{tat}{t_0} \Rightarrow \frac{f}{ns} = \frac{if}{t_0} + (a-1) \frac{tat}{t_0} \quad (c) \text{ verdadera} \quad (d)$$

$$t_e = tat (a-1) \rightarrow (b) \text{ verdadera}$$

I.17

7 (d)



$$8 \quad f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} = a + \frac{f-1}{1/a} = af \quad (c)$$

I.20

8 (b)

I.25

7 (e) Hay que saberse la fórmula

8 (d)

I.28

7 (c)

8 (f)

I.31

7 (d)

8 (b)

I.34

7 (b)

8 (d)

8. Un cable con de atenuación a que está a t_0 ,

$f = (a-1) t_0$

$f = (a-1) \frac{t_0}{t}$

$f = 1 + (a-1) \frac{t_0}{t}$ ✓

$f = 1 - (a-1) \frac{t_0}{t}$

Ninguna

I 371

7 (c)

8 (e)

J 41

7 (d)

8 (a)

JUNIO 2006

7 13 → Se introduce a su entrada 23 tons de igual amplitud. Indique la pendiente de la recta que relaciona la potencia del tono de intermodulación de orden 3 a la salida expresada en dBm en función de la potencia de uno de los tons de entrada en dBm

- Pendiente 1
- Pendiente 2
- " 3 ✓
- " 4

8 En una central telefónica se detecta que Z_L del bucle de abonado es muy distinta a la de equilibrio del ita híbrido correspondiente al ver que

- A_R y A_{th} son ↑
 - A_R y A_{th} ↓ ✓ necesariamente A_R muy peq.
 - A_R ↑ y A_{th} ↓
 - A_R ↓ y A_{th} ↑
 - Ninguna.
- (están en fase por lo que:
 $A_{th} = 7 + A_R$)

SEPT' 2006

7 En condiciones de linealidad en un amplif. Si la señal de entrada aumenta 3 dB, la amplitud del 3^{er} armónico

- No sufre variación
- ↑ 9 dB ✓ $1 \times 3 = 9$
- ↑ 6 dB
- ↑ 3 dB
- Ninguna

⑧ Desde el punto de vista del ruido, si utilizamos un amplificador y un atenuador en una cadena de tr. es preferible



❑ Es indiferente ya que la ganancia total no cambia

❑ Es indiferente ya que la respuesta en frecuencia es la misma.

JUNIO 2007

⑦ Si se mezclan 2 tonos de igual frecuencia y potencia P , el tono resultante tiene una potencia:

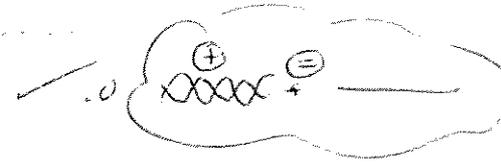
❑ igual a $2P$, no depende de las fases de los tonos originales

❑ $4P$, no depende...

❑ comprendida entre 0 y $2P$, sí depende de ...

❑ Si ~~depende~~ " " 0 y $4P$, " " " "

❑ Ninguna



⑧ Si aumenta f en un modulado.

❑ Hay una mejor degradación de (E/s) ✓

❑ " " peor " "

❑ ↑ la temp. de referencia

❑ ↓ " "

SEPT'2007

⑦ En condiciones de no linealidad se cumple que en un amplificador, si la señal de entrada aumenta 3 dB su amplitud el coef. de distorsión de 2^o orden (d_2): ~~no sufre~~ vs

❑ no sufre variación

❑ ↑ 9 dB $(n-1)\Delta$

❑ ↑ 6 dB

❑ ↑ 3 dB ✓

❑ ninguna

1. The first part of the document is a list of names and addresses of the members of the committee.

MEMBERS OF THE COMMITTEE

1. Mr. J. H. ...
2. Mr. ...
3. Mr. ...

4. Mr. ...
5. Mr. ...

6. Mr. ...
7. Mr. ...

8. Mr. ...
9. Mr. ...

10. Mr. ...

11. Mr. ...

12. Mr. ...

13. Mr. ...

14. Mr. ...

15. Mr. ...

16. Mr. ...

17. Mr. ...

18. Mr. ...

19. Mr. ...


 SISTEMA DE ENSINO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES
Sistemas de Transmissão
 20 - junho - 2008
 Apellidos: _____
 Nome: _____
 DNI: _____

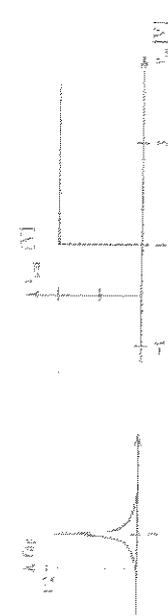
Tema (sua documentação): **Questões (40 pontos sobre 100)**
 Contstar cada resposta utilizando exclusivamente o espaço em branco correspondente.

11) (9 pontos) Se va a diseñar un cuantificador uniforme de 1 bit para cuantificar una señal $x(t)$ cuyo función densidad de probabilidad es $f(x) = \frac{1}{2}e^{-|x|}$.
 Sabiendo que los valores de reconstrucción están en la mitad de los intervalos de cuantificación, se pide:
 a) 2 puntos Justificar si la potencia de ruido de cuantificación tendrá contribuciones céntricas a la sobrecarga.

b) 2 puntos Iniciar y justificar si el cuantificador debería ser simétrico o no.

c) 3 puntos D Ejar la elección del cuantificador más adecuado a esta función densidad de probabilidad, sabiendo que el cero es un valor de reconstrucción.
 La señal puede tomar arbitrariamente cualquier valor, por lo que siempre existirá probabilidad de sobrecarga y por lo tanto la potencia de ruido de cuantificación será contribuciones del ruido de sobrecarga.

d) 3 puntos Expresar la fórmula de la potencia del ruido de cuantificación para el cuantificador del apartado anterior sin que aparezcan valores absolutos.



e) en valor de ras. $\Delta_{\text{rms}} = 2$, por lo que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-|x|} dx = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-|x|} dx = \frac{1}{2} \left(\int_{-\infty}^0 e^{-|x|} dx + \int_0^{\infty} e^{-|x|} dx \right)$$

12) (1 punto) Se van a cuantificar muestras de una señal de audio que tiene valores entre -2 y 2 voltios empleando un cuantificador no uniforme robusto que sigue la aproximación de la ley A de a Res UIT-6.711 pero empleando sea bits para codificar las muestras de los cuatros dos se emplean para la codificación de los segmentos. Se pide:

a) 2 puntos Obtener la palabra código para una muestra de 0,3 V.
 Signo + \rightarrow + 0 V.
 Seg: 0,3 V \rightarrow 0,15 VTX, que se encuentra en el segmento 1, que se extiende entre 0,125 y 0,25 VTX \rightarrow "01".
 ID: (0,1 - 0,125) $\frac{1}{4}$ \rightarrow 1 \rightarrow "001".

b) 2 puntos Si se sabe que al codificar una muestra de valor X voltios, el máximo error de cuantificación que se pueda cometer es de 21,25 mV, indicar cuál la información que se pueda conocer de dicha muestra.

Lo único que podemos conocer es que el valor absoluto de la muestra se encuentra en el segmento cuyo $\Delta = 31,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2^N (0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2^N)$, es decir 52, que se extiende entre 0,25 y 0,5 VTX (0,5 y 1 V).

13) 3 puntos Se dispone de un sistema de adquisición de vídeo de alta calidad que registra 25 imágenes por segundo de 576 x 720 muestras en color con formato 4:2:2 y una cuantificación de 12 bits para cada una de las componentes. Se pide:

a) 2 puntos Calcular la velocidad binaria necesaria para transmitir la señal de vídeo en comp. en R = 720 x 576 x 25 x 11 x 0,3 = 0,31 x 10 = 316,36 Mb/s

b) 2 puntos Para su utilización en distribución, se reduce la calidad mediante un cambio en el formato de muestreo a 4:2:0 y una reducción en la precisión de cuantificación de 10 a 8 bits por muestra. Calcular la nueva velocidad binaria de la señal de vídeo.

$R_{\text{new}} = 720 \times 576 \times 25 \times (1 + 0,2) \times 0,27 \times 2 = 124,406 \text{ Mb/s}$

c) 3 puntos El vídeo se comprime empleando MPEG-2 y se transmite empleando una modulación de canal que introduce una redundancia del 30%. Si el ancho de banda disponible para la transmisión del vídeo es de 3,3211 Mb/s, calcular el factor de compresión de la codificación MPEG-2.

$R_{\text{res}} = 3,3211 - \frac{R_{\text{new}}}{F} = 1 \rightarrow$ Factor de Compresión $F = 1,47$

Sistemas de Transmisión

13 - septiembre - 2006

Apellidos: _____

Nombre: _____

DNI: _____

Teoría (sin documentación): Cuestiones (40 puntos sobre 100)

Contestar cada apartado utilizando exclusivamente el espacio en blanco correspondiente.

T1) [20 puntos]

Se considera la transmisión de una secuencia de vídeo por un canal de baja velocidad.

a) [3 puntos] La secuencia se captura con una cámara R, G, B que tiene un sensor con 480×640 píxeles, adquiere 30 imágenes por segundo y cuantifica las muestras con 256 niveles/muestra. Obtenga la velocidad binaria de salida.

$$R = [(480 \times 640) \times 30 \times \log_2 256] \times 3 = 221.184.000 \text{ b/s}$$

b) [3 puntos] La señal anterior se convierte a un formato con menor resolución (Y, C_R, C_B , muestreo de crominancia 4:2:0, 240×320 píxeles, 30 imágenes/segundo, 8 bit/muestra). Obtenga la velocidad binaria resultante.

$$R' = [(240 \times 320) \times 30 \times 8] \times \left(1 + \frac{1}{4} + \frac{1}{4}\right) = 27.648.000 \text{ b/s}$$

c) [3 puntos] A continuación se aplica una compresión de 29.5:1 seguida de una codificación de canal RS(255,239). Obtenga la velocidad binaria resultante.

$$R'' = R' \times \frac{1}{29,5} \times \frac{255}{239} = 999.903,12 \text{ b/s}$$

d) [3 puntos] Si se almacena un clip de 60 segundos, obtenga el tiempo de transmisión si el canal considerado permite 64 kb/s.

$$t = \frac{60 \times R''}{64 \cdot 10^3} = 937,47 \text{ s}$$

e) [8 puntos] Si la señal original R, G, B tiene un rango [0 V, 2 V], obtenga la palabra código para una muestra de 0,8 V, el valor reconstruido y el error cometido, sabiendo que se emplea un cuantificador uniforme.

$$x = 0,8 \text{ V} ; \quad x_{\text{rob}} = 2 \text{ V}$$

$$x_n = \frac{x}{x_{\text{rob}}} = \frac{0,8}{2} = 0,4 \text{ UTN} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Entera} \left(\frac{x_n}{\Delta} \right) = 102 = 2^6 + 2^5 + 2^4 + 2^1 \rightarrow 0110 \ 0110$$

$$\Delta = 1/256 \text{ UTN}$$

$$y_n = 102 \Delta + \Delta/2 = \frac{102}{256} + \frac{1}{512} = 0,4004 \text{ UTN} \Rightarrow y = y_n \times x_{\text{rob}} = 0,8008 \text{ V}$$

$$e = x - y = 0,8 - 0,8008 = -0,0008 \text{ V}$$

Sistemas de Transmisión

21 - junio - 2007

Apellidos: _____

Nombre: _____

DNI: _____

Teoría (sin documentación): Cuestiones (40 puntos sobre 100)

Contestar cada apartado utilizando exclusivamente el espacio en blanco correspondiente.

T1) (20 puntos)

Se considera un sistema perimetral de videovigilancia constituido por un conjunto de cámaras que transmiten las señales captadas mediante multiplexación sobre un medio común de transmisión. Cada cámara adquiere una señal entrelazada con 50 campos por segundo, 480 líneas y 640 columnas por cuadro, formato de color 4:2:0 y 8 bits por cada una de las muestras.

a) [3 puntos] Obtenga el número de muestras por segundo y la velocidad binaria de cada cámara.

$$N_{\text{muestras}} = (50/2) \cdot 480 \cdot 640 \cdot (1 + 1/4 + 1/4) = 11,52 \cdot 10^6 \text{ muestras/s}$$

$$V_b = 8 N_{\text{muestras}} = 92,16 \text{ Mb/s}$$

b) [3 puntos] Obtenga la velocidad binaria tras asociar un sistema de compresión a cada cámara con las siguientes características:

- Codificación de fuente con un factor de compresión de 20.

- Codificación de canal en dos etapas: la primera con un 8% de redundancia y la segunda con 5 bits generados por cada 4 bits de entrada.

$$V_b'' = V_b(1/20)1,08(5/4) = 6220800 \text{ b/s} \approx 6,22 \text{ Mb/s}$$

c) [2 puntos] Si se organiza la transmisión empleando paquetes de 100 octetos (4 de cabecera y 96 de datos), obtenga la velocidad binaria de la señal transmitida.

$$V_b'' = V_b''(100/96) = 6480000 \text{ b/s} = 6,48 \text{ Mb/s}$$

STTR - JUNO7 - 2/5

d) [4 puntos] Como la velocidad binaria global disponible es de 20 Mb/s y se desea poder recibir la señal de muchas cámaras, se considera un sistema que por cada cámara envíe una imagen monocroma de mejor resolución (mitad de líneas, mitad de columnas y progresiva a 25 imágenes por segundo) pero manteniendo las características de compresión y transmisión anteriores. Obtenga el máximo número de cámaras que se pueden recibir simultáneamente en el sistema de videovigilancia.

$$N_{\text{muestras}} = 25 \times 240 \times 320 \times 1 = 1,92 \cdot 10^6 \text{ muestras/s}$$

$$V_b = 8 N_{\text{muestras}} = 15,36 \text{ Mb/s}$$

$$V_b' = V_b(1/20)1,08(5/4) = 1036800 \text{ b/s} \approx 1,04 \text{ Mb/s}$$

$$V_b'' = V_b'(100/96) = 1080000 \text{ b/s} = 1,08 \text{ Mb/s}$$

$$N_{\text{cámaras}} = \lfloor 20/V_b'' \rfloor \approx \lfloor 18,52 \rfloor = 18 \text{ cámaras}$$

e) [8 puntos] Si el rango dinámico de las componentes RGB es (0 V, 1 V) y se consideran las relaciones $Y = 0,3R + 0,6G + 0,1B$ $Cr = 0,7(R - Y)$ $Cb = 0,55(B - Y)$ obtenga los siguientes valores para la señal Cr:

- Rango dinámico.

- Intervalo de cuantificación si se considera una cuantificación uniforme con 8 bits por muestra.

- Palabra código para una muestra de 0,1 V (adapte las decisiones que crea oportunas).

- Error de cuantificación cometido.

$Cr = 0,7(B - Y) = 0,7(0,7R - 0,6G - 0,1B) = 0,49R - 0,42G - 0,07B$, luego su rango dinámico es (-490 mV, +490 mV) y el ancho de su IC (intervalo de Cuantificación) $2 \frac{490}{256} \approx 3,828 \text{ mV}$.

Suponiendo que las palabras código tienen 1 bit para el signo (0 si $x \geq 0$ y 1 si $x < 0$) y 7 para la magnitud (entre 0 y 127; los ICs están numerados de -127 a -0 y de +0 a +127); se reconstruye al valor central del IC, entonces para $x = 0,1 \text{ V}$:

$$\text{el IC es } + \left\lfloor \frac{0,1}{0,003828} \right\rfloor = + \lfloor 26,122 \rfloor = +26;$$

la palabra código es "0 0011010";

el valor reconstruido es $x_r = 26,5 \cdot 0,003828 = 0,101445 \text{ V}$;

el error de cuantificación es $e_q = |0,1 - 0,101445| = 1,445 \text{ mV}$.

Sistemas de Transmisión

17 - septiembre - 2007

Apellidos: _____
 Nombre: _____ DNI: _____

Teoría (sin documentación): Cuestiones (40 puntos sobre 100)
 Contestar cada apartado utilizando exclusivamente el espacio en blanco correspondiente.

T1) [20 puntos]

Se tiene una señal analógica con las siguientes características:

- Los valores de la señal están acotados en el intervalo $[a, b] = [-1, +1]$ V.
- La función densidad de probabilidad de la señal es constante (distribución uniforme).

Para su conversión A/D se va a emplear cuantificación uniforme.

a) [4 puntos] Sabiendo que se diseña el cuantificador de 64 intervalos de cuantificación con probabilidad nula de entrar en sobrecarga, calcule el máximo error de cuantificación que se puede cometer.

$$\text{Anchura } \Delta = \frac{(b-a)}{64} = 0,03125 \text{ V}$$

$$\text{error}_{\text{max}} = \frac{\Delta}{2} = 0,015625 \text{ V}$$

b) [4 puntos] Si se decidiera cambiar el número de intervalos de cuantificación para aumentar la relación señal a distorsión del cuantificador en 5,46 dB, calcule la nueva anchura que tendrían los intervalos de cuantificación.

Como para una distribución uniforme $s/d = s/(\Delta^2/12)$

$$10 \log \frac{\Delta^2}{\Delta_{\text{nueva}}^2} = \text{Incr. dB} = 5,46 \text{ dB}$$

$$\Delta_{\text{nueva}} = 10^{5,46/20} \Delta = 0,016667 \text{ V}$$

c) [4 puntos] Suponiendo que se ha modificado el diseño del cuantificador del primer apartado (el cuantificador de 64 intervalos) de modo que tenga una probabilidad de entrar en sobrecarga de 0,1, calcule la nueva anchura de los intervalos de cuantificación.

Suponiendo los nuevos valores de sobrecarga (a', b') , con $(a' > a)$ y $(b' < b)$:

$$P_{\text{sobrecarga}} = 1 - \frac{(b' - a')}{(b - a)}$$

$$\Delta = \frac{(b' - a')}{64} = \frac{(1 - P_{\text{sobrecarga}})(b - a)}{64} = 0,028125 \text{ V}$$

STTR-SEP07 - 2/5

Finalmente, se ha decidido digitalizar la señal empleando un cuantificador uniforme sin sobrecarga con una anchura de los intervalos de cuantificación de $\Delta = 0,025$ V. Tras esta digitalización, se realiza la codificación de fuente empleando un esquema predictivo. Se sabe que el esquema predictivo codifica la diferencia entre una muestra de la señal y la muestra inmediatamente anterior reconstruida.

d) [4 puntos] Calcule el máximo y mínimo valor posible de la señal diferencia que se va a codificar.

La señal se extiende desde $(a) - (b - \Delta/2)$ hasta $(b) - (a + \Delta/2)$, es decir desde $-1,9875$ V hasta $1,9875$ V.

e) [2 puntos] Sabiendo que la evolución de la señal es suave, indique en qué partes del rango anterior esperaría encontrar los valores más probables y menos probables de la señal. Justifique la respuesta.

Más probables en torno al cero ya que al ser señal de evolución suave, las muestras vecinas serán muy similares. Menos probables (por la misma razón) en los extremos del rango.

f) [2 puntos] Para la cuantificación de las muestras de la señal diferencia, indique si emplearía un cuantificador uniforme o no uniforme y si sería o no de corte central. Justifique las decisiones en relación con la potencia del error de cuantificación.

No uniforme (más pequeños para la zona de mayor probabilidad, con lo que la contribución a la potencia de error sería menor que empleando todos los intervalos del mismo tamaño). De corte central ya que muchas muestras de la señal diferencia tendrán valores próximos a cero (valores más probables) que se reconstruirán a "0" en lugar de reconstruirse a $\pm \frac{\Delta_{\text{min}}}{2}$ como sucedería si el cuantificador no fuese de corte central.



Sistemas de Transmisión

12 - septiembre - 2008

Apellidos: _____ Nombre: _____ DNI: _____

Teoría (sin documentación): Pregunta objetiva (20 puntos sobre 100)

Esta parte del examen contiene 10 preguntas cortas, respondiendo solamente una respuesta justificada para cada una. Cada respuesta correcta cuenta como uno, cada respuesta errónea o en blanco cuenta como cero.

- 1. El sistema de difusión de TV digital terrestre en España
 - Codifica la señal de vídeo en sus componentes R, G, B.
 - Emplea dos flujos de transporte (TS - Transport stream) para cada programa: uno para el vídeo y otro para el audio.
 - No incluye ninguna etapa de codificación de canal.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 2. En un circuito, la máxima transferencia de potencia a una carga no compleja distorsión de la señal transferida es:
 - Hay adaptación conjugada en la carga.
 - Hay adaptación imagen en la carga.
 - La impedancia característica es imaginaria pura y hay adaptación.
 - La impedancia característica es real pura y hay adaptación.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 3. La penetración sofométrica para un canal telefónico con banda vocal de [450 - 3413] HZ ante el nivel de ruido:
 - 20 dBm.
 - 20 dB.
 - 20 dBc.
 - 20 dBm.
 - 20 dB.
 - 20 dBc.
- 4. ¿Cuántos símbolos genera un codificador predictivo basado en la predicción más sencilla posible, $\hat{x}(n) = 0,5x(n-1) + \eta$ y $\eta \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$, y alimentado con la señal $x(n) = \cos(n)$?
 - Dos.
 - Tres.
 - No es posible responder sin haber caído la característica de cuantificación.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

STR - SEPO2 - 1/5

- 5. Sabiendo que para una línea de transmisión materializada en fase de su función de transferencia se puede modelar por la expresión $H(\omega) = -10^{-j\omega} \text{ rad}$, siendo $\omega = 2\pi f$, el retardo de grupo para una frecuencia de 1 MHz es aproximadamente:
 - 2513 ns.
 - 1,256 ns.
 - 528,32 ps.
 - No se puede determinar ya que depende de la longitud de la línea.
- 6. En transmisión por radio, la expresión de las pérdidas básicas de propagación en espacio libre:
 - Considera antenas isotrópicas.
 - Incluye la atenuación de campo por propagación cercana a la superficie terrestre.
 - Considera las pérdidas adicionales por desajustes en las antenas.
 - Es independiente de la frecuencia de recepción.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 7. Se introduce una suma de señales a un sistema con respuesta $y = 100x - x^2$, se produce:
 - Compresión.
 - Expansión.
 - Expansión y compresión simultáneamente.
 - Expansión para las señales pequeñas y compresión para las señales grandes.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 8. En un amplificador que funciona en régimen cuasi-lineal, y suponiendo una entrada de dos o más tonos, si la señal de entrada aumenta Δ dB:
 - El coeficiente de intermodulación n-ésimo (I_n) aumenta $n\Delta$ dB con respecto al coeficiente de distorsión n-ésimo (D_n).
 - El coeficiente de intermodulación n-ésimo (I_n) aumenta $n\Delta$ dB.
 - El coeficiente de distorsión n-ésimo (D_n) aumenta $(n-1)\Delta$ dB.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 9. Las distribuciones probabilísticas de los desajustamientos:
 - Se emplean en cualquier medio de transmisión.
 - Se aplican al cálculo de las potencias de señal y ruido recibidas.
 - Permiten diseñar los enlaces ignorando las interferencias.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 10. La relación de protección para interferencia co canal es:
 - El valor mínimo de potencia de señal recibida para garantizar la operación del receptor en presencia de interferencia.
 - El cociente entre potencias de ruido y de interferencia máximo permitido.
 - El valor mínimo del cociente entre potencias de señal y de interferencia que garantiza la operación del receptor.
 - La atenuación mínima de la señal interferente para garantizar la recepción.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Sistemas de Transmisión

20 - junio - 2008

Apellidos: _____

Nombre: _____

DNI: _____

Teoría (sin documentación): Prueba objetiva (20 puntos sobre 100)

(Esta parte del examen contiene 10 preguntas cortas, existiendo solamente una respuesta adecuada para cada una. Cada respuesta correcta cuenta como uno, cada respuesta errónea o en blanco cuenta como cero.)

1. Sobre una impedancia de carga de 1Ω inciden dos tonos de distinta frecuencia con potencias 10 dBm y 10 mW respectivamente. ¿Cuál es la potencia de la señal resultante (la suma de ambas señales)?

- 13 dBm
- 15 dBm
- 20 dBm.
- No hay datos suficientes para calcularla.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

2. El modo más usado en telefonía para la señalización básica al abonado es

- Señalización por canal común CCITT N7 (SS7)
- Señalización por canal común QSIG.
- Señalización asociada al canal por los 16 bits ESM (EIR & MORM).
- Todos se utilizan por igual.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

3. La cuantificación no uniforme permite

- Eliminar el ruido (i.e., distorsión de cuantificación) granular.
- Eliminar el ruido de sobrecarga
- Que la relación señal a ruido sea mayor cuanto mayor sea la señal
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

4. El número de muestras por segundo que se obtiene con el muestreo con relación 4:1:1 de la Rec UIT-R BT 601 de la señal en vídeo de la TV estándar en formato europeo (625 líneas y 50 campos/s) es

- El mismo que usando la relación 4:2:0.
- El mismo que usando la relación 4:2:2 de YCrCb.
- El mismo que usando la relación 4:4:4 de RGB.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

5. Si se tiene un generador de f.e.m. E voltios conectado a una línea de transmisión, medida de impedancia característica Z_0 , y hay adaptación en el generador ($Z_0 = Z_L$), se cumple que en el origen

- El coeficiente de reflexión es 0.
- La tensión incidente es $E/2$
- La impedancia que se observa es la impedancia característica de la línea
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

6. En las fibras ópticas conmutables de índice gradado

- La dispersión se debe fundamentalmente al efecto de guiado
- Están optimizadas para trabajar en la primera ordenada
- Se encuentran varios modos propagándose
- Se encuentran un solo modo propagándose
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

7. En una instalación de TV que consta de la antena, un cable de atenuación α , un amplificador de ganancia g que compensa la atenuación del cable ($g = \alpha$), y un televisor, el orden de conexión que produce una mejor relación S/N es:

- Antena-cable-amplificador-televisor
- Antena-amplificador-cable-televisor
- Depende del valor del factor de ruido del amplificador
- Depende del valor del factor de ruido del televisor

8. Si se abra el bucle de abonado (circuito a 2 hilos):

- No se puede calcular la atenuación trans huida
- Se produce una situación ideal sin reflexiones.
- La atenuación de reflexión es 0 dB
- Todas las respuestas anteriores son correctas
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

9. En un enlace de transmisión digital se puede reducir la probabilidad de error a la salida del demodulador digital:

- Introduciendo secciones de regeneración
- Introduciendo una etapa de codificación de canal
- Aumentando el número de niveles de la constelación de la modulación
- Disminuyendo el periodo de símbolo

10. Indique lo que sea correcto para comunicaciones móviles directas GSM:

- Es un sistema con interferencia controlada por las células vecinas
- Es un sistema estandarizado a nivel europeo
- Es un sistema de TDMA (acceso múltiple por división en el tiempo)
- En España, cada celda utiliza una frecuencia diferente a las demás.

Sistemas de Transmisión

12 - junio - 2006

Apellidos: _____

Nombre: _____

DNI: _____

Teoría (sin documentación): Prueba objetiva (20 puntos sobre 100)

Esta parte del examen contiene 10 preguntas cortas, existiendo solamente una respuesta adecuada para cada una. Cada respuesta correcta cuenta como uno, cada respuesta errónea o en blanco cuenta como cero.

- Los sistemas de transmisión consideran la adaptación de impedancias
 - Imagen para maximizar la transferencia de potencia.
 - Conjugada para maximizar la transferencia de potencia.
 - Imagen para asegurar una transferencia de señal sin distorsión.
 - Conjugada para asegurar una transferencia de señal sin distorsión.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- La señal de color en TV analógica modula a una sub-portadora en
 - DBL.
 - QAM.
 - BLV.
 - FM.
- La codificación de canal
 - Reduce la redundancia existente en la señal binaria.
 - Añade cierta redundancia a la señal binaria resultante de la codificación de fuente.
 - Cuantifica la señal mediante un cuantificador no uniforme robusto que sigue la Ley A.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- La ponderación saramétrica es un factor de corrección que
 - Se introduce en las medidas de la potencia de la señal.
 - Permite tener en cuenta la respuesta lineal de los órganos sensoriales.
 - Se introduce sólo en las medidas del ruido.
 - Afecta tanto a las medidas de la señal como a las medidas del ruido.

STTR - 2006 - 1/5

- La velocidad de grupo:
 - Se define para señales de banda ancha.
 - Es invariante respecto a la frecuencia.
 - Se mide empleando tonos puros.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- En el diseño y utilización de una fibra óptica, ¿de cuál de los siguientes parámetros es bueno aumentar su valor para favorecer que la fibra sea monomodo?
 - La apertura numérica.
 - El diámetro de la fibra.
 - La longitud de onda de trabajo.
 - Los índices de refracción del núcleo y del revestimiento.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- Para medir la intermodulación de orden tres en un cuatripolo, se introduce a su entrada dos tonos de igual amplitud. Indique la pendiente de la recta que relaciona la potencia del tono de intermodulación de orden tres a la salida expresada en dBm en función de la potencia de uno de los tonos de entrada también expresada en dBm:
 - Pendiente 1.
 - Pendiente 2.
 - Pendiente 3.
 - Pendiente 4.
- En una central telefónica, se detecta que la impedancia de carga del bucle de un abonado es sustancialmente distinta de la de equilibrio del circuito híbrido correspondiente al ver que
 - A_R (atenuación de equilibrio) y A_{Lk} (atenuación transhíbrida) son muy grandes.
 - A_R y A_{Lk} son muy pequeñas.
 - A_R es muy grande y A_{Lk} muy pequeña.
 - A_R es muy pequeña y A_{Lk} muy grande.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- El efecto de la IES sobre la probabilidad de error en un sistema de transmisión digital por fibra óptica
 - Se evita usando pulsos gaussianos.
 - Se reduce aumentando la potencia de transmisión.
 - Se compensa introduciendo dispositivos EDFA.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- En un radiolance digital terrestre, se define el margen de desvanecimiento M_n como la atenuación adicional
 - Por lluvia que hace que la probabilidad de error P_e aumente hasta un valor de referencia de 10^{-n} .
 - Por desvanecimiento que hace que la P_e disminuya hasta un valor de referencia de 10^{-n} .
 - Por desvanecimiento que hace que la P_e aumente hasta un valor de referencia de 10^{-n} .
 - Por multitrajecto que hace que la P_e disminuya hasta un valor de referencia de 10^{-n} .
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Sistemas de Transmisión

13 - septiembre - 2006

Apellidos: _____

Nombre: _____

DNI: _____

Teoría (sin documentación): Prueba objetiva (20 puntos sobre 100)

Esta parte del examen contiene 10 preguntas cortas, existiendo solamente una respuesta adecuada para cada una. Cada respuesta correcta cuenta como uno, cada respuesta errónea o en blanco cuenta como cero.

1. La codificación de canal en los sistemas de difusión de TV digital:

- Es independiente del número de programas multiplexados.
- Depende del medio de transmisión empleado para la difusión.
- Puede comenzar con una aleatorización.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

2. Sobre una impedancia de carga de 1Ω inciden dos señales de potencias de 10 dBm y 10mW respectivamente. ¿Cuál es la potencia de la señal resultante (la suma de ambas señales)?

- 20 dBm.
- 13 dBm.
- 16 dBm.
- No hay datos suficientes para calcularla.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

3. En un codificador de ley A, antes del proceso de inversión de los bits pares, si a su entrada no existe señal y sólo existe un pequeño ruido, indique la codificación que se obtendría.

- Siempre "1000 0000".
- Siempre "0111 1111".
- 50 % de "1000 0000" y 50 % de "0111 1111".
- 50 % de "1000 0000" y 50 % de "0000 0000".

4. En el sistema MIC (norma UIT-T G.711):

- Se emplea cuantificación no uniforme.
- El cuantificador usado introduce más distorsión cuanto mayor es el módulo de la señal de entrada.
- El ruido granular está acotado.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

5. Si en un cable de pares de categoría 5 (clase D de la norma CENELEC EN 50173) se aumenta la separación entre los conductores de cada par manteniendo el mismo tipo de aislante, tendrá como efecto en la banda superior de frecuencias:

- Un aumento de Z_0 .
- Una disminución de Z_0 .
- Un aumento de α .
- No tiene efectos a altas frecuencias.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

6. En los sistemas de transmisión de radio en espacio libre:

- No se considera el uso de antenas.
- Sólo se considera el uso de antenas isotrópicas.
- Sólo se considera el uso de antenas activas con amplificadores internos.
- Sólo se considera el uso de antenas con ganancia unidad en la dirección de máxima radiación.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

7. En condiciones de cuasi-linealidad, se cumple que, en un amplificador, si la señal de entrada aumenta su amplitud 3 dB, la amplitud del tercer armónico:

- No sufre variación alguna.
- Se incrementa 9 dB.
- Se incrementa 6 dB.
- Se incrementa 3 dB.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

8. Desde el punto de vista de ruido, si es necesario utilizar un amplificador y un atenuador en una cadena receptora, es preferible:

- Colocar primero el atenuador y después el amplificador.
- Colocar primero el amplificador y después el atenuador.
- Es indiferente ya que la ganancia total no cambia.
- Es indiferente ya que la respuesta en frecuencia es la misma.

9. Los parámetros que caracterizan los conversores electro-ópticos son:

- La longitud de onda de emisión, la potencia emitida, la responsividad y la corriente de oscuridad.
- La longitud de onda de emisión, la potencia emitida, la responsividad y el factor de multiplicación.
- El factor de ruido en exceso, la longitud de onda de emisión, la potencia emitida y la corriente de oscuridad.
- La longitud de onda de emisión, la potencia emitida, la anchura espectral y la responsividad.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

10. Los desvanecimientos:

- Se pueden producir en cualquier tipo de medio de transmisión.
- Se caracterizan estadísticamente con una función de distribución.
- Permiten diseñar los enlaces ignorando las interferencias.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Sistemas de Transmisión

17 - Septiembre - 2007

Apellidos:

Nombre:

DNI:

Temática (sin documentación): En una objetiva (20 puntos sobre 100)

Esta parte del examen contiene 10 preguntas cortas, cada una vale 2 puntos y debe responderse a cada una. Cada respuesta correcta cuenta como una y cada respuesta incorrecta o en blanco cuenta como cero.

1. Las normas IEEE y MPEG están publicadas por:

- CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications)
- EBU (European Broadcasting Union)
- ISO (International Organization for Standardization)
- ITU (International Telecommunication Union)
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

2. Si dos portadoras S_1 y S_2 tienen anchuras respectivas S_1 y N tales que $S_1 = N + 33$ dB, entonces

- $S_2 = 110$ dB
- $S_2 = 2000$ Hz
- $S_2 = 110$ Hz

3. La codificación de fuente sirve para

- Transformar una señal discreta en otra digital.
- Proteger la señal digital frente a los errores de transmisión.
- Equilibrar la proporción de unos y ceros de la señal digital, y facilitar así la recuperación del reloj de símbolo en recepción.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

4. En la codificación de imágenes basada en la DCT (Discrete Cosine Transform), usada en normas como JPEG

- Cada bloque de 8x8 píxeles de la imagen se transforma de la misma manera.
 - Cada coeficiente de la DCT de cada bloque de 8x8 se cuantifica de la misma forma.
 - Todos los coeficientes cuantificados se codifican independientemente de forma progresiva.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta
5. Cuando nuevo es el número cuántico de una fibra óptica multimodo:
- Mayor anchura de banda puede transmitir por ella, y a menor velocidad óptica.
 - Menor anchura de banda puede transmitir por ella, pero se puede aumentar velocidad óptica.
 - Más anchura de banda puede transmitir por ella, y a mayor velocidad óptica.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta

6. En transmisión por radio, las pérdidas de propagación en espacio libre:

- Considera atenuación isotrópica.
- Incluye la atenuación de campo por propagación respecto a la superficie terrestre.
- No considera las pérdidas relacionadas por desdoblamiento de impedancias en las antenas.
- Son independientes de la frecuencia de recepción.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

7. En condiciones de curvilinealidad, se cumple que, en un amplificador, si la señal de entrada aumenta su amplitud en 3 dB, el coeficiente de distorsión de segundo orden:

- No sufre variación alguna.
- Se incrementa 9 dB.
- Se incrementa 6 dB.
- Se incrementa 3 dB.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

8. Para un cable coaxial de atenuación α , que está a la temperatura T_0 °C, se puede calcular su factor de ruido f mediante la siguiente expresión (considérese f_0 como temperatura de referencia):

- $f = (e - 1) \alpha T_0$
- $f = (e - 1) \alpha T_0$
- $f = (e - 1) \alpha T_0 / f_0$
- $f = (e - 1) \alpha T_0 / f_0$
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

9. Los parámetros que caracterizan los diodos APD son, entre otros:

- La longitud de onda de emisión, la potencia emitida, la anchura espectral y la responsividad.
- El factor de ruido en exceso, la longitud de onda de emisión, la potencia emitida y la corriente de oscuridad.
- La longitud de onda de emisión, la potencia emitida, la responsividad y el factor de multiplicación.
- La responsividad, el factor de multiplicación y la corriente de oscuridad.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

10. En un medio no dispersivo, se define la relación de propagación de interferencia coherente (PIC) como:

- La máxima potencia a recibir para evitar interferencias en sí mismo canal.
- La máxima potencia a recibir para evitar interferencias en uno de los canales de recepción.
- La máxima potencia a emitir para evitar interferencias en el mismo canal.
- La máxima potencia a emitir para evitar interferencias en uno de los canales de recepción.
- Ninguna de las anteriores es correcta.

Sistemas de Transmisión

21 - junio - 2007

Apellidos: _____

Nombre: _____

DNI: _____

Teoría (sin documentación): Prueba objetiva (20 puntos sobre 100)

Esta parte del examen contiene 10 preguntas cortas, existiendo solamente una respuesta adecuada para cada una. Cada respuesta correcta cuenta como uno, cada respuesta errónea o en blanco cuenta como cero.

1. El coeficiente de reflexión en tensión en situación de adaptación conjugada:

- Es siempre nulo.
- Solamente es nulo su parte real.
- Solamente es nulo su parte imaginaria.
- No se puede asegurar que sea nula ninguna parte, pero su módulo es siempre menor que la unidad.

2. Si entre dos puntos X e Y de un circuito cargados con impedancias $R_X = 2 \Omega$, R_Y se ha medido una atenuación de potencia de $A[\text{dB}]$, y ambos presentan el mismo nivel de tensión $L[\text{dBu}]$, se cumple:

- $a = 2$
- $a = 4$
- $A = 2 \text{ dB}$
- $A = 4 \text{ dB}$

3. Al usar la transformación DCT para la codificación de fuente:

- No se introduce pérdida irreversible de información.
- Se pretende compactar la energía de la señal.
- Se busca reducir la redundancia presente en la señal que se va a codificar.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

4. La ponderación sifométrica:

- Supone una mejora del nivel de señal.
- Implica una disminución de la relación señal a ruido.
- Es un factor corrector que afecta a exclusivamente a las medidas del ruido.
- Es independiente del ancho de banda de la señal.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

5. Si la velocidad de fase de una señal de banda estrecha es constante e igual a 250.000 km/s , su velocidad de grupo es:

- 250.000 km/s .
- No se puede calcular.
- $(1/2 \pi) 250.000 \text{ km/s}$.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

STTR - JUNO7 - 1/5

6. En una fibra monomodo:

- La dispersión por guía-onda compensa siempre la dispersión del material.
- La dispersión por guía-onda es siempre de signo contrario a la dispersión del material.
- La dispersión por polarización compensa siempre la dispersión por guía-onda.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

7. Si se mezclan dos tonos de igual frecuencia y potencia p en un punto de un circuito, el tono resultante tiene una potencia:

- Igual a $2p$ (no depende de las fases de los tonos originales).
- Igual a $4p$ (no depende de las fases de los tonos originales).
- Comprendida entre 0 y $2p$ (sí depende de las fases de los tonos originales).
- Comprendida entre 0 y $4p$ (sí depende de las fases de los tonos originales).
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

8. Si aumenta el factor de ruido en un cuádrupolo, se verifica que:

- Hay una mayor degradación de la S/N .
- Hay una menor degradación de la S/N .
- Aumenta la temperatura de referencia.
- Disminuye la temperatura de referencia.

9. En un sistema de transmisión digital por fibra óptica:

- No se produce el fenómeno de IES por trabajar con pulsos de luz.
- La IES se evita usando pulsos RZCA.
- El uso del chirp de la fuente permite reducir la IES del enlace.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

10. En un enlace de transmisión digital se puede reducir la probabilidad de error antes del decodificador de fuente:

- Introduciendo secciones de regeneración.
- Introduciendo una etapa de codificación de canal.
- Disminuyendo el número de señales de la modulación.
- Disminuyendo la velocidad binaria.
- Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

REPÚBLICA DE CHILE

Ministerio de Educación

Escuela Nº 1000000

Comuna de Santiago

Curso: Segundo Básico

Fecha: 15 de mayo de 2014

Nombre: María José

Matrícula: 123456789

Asignatura: Lengua y Literatura

Unidad: El cuento

Actividad: Escritura de un cuento

Objetivo: Desarrollar la capacidad de escritura creativa.

Indicador: Producir un cuento original.

Competencia: Comunicarse oralmente y por escrito.

Contenido: El cuento, estructura del cuento.

Recursos: Hoja de trabajo, lápiz, colores.

Procedimiento: Leer un cuento modelo, escribir un cuento propio.

Evaluación: Participación en clase, calidad del cuento escrito.

Observaciones: Buena participación, creatividad en la escritura.

Firma del docente: María José

Firma del alumno: María José

Fecha de entrega: 15 de mayo de 2014

Gracias por su colaboración.

REPÚBLICA DE CHILE

Ministerio de Educación

Escuela Nº 1000000

Comuna de Santiago

Curso: Segundo Básico

Fecha: 15 de mayo de 2014

Nombre: María José

Matrícula: 123456789

Asignatura: Lengua y Literatura

Unidad: El cuento

Actividad: Escritura de un cuento

Objetivo: Desarrollar la capacidad de escritura creativa.

Indicador: Producir un cuento original.

Competencia: Comunicarse oralmente y por escrito.

Contenido: El cuento, estructura del cuento.

Recursos: Hoja de trabajo, lápiz, colores.

Procedimiento: Leer un cuento modelo, escribir un cuento propio.

Evaluación: Participación en clase, calidad del cuento escrito.

Observaciones: Buena participación, creatividad en la escritura.

Firma del docente: María José

Firma del alumno: María José

Fecha de entrega: 15 de mayo de 2014

Gracias por su colaboración.

TEORIA

- I-1 1. El ancho de banda necesario para transmitir TV en color en los sistemas analógicos de transmisión de TV convencional es, en comparación con el utilizado en la transmisión de TV en blanco y negro:
- El mismo.
 - El doble.
 - El triple.
 - El cuádruple.
2. Para probar un canal telefónico en un sistema de telefonía analógico indique el valor de señal que introduciría en un punto que está a -10 dBm y presenta una impedancia de 1.200Ω .
- -13 dBm.
 - $+7$ dBm.
 - -13 dBV.
 - -7 dBV.
3. Para una fuente de 4 símbolos ($p_0 = 1/2$, $p_1 = 1/4$, $p_2 = 1/8$, $p_3 = 1/8$) la velocidad binaria media de salida de un codificador de fuente sin pérdidas es:
- 2 b/ símbolo.
 - 1,75 b/símbolo.
 - Las dos respuestas anteriores pueden ser correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. La ponderación sofométrica:
- Disminuye el nivel de ruido real del sistema.
 - Disminuye la relación S/N del sistema.
 - Es independiente del ancho de banda del sistema.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. En las líneas de transmisión metálicas, el parámetro primario R varía de forma:
- Proporcional a f.
 - Proporcional a \sqrt{f} .
 - Inversamente proporcional a f.
 - Inversamente proporcional a \sqrt{f} .
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones sobre la dispersión en fibras ópticas es siempre correcta?
- La disp. del material anula a la disp. por efecto guía-onda en las fibras monomodo.
 - La disp. del material anula a la disp. por efecto guía-onda en las fibras multimodo.
 - La disp. del material anula a la disp. modal en las fibras multimodo.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
7. En el análisis de distorsión no lineal de un sistema de transmisión, para verificar que se trabaja en condiciones de cuasi-linealidad debe cumplirse que si la amplitud de la señal de entrada aumenta 3 dB.
- El armónico fundamental se incrementa en 2 dB.
 - El coeficiente de distorsión global se incrementa en 2 dB.
 - El coeficiente de intermodulación de orden n se incrementa en 2 dB.
 - El coeficiente de distorsión de orden n se incrementa en 2 dB.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. La expresión de la temperatura equivalente t_t de una cadena de 3 cuádripolos en cascada, en función de las temperaturas equivalentes t_i y de las ganancias en potencia g_i de cada cuádripolo es:
- $t_t = \frac{t_1}{g_1} + \frac{t_2}{g_2} + \frac{t_3}{g_3}$
 - $t_t = t_1 + \frac{t_2}{g_1} + \frac{t_3}{g_1 g_2}$
 - $t_t = t_1 + \frac{t_2 - 1}{g_1} + \frac{t_3 - 1}{g_1 g_2}$
 - $t_t = \frac{t_1}{g_1} + \frac{t_2}{g_1 g_2} + \frac{t_3}{g_1 g_2 g_3}$
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
9. La codificación de canal sirve para:
- Mejora la fiabilidad del igualador de canal.
 - Aprovechar más eficientemente el canal de transmisión.
 - Reducir la velocidad binaria transmitida.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. La reutilización de frecuencias en los sistemas de comunicaciones móviles:
- Aumenta la interferencia cocanal.
 - No afecta al ruido interno del receptor.
 - Permite aumentar el número de usuarios simultáneos.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Ingenieros de Telecomunicación
STTR

I-2 Sea una señal de vídeo digital en componentes RGB con:

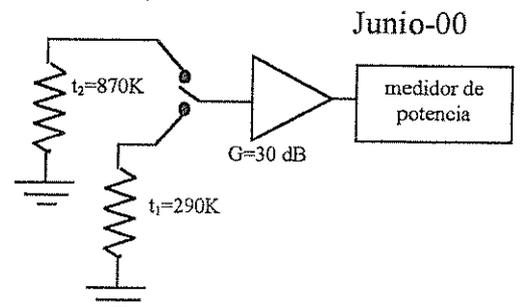
- imágenes de 288 líneas y 352 columnas.
- esquema de muestreo 4:4:4 (el mismo número de muestras por componente).
- formato entrelazado.
- 30 campos/s
- cuantificación uniforme con 3, 3 y 2 b/muestra para las componentes de R, G y B respectivamente.
 - a) Calcular el número de muestras/s y la velocidad binaria de esta señal de vídeo.
 - b) Ahora se hace pasar esa señal por una matriz de conversión de componentes RGB a $Y C_R C_B$. Cada una de las nuevas componentes se cuantifica con 8 b/muestra y a su vez se realiza un submuestreo de crominancia 4:2:2. La nueva señal de vídeo ¿Se comprime o se expande? ¿Con qué factor de compresión/expansión?
 - c) Si a la señal de apartado b) se le aplica una codificación de canal de dos etapas: RS(255,239) seguido de un código convolucional que añade un bit de redundancia por cada 3, ¿cuál es la nueva velocidad binaria?

Junio-00

I-3 Sea un cuantificador MIC de la Recomendación UIT-T G.711 (ley A de 8 b) con valor de sobrecarga de 0,3 V.

- a) Calcular la palabra MIC correspondiente a una muestra de valor $-0,2$ V.
- b) Calcular el valor de reconstrucción en mV, correspondiente a la palabra MIC 1010 1010.
- c) Calcular el valor de reconstrucción, en V, de una muestra de valor 0,41 V.

I-4 Se muestra en la figura un sistema de medida del factor de ruido de un equipo (amplificador con ganancia $G = 30$ dB en este caso), mediante el uso de un medidor de potencia y de dos fuentes de ruido que, para mayor simplicidad, pueden modelarse como dos resistencias a temperatura $t_1 = 290$ K y $t_2 = 870$ K respectivamente. (Considerar la temperatura de referencia $t_0 = 290$ K).



- a) Si la relación entre las potencias de ruido medidas es 3 dB, obtener el valor de la temperatura equivalente de ruido y del factor de ruido del amplificador.
- b) Si se emplea el amplificador en una cadena de transmisión tal que cada sección de amplificación posea ganancia unidad, obtener el factor de ruido de cada una de dichas secciones si estas están a la temperatura de referencia.
- c) Obtener el nuevo factor de ruido de cada una de las secciones de amplificación anteriores si estas están ahora a una temperatura de 46°C .

Junio-00

I-5 1. Un amplificador de potencia conectado a una antena de radio posee una impedancia de salida de 50Ω y puede dar una potencia disponible de 1 W. Sabiendo que se mide un coeficiente de reflexión $0,5 \cdot e^{j\pi/6}$ indique la potencia activa que se entrega a dicha antena.

- a) 0,75 W. b) 0,5 W. c) 0,25 W. d) 0,9 W.
2. Un amplificador que cuadruplica la tensión de entrada posee una impedancia a su salida que duplica a su impedancia de entrada. Calcular la potencia que obtendría a su salida expresado en dBm si a su entrada se introduce un tono de 10 dBm.
- a) + 7 dBm. b) +13 dBm. c) +16 dBm. d) +10 dBm. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

I-5 Continuación:

3. En una modulación con M señales de periodo T , la velocidad de transmisión de información es:
 - a) M símbolos/segundo. b) M bits/segundo. c) M/T símbolos/segundo. d) M/T bits/segundo
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. En una codificación MIC Ley A(UIT·T G.711) el valor absoluto en UTN del error máximo para una muestra de valor V es:
 - a) $1/2^5$, si $V = V_{\text{sobrecarga}}$. b) $1/2^6$, si $V = -V_{\text{sobrecarga}}$. c) $1/2^{11}$, si $V = 0$. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. El valor típico del parámetro primario R , a la temperatura de referencia, para los cables de pares de cobre con diámetro $\approx 0,6$ mm es:
 - a) ≈ 120 k Ω . b) ≈ 120 Ω . c) ≈ 120 m Ω . d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. En transmisión por radio se puede producir un desvanecimiento por:
 - a) Una atenuación de campo más elevada de lo normal. b) Una propagación multitrayecto.
 - b) Todas las respuestas anteriores son correctas. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
7. La expresión del factor de ruido f de un atenuador pasivo, resistivo puro, cuya atenuación en potencia (en unidades naturales) vale a , y en el que todos sus elementos se encuentran a la temperatura t_{at} , es :
 - a) $f = (a-1) t_{\text{at}}$. b) $f = (a-1) \frac{t_{\text{at}}}{t_0}$. c) $f = 1+(a-1) \frac{t_{\text{at}}}{t_0}$. d) $f = 1-(a-1) \frac{t_{\text{at}}}{t_0}$. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. En un sistema de transmisión con tramos a $2H$ y a $4H$, la pérdida entre extremos a $2H$ T[dB]:
 - a) Es siempre positiva. b) Es siempre negativa. c) No tiene límites. d) Es siempre superior a 7 dB.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
9. La sensibilidad de un receptor óptico depende de:
 - a) El rendimiento cuántico. b) El factor de ruido del amplificador del receptor óptico. c) El objetivo de probabilidad de error. d) Todas las respuestas anteriores son correctas. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. Se sitúan los satélites en la órbita geoestacionaria para:
 - a) Usar frecuencias superiores a 4 GHz. b) Asegurar la transmisión en caso de lluvia, nieve, granizo,...
 - c) Poder emplear antenas fijas. d) Permitir la comunicación desde las regiones polares.

Septiembre-00

I-6 Un cable de pares tiene las siguientes características: $R = 100$ Ω/km , $L = 0,5$ mH/km, $C = 50$ nF/km y $G = 0,001$ S/km.

- a) Justifique el cumplimiento de la condición de Heaviside. Si no se cumpliera, indique cuál habría de ser el valor de la autoinducción por unidad de longitud para cumplirla.
- b) Considerando que el cable tiene la condición de Heaviside, obtenga la atenuación por unidad de longitud y la velocidad.

Septiembre-00

I-7 Se desea instalar un sistema de transmisión por fibra óptica entre dos lugares situados a 600 km que permita la operación a 650 Mb/s.

- a) Si el diámetro del núcleo es 10 micras y la apertura numérica es 0,11 justifique la ventana de operación para asegurar el funcionamiento monomodo.
- b) Al medir un trozo de 2 km de fibra empleando un emisor con $\Delta\lambda = 2$ nm se obtiene $B = 36,7$ GHz. Si se conoce que $G(\lambda) = -3,5$ ps/nm·km, obtenga el valor del coeficiente de dispersión del material.
- c) Si el sistema de transmisión va a emplear emisores $\Delta\lambda = 2$ nm y $P_T = 0$ dBm y receptores con -40 dBm de sensibilidad, se desea conocer el número de secciones que ha de tener la línea si se trabaja con un margen de seguridad de 7 dB y una penalización por interferencia entre símbolos de 1 dB. Considere que la atenuación (incluyendo empalmes) es $\alpha = 0,2$ dB/km y que se desprecia la atenuación de los conectores.

Septiembre-00

Ingenieros de TelecomunicaciónSTTR

I-8 Un sistema digital de radiocomunicación que utiliza modulación 2PSK requiere que a la entrada del receptor se verifique una relación $E_s/N_0 = 9,12$ para garantizar que $P_e = 10^{-5}$ (probabilidad de error de bits de información).

Datos: Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K; Temperatura de referencia $t_0 = 290$ K.

Sabiendo que la temperatura de ruido captado por la antena es $t_r = 290$ K y que el receptor posee un factor de ruido $F = 10$ dB.

a) Calcular la temperatura equivalente total de ruido y la densidad espectral de potencia de ruido (N_0) a la entrada del receptor.

Sabiendo que la potencia recibida es $S = -80$ dBm.

b) Calcular la máxima velocidad binaria (R) que se puede transmitir por dicho sistema.

Se añade al sistema anterior un codificador de canal que por cada 12 bits de entrada genera 23 bits de salida.

c) Calcular la nueva velocidad binaria (R') y el periodo de bit (T'_b) a la entrada del modulador.

d) Calcular la variación en el ancho de banda respecto a la situación inicial (sin codificador de canal).

e) Debido al codificador de canal introducido se sabe que para mantener la misma calidad en los bits de información es necesario tener una relación $E'_s/N_0 = 2,93$. Calcular respecto al sistema inicial, sin codificador de canal, el número de dB de ahorro de potencia de señal en recepción (ganancia del código) manteniendo la misma calidad de información.

Septiembre-00

I-9 1. La unión entre centrales telefónicas mediante cables de pares y MIC de 30 canales telefónicos (primer nivel de jerarquía digital plesiócrona) es un sistema:

a) Dúplex a 4H. b) Dúplex a 4H equivalentes. c) Dúplex a 2H. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

2. La relación existente entre dB y Neperios es:

a) 1 dB = 7,8 Np. b) 1 Np = 7,8 dB. c) 1 dB = 0,115 Np. d) 1 Np = 0.115 dB. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

3. La anchura del intervalo de cuantificación que minimiza la potencia de ruido de un cuantificador uniforme depende de:

a) La distribución de probabilidad del error. b) La función densidad de probabilidad de la señal a la salida del cuantificador. c) El número de intervalos de cuantificación considerado. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

4. El audio estéreo almacenado en un CD se ha muestreado a 44,1 kHz por canal y se ha codificado empleando un sistema MIC a 16b/muestra. Si la velocidad binaria es de 3,08 Mb/s, la redundancia que se ha añadido está en el entorno del:

a) 40%. b) 80%. c) 120%. d) 140%. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

5. En una línea metálica en la cual el efecto pelicular se puede despreciar, la atenuación.

a) Disminuye con la temperatura. b) Aumenta con la temperatura. c) Disminuye con la frecuencia. d) Aumenta con la frecuencia.

6. Una fibra de salto de índice es monomodo:

a) Para cualquier valor de λ . b) Para una λ mayor de un valor determinado. c) Para una λ menor que un valor determinado. d) Para un valor de λ concreto.

7. La expresión del factor de ruido f de una cadena de 3 cuadripolos en cascada, en función de los factores de ruido f_i y de las ganancias en potencia g_i de cada cuadripolo es:

$$a) f_i = \frac{f_1 - 1}{g_1} + \frac{f_2 - 1}{g_2} + \frac{f_3 - 1}{g_3}. \quad b) f_i = (f_1 - 1) + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_2 g_3}. \quad c) f_i = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_2 g_3}.$$

$$d) f_i = \frac{f_1 - 1}{g_1} + \frac{f_2 - 1}{g_1 g_2} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2 g_3}. \quad e) \text{ Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.}$$

8. La atenuación del eco n -ésimo respecto al locutor (suponiendo $A_R = A_{R1} = A_{R2}$ y que la atenuación del bucle local es despreciable) es:

a) $nM + A_R$. b) $(n-1)M + A_R$. c) nM . d) $(n-1)M$. e) $nM - A_R$. f) $(n-1)M - A_R$.

(Continúa)

Ingenieros de TelecomunicaciónSTTR

I-9 Continuación:

9. Un sistema de transmisión digital está compuesto por dos secciones iguales sin regeneración intermedia. Conociendo que el sistema de modulación posee una P_e que se puede aproximar por $P_e = 10^{-C/N[\text{dB}]}$ al final del sistema y sabiendo además que cada sección posee una $C/N = 10$ dB, indique la P_e total del enlace:
 a) 10^{-7} . b) $2 \cdot 10^{-10}$. c) 10^{-10} . d) $2 \cdot 10^{-7}$.
10. En los sistemas de transmisión por fibra óptica se cumple que:
 a) El margen de seguridad es un parámetro característico del receptor óptico.
 b) El parámetro $\Delta\lambda$ es mayor en los emisores basados en diodo láser que en los LED.
 c) El parámetro $\Delta\lambda$ no afecta en el cálculo del ancho de banda máximo utilizable en la fibra.
 d) El factor de ruido en exceso sólo debe ser considerado en los emisores tipo LED.
 e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Junio-01

~~I-10~~ Con objeto de cuantificar con mayor precisión la señal vocal, se diseña un conversor A/D que codifica cada muestra con 10 bits. La característica de cuantificación del conversor es no uniforme donde, para obtener una relación S/D aproximadamente independiente de la amplitud de la señal, se hace una aproximación lineal de la ley A por 13 segmentos simétricos respecto al origen (de manera idéntica a la empleada en el sistema MIC de 8 bits). Sabiendo que las muestras de la señal vocal a la entrada del conversor pueden tomar valores en el rango [+3, -3] voltios:

- a) Determinar (en UTN) la amplitud mínima y máxima de los intervalos de cuantificación.
 b) Suponiendo que a la entrada se tiene una muestra de 1,035 voltios, determinar la palabra código de 10 bits que le correspondería.
 c) ¿Cuál sería el error de cuantificación cometido?
 d) Por restricciones en la capacidad de almacenamiento, se deben convertir las muestras de 10 bits a MIC de 8 bits. ¿Cuál sería la manera más sencilla de realizar esta conversión?

Debido a las estadísticas de la señal de entrada, se decide cambiar la característica de cuantificación del conversor anterior. Este seguirá codificando las muestras con 10 bits realizando una aproximación por tramos de la ley A, pero ahora cada segmento de la aproximación lineal por tramos sólo contendrá 16 intervalos de cuantificación de igual dimensión (igual que en el MIC de 8 bits).

- e) Determinar (en UTN) la amplitud mínima y máxima de los intervalos de cuantificación.
 f) Suponiendo que a la entrada se tiene una muestra de 1,035 voltios, determinar la palabra código de 10 bits que le correspondería.

Junio-01

I-11 La instalación de una vivienda unifamiliar de un sistema de recepción de televisión digital por satélite, que opera en la banda de 12 GHz y tiene un ancho de banda de 36 MHz, incluye los siguientes elementos:

- Una antena parabólica de 60 cm de diámetro cuyos elementos asociados (alimentador, acopladores, filtros) provocan una pérdida de 1,7 dB.
- Un amplificador de bajo nivel de ruido (LNA) con una ganancia de 25 dB y un factor de ruido de 1,1 dB situado justo al pie de la antena.
- Un cable coaxial desde el LNA hasta el receptor con una atenuación de 12 dB.
- Un receptor-descodificador que tiene a su entrada un amplificador con una ganancia de 30 dB y un factor de ruido de 6 dB.

Datos: • $G_{\text{parabola}} [\text{dB}] = 18 + 20 \log D[\text{m}] + 20 \log f[\text{GHz}]$; • $t_0 = 290 \text{ K}$; • $K = 228,6 \text{ dBW/Hz/K}$.

- a) Obtenga la temperatura de ruido del conjunto de la antena con sus elementos asociados (temperatura de la antena al pie de la antena), sabiendo que la temperatura de ruido recibido por la antena es 22 K.
 b) Obtenga la temperatura de ruido del conjunto LNA, cable y receptor-descodificador, referida también al pie de la antena.
 c) Obtenga la potencia de ruido total, referida al mismo punto que en los casos anteriores.
 d) Obtenga la sensibilidad del receptor-descodificador, sabiendo que para el correcto funcionamiento del sistema se requiere una relación señal a ruido de 9 dB.
 e) Si se conoce que el satélite tiene unas características tales que $P_t + G_t = 56 \text{ dBW}$, obtenga la máxima distancia posible entre el satélite y la instalación analizada.

(Continúa)

Ingenieros de Telecomunicación
STTR

I-11 Continuación:

- e) Si se conoce que el satélite tiene unas características tales que $P_t + G_t = 56$ dBW, obtenga la máxima distancia posible entre el satélite y la instalación analizada.
- f) Se asigna el trabajo de instalación a un operario recién contratado que al observar que no hay instalación eléctrica al pie de la antena por lo que decide variar el orden previsto de los elementos. Así queda: antena, cable coaxial, LNA y receptor-descodificador. Compruebe si se mantienen los valores anteriores y analice la nueva situación.

Junio-01

I-12 1. ¿Cuáles de las siguientes señales son discretas?

- a) Los valores de las muestras tomadas cada T segundos del valor de la frecuencia de salida de un oscilador.
 - b) Los valores cuantificados de las muestras tomadas cada T segundos del valor de la amplitud de salida de un oscilador.
 - c) Los valores de las muestras tomadas cada T segundos del valor de la amplitud de salida de un oscilador.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
2. Sea un canal telefónico de 4 KHz de ancho de banda en el que para el tono de prueba se tiene una (S/N) de 30 dB_{0p}. ¿Cuál es el nivel de ruido en el PNR₀?
- a) -33,6 dBm. b) -32,5 dBm. c) -30,0 dBm. d) -27,5 dBm. e) -26,4 dBm.
3. En un cuantificador uniforme:
- a) El ruido de cuantificación está acotado. b) El ruido granular está acotado.
 - c) El ruido de sobrecarga está acotado. d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. Los sistemas de cableado genérico de categoría 5, presentan una impedancia característica entorno a:
- a) 120 Ω/km. b) 600 Ω/km. c) 1200 Ω/km para frecuencias > 1 MHz. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. En un cuantificador MIC de 8 bits y ley A de la Rec. UIT-T G711, la amplitud de sus intervalos de cuantificación más grandes es:
- a) 2^{-13} UTN. b) 2^{-12} UTN c) Equivalente a la de un cuantificador uniforme de 11 bits. d) Equivalente a la de un cuantificador uniforme de 6 bits. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. Al emplear señales moduladas en la transmisión sobre líneas metálicas (aproximación de alta frecuencia), la distancia máxima de transmisión suele venir limitada por:
- a) El carácter complejo de la impedancia característica.
 - b) La dependencia de la constante atenuación con la frecuencia.
 - c) La dependencia no lineal de la constante de fase con la frecuencia.
 - d) Ninguna de las respuestas es correcta.
7. Las pérdidas del espacio libre expresadas en dB en comunicaciones por radio varían con la distancia de la forma:
- a) d. b) d^2 . c) $10 \log d$. e) $20 \log d$.
8. En un punto de un sistema de comunicaciones la señal útil está compuesta por dos tonos de diferentes frecuencias. Sabiendo que cada tono tiene un nivel de potencia de -60 dBm, indique la potencia total de la señal:
- a) -87 dBW. b) -63 dBm. c) -93 dBW. d) -54 dBm.
9. En todo cuadripolo pasivo, se cumple que:
- a) El factor de ruido crece linealmente con la temperatura del cuadripolo.
 - b) La temperatura equivalente crece linealmente con la temperatura del cuadrículo.
 - c) La cantidad de ruido térmico a la salida del cuadripolo crece linealmente con la temperatura del cuadripolo.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

I-12 Continuación:

10. Los detectores ópticos de envoltentes caracterizan por:
- El margen de seguridad.
 - La responsividad.
 - El coeficiente de dispersión de guionda.
 - La apertura numérica.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Septiembre-01

~~I-13~~ Sea señal de vídeo digital YC_rC_b con:

- Imágenes completas (cuadros) de 480 líneas y 640 columnas.
 - Estructura de muestreo.
 - Formato entrelazado
 - 25 campos/s
 - cuantificación uniforme con 8 b/muestra para cada componente.
- Calcular la velocidad binaria de esta señal de vídeo.
- Sea una señal de audio digital con:
- 30 muestras/s
 - estereo
 - cuantificación uniforme con 8 b/muestra.
- Calcular la velocidad binaria de esta señal de vídeo.
 - Se desea multiplexar en transmisión (para sincronización en presentación) la señal de vídeo y audio. Calcular el tamaño (en bits) de los paquetes de datos de vídeo y audio si la unidad de sincronización es el cuadro de vídeo.
 - Para reducir el régimen binario se aplican dos codificadores de fuente a las señales de vídeo y audio con factores de compresión 5:1 y 2:1 respectivamente. Calcular el nuevo régimen binario de cada señal.
 - Finalmente se aplican a las dos señales una codificación de canal mediante un RS(255,230), seguida en el caso del audio de un código que añade 1 bit por cada 5. Calcular el régimen binario final de ambas señales.

Septiembre-01

I-14 Sea un radioenlace de 60 km que opera a 10 GHz. La potencia del emisor es de 10 W, y la sensibilidad del receptor es de 0,1 mW. Cada antena es de 1 m de diámetro, y presenta unas pérdidas adicionales de 1 dB. (Ganancia de una antena parabólica: $G[\text{dB}] = 18 + 20 \log D[\text{m}] + 20 \log f[\text{GHz}]$).

- Calcular la viabilidad del radioenlace.
- La presencia de lluvia provoca que la potencia recibida sea la mitad que en el caso anterior. Sabiendo que la distancia a cubrir por el radioenlace es fija (viene determinada por la ubicación de las torres), indique los parámetros que puede modificar para recibir la misma potencia que en caso sin lluvia, y calcule sus nuevos valores.

Septiembre-01

I-15 Sea un cable coaxial con coef. de temperatura $0,002^\circ\text{C}^{-1}$, y cuya atenuación a 10°C es: $\alpha_{10^\circ} [\text{dB/km}] = 0,01 + 2,3 \sqrt{f[\text{MHz}]} + 0,003 f [\text{MHz}]$.

Dicho cable se utiliza en un enlace que termina con un amplificador cuya capacidad de regulación de ganancia (CAG) es de 3 dB. Si el rango de variación de temperaturas es de 0°C a 20°C , calcular la distancia máxima que se puede regular para una señal con un ancho de banda comprendido entre 64 kHz y 4 MHz.

Septiembre-01

I-16 Sea una fibra óptica monomodo con coeficientes de dispersión $G(\lambda) = -3,5 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ y $M(\lambda) = 6,5 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$, con atenuación 0,5 dB/km, con diámetro del núcleo de 8 micras, y cuyos índices de refracción del núcleo y del revestimiento son 1,445 y 1,44.

- Calcular el rango útil de longitudes de onda.
- Calcular el ancho de banda disponible si se utiliza dicha fibra en un enlace de 10 km cuyo emisor tiene como características: $\lambda = 1.550 \text{ nm}$, $\Delta\lambda = 2 \text{ nm}$ y $P_t = -6 \text{ dBm}$.

Septiembre-01

Ingenieros de TelecomunicaciónSTTR

- I-17 1. Una imagen digital de 800x600 píxeles de "color real" (24 bits por píxel: 8 para cada uno de los colores primarios):
- Es discreta en sus dominios espaciales pero continua en su rango cromático.
 - Es discreta en sus dominios espaciales y en su rango cromático.
 - Cabe en un disquete de 1,44 Mbytes, aun sin codificación estadística.
 - Solamente las dos respuestas anteriores son correctas.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
2. A la entrada de un circuito de impedancia resistiva de 60Ω , se mide un nivel de tensión de 10 dBu que equivale a:
- 10 V y, por tanto, a 20 dBm.
 - 10 V, y por lo tanto, a 10 dBm.
 - 7,75 V y, por lo tanto a 10 dBm.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
3. Los codecs de canal se caracterizan por:
- La capacidad de detectar errores.
 - La capacidad de corregir errores.
 - El grado de redundancia que introducen.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. La familia de curvas, que, para valores constantes de intensidad sonora subjetiva, relacionan los niveles de intensidad sonora objetiva con la frecuencia, ponen de manifiesto.
- La no linealidad del sistema auditivo humano para todo el rango de frecuencias vocales.
 - La linealidad del sistema auditivo humano para frecuencias fuera del rango de frecuencias vocales.
 - La necesidad de la ponderación sofométrica sobre los niveles de señal percibidos.
 - La existencia de un umbral límite de percepción independiente de la frecuencia de la señal.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. Al terminar una línea de transmisión metálica con su impedancia característica:
- Se logra transferir la máxima potencia a la carga y evitar reflexiones.
 - Se logra transferir la máxima potencia a la carga, pero no evitar reflexiones.
 - No se logra transferir la máxima potencia a la carga, pero si evitar reflexiones.
 - No se logra transferir la máxima potencia a la carga, ni evitar reflexiones.
6. En un sistema de transmisión por fibra óptica se cumple que:
- $\Delta\lambda$ es mayor si el emisor es un LED que si es un diodo láser.
 - $\Delta\lambda$ sólo limita el ancho de banda transmisible por la fibra si ésta es de perfil de índice gradual.
 - $\Delta\lambda$ se puede aproximar, cuando es muy pequeño, por $(n_1 - n_2)/n_1$.
 - Las dispersiones debidas al material y al efecto guía onda se cancelan para cierto valor de λ de la primera ventana.
7. En el paso de $4H$ a $2H$, la potencia a la salida del circuito híbrido en caso de desadaptación de impedancias es:
- Igual a la potencia a la entrada del circuito híbrido.
 - Igual a la potencia a la entrada del circuito híbrido menos 3 dB.
 - Igual a la potencia a la entrada del circuito híbrido menos 3,5 dB.
 - Menor que la potencia a la entrada del circuito híbrido menos 3,5 dB.
8. El factor de ruido de una sección homogénea f_{sh} con una línea de atenuación a y un amplificador de factor de ruido f es
- $f_{sh} = f$
 - $f_{sh} = a$
 - $f_{sh} = af$
 - $f_{sh} = a/f$
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
9. La probabilidad de error de un sistema de transmisión digital por línea:
- Aumenta cuadráticamente con el número de secciones.
 - Es independiente de la existencia de igualación del canal.
 - Aumenta linealmente con la amplitud de señal recibida.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. En los sistemas de transmisión por fibra óptica se cumple que:
- El codificador de línea nunca introduce redundancia.
 - Se incluye siempre en un aleatorizador que entrelaza los bits para proteger la señal frente a ráfagas de errores.
 - Es necesario considerar el margen de desvanecimiento por envejecimiento del emisor óptico.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

I-18 En el laboratorio de codificación de señales acústicas se dispone de un sistema de cuantificación MIC algo anticuado que tiene las siguientes características:

- Permite cuantificar únicamente muestras positivas de la señal.
- Emplea 6 bits para la codificación de cada muestra, realizando una aproximación de la ley A por siete segmentos rectos de manera idéntica a la del MIC de 8 bits pero distribuyendo los bits de la siguiente manera: los tres bits más significativos indican el segmento y los tres menos significativos el intervalo dentro del segmento que corresponde a la muestra que se quiere cuantificar.
- Permite fijar el valor de sobrecarga que se va a emplear para la cuantificación a un valor entero comprendido entre 1 y 10 V. De esta manera, el cuantificador permite un cierto grado de adaptación a señales de entrada con diferente rango dinámico y distribución de probabilidad de sus muestras.

Sabiendo que para la realización de la primera práctica del laboratorio se fija el valor de sobrecarga a 2 V, se pide:

- a) Codificación de una muestra de 0,18 V.
- b) Valor de reconstrucción correspondientes a la palabra 0111110.
- c) ¿Cuál sería el error de cuantificación cometido al asignar a una muestra de la señal la palabra código del apartado anterior?

Para la segunda práctica del laboratorio se emplea el mismo cuantificador de 6 bits para cuantificar muestras de una señal de la que se conoce lo siguiente:

- Su rango dinámico no está acotado
- La amplitud de sus muestras presenta una distribución exponencial negativa de la forma $f(x) = e^{-x}$.

Con objeto de poder adaptar el cuantificador a las características de esta señal se pide:

- d) Sabiendo que el valor de sobrecarga es un valor entero comprendido entre 1 y 10 V, determinar por tanteo qué valor de sobrecarga habría que emplear en el cuantificador para que la potencia de ruido de cuantificación debida a que el cuantificador en sobrecarga sea $\sigma^2_{\text{sobrecarga}} < 0,1$.

Nota: $\int x^2 e^{-x} dx = -e^{-x}(x^2 + 2x + 2)$.

Junio-02

I-19 Una sección de línea de transmisión por cable coaxial posee una característica de fase que se puede modelar por la expresión: $\phi[\text{rad}] = -10^{-14}w^2$, con $w = 2\pi f$.

Suponiendo que por dicho medio se introduce una señal con un ancho de banda total de 100 kHz y centrado a la frecuencia de portadora de 950 kHz, calcular:

- a) Variación del retardo de grupo entre las frecuencias máxima y mínima de la señal.
- b) Retardo de fase de la portadora.
- c) Sabiendo que la velocidad de grupo a la frecuencia de 10 MHz es aproximadamente 300.000 km/s, calcule la longitud de la sección.
- c) Indique como mediría el retardo de grupo.

Junio-02

I-20 1. El sistema actual de telefonía en baja frecuencia es dúplex porque:

- a) El par de abonado tiene dos hilos (uno para hablar y otra para escuchar).
 - b) Permite la transmisión en ambos sentidos, pero no simultáneamente.
 - c) Permite la transmisión simultánea en ambos sentidos.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
2. Si el valor de una magnitud, X, es 3 Belios mayor que otra, Y,
- a) $X = 1.000 Y$ b) $X \approx 2 Y$ c) $X \approx 2.000 Y$ d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
3. El audio estéreo digital para TV analógica se ha muestreado a 32 kHz por canal y se ha codificado empleando un sistema MIC a 14 bpm (bits por muestra). Si se realiza una comprensión de 14 bpm a 10 bpm y la velocidad final del audio es de 728 kb/s, la redundancia que se ha añadido está en el rango:
- a) 0-10% b) 10-20 % c) 20-30 % d) 30-40 % d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. En un amplificador telefónico con un ancho de banda 300-3.400 Hz se introduce a su entrada dos tonos de frecuencias $f_1 = 1 \text{ kHz}$ y $f_2 = 2 \text{ kHz}$. Indique los productos de intermodulación de tercer orden que caen dentro de la banda.
- a) 1 kHz y 2 kHz. b) 1 kHz y 3 kHz. c) 3 kHz. d) 3,1 kHz. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

Ingenieros de Telecomunicación
STTR

I-20 Continuación:

5. La ponderación kilométrica es un factor de corrección en las medidas del nivel de:
 - a) Señal. b) Ruido. c) Señal y ruido. d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. La aproximación de alta frecuencia para líneas de transmisión metálicas se puede usar cuando $wL \gg R$ y $wC \gg G$.
 - a) En tal caso, $Z_0 \approx \sqrt{L/C}$ y $\alpha \approx \beta \approx \sqrt{wRC/2}$.
 - b) En tal caso, $Z_0 \approx \sqrt{L/C}$ y $\alpha \approx R/(2Z_0)$ y $\beta \approx w\sqrt{LC}$.
 - c) Falso: éstas no son las únicas condiciones que deben cumplirse para poder aplicar la aproximación mencionada.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
7. En un sistema de transmisión por radio, las pérdidas básicas de propagación en espacio libre (en unidades naturales).
 - a) No consideran la atenuación debida a la interacción con el medio.
 - b) Se deben a que una energía radiada en todas las direcciones se recibe en una superficie limitada.
 - c) Crecen en proporción con los cuadrados de distancia y frecuencia de transmisión.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. En un amplificador de línea de un sistema analógico se mide cuando su salida está a 0 dB una cierta cantidad de potencia de ruido de intermodulación de tercer orden. Indique cuando su salida esté a L dB el aumento en dB de ruido que se obtendría en un punto de nivel relativo cero.
 - a) L b) 2L c) 3L d) 4L
9. Los conversores eléctrico-ópticos se caracterizan por:
 - a) La corriente de oscuridad b) La responsividad c) El coeficiente de dispersión de guionda.
 - d) La apertura numérica. e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. La reutilización de frecuencias en los sistemas de comunicaciones móviles es imprescindible para que:
 - a) Se pueda reducir la potencia transmitida por el móvil.
 - b) Dos usuarios situados en la misma célula puedan comunicarse entre sí.
 - c) Se aumente el número de usuarios simultáneos.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

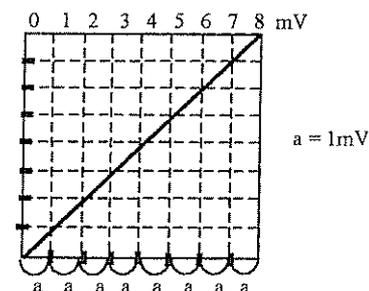
Septiembre-02

I-21 Sean tres cuantificadores-codificadores, que se describen más adelante, y que presentan las siguientes características comunes:

- 3 bits • el primer IC tiene una anchura, Δ_{k_0} , $\alpha = 1$ mV, • sólo admiten muestras positivas.
- los IC se numeran desde $IC_0 (\Rightarrow 000)$ hasta $IC_{m\acute{a}x} (\Rightarrow 111)$ • valor de reconstrucción en la mitad del IC.

Para cada uno de ellos se pide:

1. Dibujar la característica del cuantificador indicando con detalle los segmentos e IC (poner valores numéricos). A modo de ejemplo se da ya el resultado para el primer cuantificador.
2. Valor de sobrecarga y anchura del último IC.
3. Palabra código y valor de reconstrucción de una muestra de valor $x(n) = 0,027$ V.
 - a) Cuantificador uniforme
 - b) Cuantificador no uniforme con 2 bits para segmentos y 1 bit para IC. La anchura de cada segmento es el doble que la del anterior.
 - c) Cuantificador no uniforme en el que la anchura de cada IC se incrementa Δ_{k_0} con respecto a la del anterior IC.



Septiembre-02

I-22 Sea una sección de cable de pares en la que se miden las siguientes impedancias a la frecuencia de 1.020 Hz:

- circuito abierto $Z_a = 700 e^{j0,7} \Omega$
- circuito cerrado $Z_c = 800 e^{-j0,8} \Omega$.
- Calcular la impedancia característica para dicha frecuencia.

Septiembre-02

I-23 Un sistema receptor de radio está compuesto por los siguientes elementos en cadena (cuyas características están medidas a la frecuencia de trabajo):

- Antena parabólica de ganancia de recepción $G_r = 35$ dB
- acoplador con unas pérdidas en tensión $l_v = 1,26$.
- amplificador de bajo ruido, LNA, de ganancia $G_{LNA} = 30$ dB.
- demodulador digital.

Calcular la potencia de la señal (en dBm) a la entrada del demodulador si la potencia de señal recibida por la antena es $p_r = 1 \mu W$.

Septiembre-02

I-24 Una fibra óptica monomodo presenta un coeficiente de dispersión de material nulo para $f = 222$ THz. A dicha frecuencia, y con un emisor de anchura espectral $\Delta\lambda = 2$ nm, se mide un ancho de banda $B = 1$ THz·km.

- a) Calcular la dispersión total (en ps) par un enlace de 100 km de fibra que trabaja a dicha frecuencia y con el emisor en cuestión
- b) Calcular el coeficiente de dispersión por efecto guía-onda.
- c) Suponiendo que a muy altas velocidades binarias se mide una dispersión adicional que es independiente de las anteriores, y cuyo valor varía como $0,5 \text{ps}/\sqrt{\text{km}}$, calcular el nuevo valor de dispersión total (en ps).

Septiembre-02

I-25 1. Un nivel de 10 dBu medido sobre una carga de impedancia $Z = 6.000 \Omega$ equivale a:

- a) 10 dBm b) -20 dBm c) 10 dBr d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
2. La ponderación sofométrica para un canal telefónico con banda vocal de [200-3.678] Hz resta al nivel de ruido:
- a) 2,0 dB b) 2,5 dB c) 3,0 dB d) 3,6 dB e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
3. La cuantificación no uniforme robusta se emplea para:
- a) Igualar la contribución de ruido de cada intervalo de cuantificación.
 - b) Conseguir una relación señal a distorsión casi independiente de la amplitud de la señal.
 - c) Asegurar la desaparición del ruido de sobrecarga.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. La codificación de la fuente sirve para:
- a) Proteger la señal digital frente a los errores de transmisión.
 - b) Adaptar la señal a las características del medio de transmisión.
 - c) Equilibrar la proporción de unos y ceros.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. En todo medio ideal que se pueda modelar mediante un sistema lineal e invariante:
- a) La señal recibida es igual a la transmitida excepto por un factor de escala.
 - b) El módulo de la función de transferencia es constante.
 - c) La fase es proporcional a la derivada de la frecuencia.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

I-25 Continuación:

6. En una línea metálica, el módulo del coeficiente de reflexión en un punto, $|\rho(x)|$:
 - a) Disminuye al aumentar x .
 - b) Aumenta siempre que se aumenta la impedancia característica.
 - c) Disminuye siempre que se aumenta la impedancia característica.
 - d) Es nulo si existe adaptación de impedancias en la carga.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
7. Sea $x(t) = v \cos \omega_0 t$ la señal de entrada a un sistema no lineal, de respuesta $y(t) = \sum_{i=0}^n a_i x^i(t)$. Se define el coeficiente de distorsión del armónico n -simo como:
 - a) $a_{n-1} v^n / 2^n$ para $n > 1$.
 - b) $a_{n-1} v^n / 2^n$ para $n > 0$.
 - c) $a_n v^{n-1} / 2^n$ para $n > 1$.
 - d) $a_n v^{n-1} / 2^n$ para $n > 0$.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. Sea un cable coaxial, de atenuación kilométrica α dB/km y longitud L km, dispuesto en una canalización que mantiene su temperatura constante a t_c . El factor de ruido del cable tiene la siguiente expresión:
 - a) $f = (\alpha L - 1) t_c$.
 - b) $f = (\alpha L t_c - 1)$.
 - c) $f = 1 + (\alpha - 1) t_c$.
 - d) $f = 1 + (\alpha L - 1) t_c$.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
9. Si se usa un codificador de canal Reed-Solomon (204, 188) para proteger una señal de 1,5 Mb/s, la velocidad binaria resultante es:
 - a) 128 kb/s.
 - b) 1,382 Mb/s.
 - c) 1,628 Mb/s.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. La principal ventaja de la transmisión digital frente a la analógica estriba en que se presenta mayor:
 - a) Robustez frente al ruido.
 - b) Flexibilidad y eficiencia en el uso del canal.
 - c) Independencia de los equipos del tipo de señales.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.

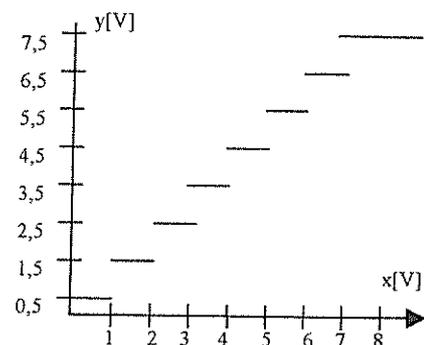
Junio-03

I-26 Se desea comparar dos sistemas para cuantificar y codificar muestras $x \in [-8; +8]$ V con palabras de cuatro bits, de los que el primero se reserva para su signo y los tres restantes para su magnitud.

Sistema Q1 con cuantificador uniforme simétrico.

La figura muestra la característica de cuantificación para muestras positivas. A las muestras $x_k \in (k; k+1)$ V, con $k < 8$, se les asigna el código $c = \text{"PIII"}$ y el valor de reconstrucción $y_k = (k+0,5)$ V. (código: "p" es 1 para muestras positivas; "III" es k en notación binaria).

- a) Calcular las palabras código, los valores de reconstrucción y los errores de cuantificación para las muestras $x_+ = +0,2$ V y $x_- = -4,3$ V.



Sistema Q2 con cuantificador no uniforme simétrico.

Se basa en la aproximación lineal de la ley A de la Rec. UIT-T G.711, pero destinando dos bits al segmento y uno al intervalo de cuantificación (IC). Así las palabras código tienen la forma $c = \text{"PSSI"}$.

- b) Dibujar su característica de cuantificación para muestras positivas, indicando con detalle todos los valores de decisión y de reconstrucción, los segmentos y los IC.
- c) Calcular las palabras código, los valores de reconstrucción y los errores de cuantificación para las muestras $x_+ = +0,2$ V y $x_- = 4,3$ V.

Comparación de ambos sistemas.

d) Determinar:

- Los errores de cuantificación máximo y mínimo que pueden cometer los sistemas Q1 y Q2.
- Cuánto mayor o menor es el error medio de cuantificación cometido por Q1 frente al Q2. Realizar la comparación para muestras en los rangos: $|x| < 2$ V, 2 V $< |x| < 4$ V, 4 V $< |x| < 8$ V, 8 V $< |x|$

Junio-03

I-27 Sea una instalación de distribución de televisión por cable (canales de 8 MHz) a una comunidad de viviendas unifamiliares compuesta por los siguientes elementos (en este orden):

- Antena de televisión terrenal.
- Elementos de conexión de antena equivalentes a un atenuador pasivo de 2 dB.
- Amplificador de cabecera con ganancia $G = 30$ dB y factor de ruido $F = 1$ dB.
- Cable coaxial con atenuación $\alpha[\text{dB/km}] = 2,3 \sqrt{f[\text{MHz}]} + 0,003 f [\text{MHz}]$
- Amplificador en cada vivienda con ganancia $G = 20$ dB y factor de ruido $F = 12$ dB.

Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$
 - Temperatura de referencia $t_0 = 290$ K
- a) Calcule la distancia máxima entre la cabecera y cada vivienda si el nivel de señal de entrada es de -32 dBm y se debe garantizar una señal de -20 dBm en cada receptor de televisión. Se considera la frecuencia máxima de 830 MHz y se desprecia la atenuación por distribución de la señal dentro de la vivienda.
 - b) Obtenga la temperatura equivalente del sistema y el factor de ruido del mismo.
 - c) Obtenga la potencia de ruido a la salida en dBm.
 - d) Obtenga la relación señal a ruido a la entrada del televisor. ¿Existe algún margen sobre el valor mínimo de 43 dB?

Junio-03

I-28 1. La radiodifusión terrenal de TV PAL es:

- a) Símplex por transmitirse por la atmósfera.
 - b) A 2H por transmitirse por la atmósfera.
 - c) Símplex por ser un sistema radio.
 - d) A 2H por ser un sistema radio.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
2. La velocidad binaria reservada para transmitir muestras de voz en un sistema MIC de 30 canales telefónicos es nominalmente.
 - a) El 93,75 de la velocidad binaria del sistema.
 - b) El 100% de la velocidad binaria del sistema.
 - c) 2.480 Mb/s.
 - d) Un porcentaje variable de la velocidad binaria del sistema.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
 3. La asignación del valor de reconstrucción de cada intervalo de cuantificación se diseña para:
 - a) Minimizar el efecto del ruido de sobrecarga.
 - b) Adaptar la función densidad de probabilidad al número de intervalos.
 - c) Facilitar el cálculo del valor del ruido total.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
 4. Una señal de vídeo en componentes (luminancia más dos diferencias de color) con 25 cuadros entrelazados por segundo cada uno con 500 líneas y 1.000 columnas visibles, formato de color 4:2:0 y 8 bits por muestra tiene una velocidad binaria de:
 - a) 100 Mb/s.
 - b) 150 Mb/s.
 - c) 200 Mb/s.
 - d) 300 Mb/s.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
 5. Cuál de las siguientes afirmaciones respecto a la velocidad de fase y la velocidad de grupo no es correcta.
 - a) Ambas son equivalentes si el medio de transmisión es ideal.
 - b) La velocidad de grupo carece de significado salvo para señales de banda estrecha modulada.
 - c) La velocidad de fase representa exclusivamente variaciones de la fase de las componentes en régimen permanente.
 - d) Para el caso de una señal modulada, la velocidad de fase indica siempre la velocidad a la que se propaga la señal.
 6. En líneas de transmisión metálicas la condición de no distorsión se suele alcanzar:
 - a) Reduciendo el diámetro de los conductores.
 - b) Disminuyendo la perditancia.
 - c) Aumentando la autoinducción.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

I-28 Continuación:

7. A la hora de considerar varios tipos de perturbaciones en un mismo medio, es necesario tener en cuenta que:
- La reflexiones de las señales se suelen sumar en potencia.
 - El ruido térmico se suele sumar en tensión.
 - Las perturbaciones de intermodulación de segundo orden se suelen sumar en potencia.
 - La diafonía se suele sumar en tensión.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. En un sistema de transmisión telefónica con tramos a dos y cuatro hilos, se define la pérdida entre extremos a dos hilos como la atenuación que experimenta la señal.
- En el circuito híbrido al repartir la señal entrante al mismo entre las dos puertas adyacentes.
 - Que se refleja por desadaptación de impedancias en el tramo a 2H y vuelve a introducirse en el tramo a 4H.
 - Que se refleja por desadaptación de impedancias en el tramo a 4H y vuelve a introducirse en el tramos a 2H.
 - Que se refleja en la carga de equilibrio del circuito híbrido.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
9. Una modulación PAM comparte con una QAM los parámetros v_t (velocidad de transmisión en símbolos por segundo) y α (de sus pulsos con espectro en raíz cuadrada de coseno alzado). El ancho de banda usado por la modulación PAM es:
- El doble del de la QAM.
 - El mismo del de la QAM.
 - La mitad del de la QAM.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. La relación mínima de señal a interferencia en un sistema de comunicaciones móviles depende:
- Del número total de células.
 - Del cociente entre la distancia de reutilización y el radio de la célula.
 - Del tipo de antenas empleado en los terminales móviles.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Septiembre-03

I-29 La recomendación UIT_R BT.601 especifica cómo se ha de cuantificar las muestras de la señal discreta $E_Y \in [0;1]$, llamada "luminancia normalizada", para obtener la señal digital Y de 8bpp (bits por pixel):

$Y = O(a_Y E_Y + b_Y)$, siendo $a_Y = 219$, $b_Y = 16$, y $O(x)$ el entero más próximo a x.

La señal \bar{E}_Y reconstruida se calcula así: $\bar{E}_Y = (Y - b_Y) / a_Y$.

De manera análoga, esa misma recomendación especifica cómo se debe cuantificar las muestras de las "crominancias renormalizadas", E_{Cr} , $E_{Cb} \in [-0,5; +0,5]$, para obtener las señales digitales C_r y C_b de 8 bpp, y cómo reconstruir aquéllas a partir de éstas:

$C_{r,b} = O(a_C E_{Cr,b} + b_C)$, con $a_C = 224$ y $b_C = 128$; $\bar{E}_{Cr,b} = (C_{r,b} - b_C) / a_C$ (léase " $C_{r,b}$ " como " C_r o C_b ").

Rangos dinámicos de las señales digitales de 8 bpp

- ¿Es simétrico el cuantificador de Y? ¿Cuántos niveles son efectivamente usados para Y de los $2^8 = 256$ posibles?. De los restantes, que se reservan para señalización (de comienzo de línea y de campo, etc.), ¿Cuántos quedan por debajo de los usados para señal (0, 1,...) y cuántos por encima (...254, 255)?
- El cuantificador de $C_{r,b}$, que es simétrico, ¿tiene "corte central" (es decir, al 0 como valor de reconstrucción)? ¿Cuántos son los niveles usados para la señal y reservados por abajo y por arriba en el caso de $C_{r,b}$?

Señales digitales de $n < 8$ bpp

- Para ahorrar bits, se decide cuantificar tanto Y como $C_{r,b}$ con 7 bpp. Manteniendo la proporción en el reparto de niveles (reservados por abajo: usados para señal; reservados por arriba) recomendada para 8 bpp, determinar el nuevo reparto para 7 bpp y los nuevos valores den a_Y , b_Y , a_C y b_C .
- Repetir apartado (c) para 6 bpp.

Septiembre-03

- I-30 Sea un enlace por fibra óptica monomodo empleado para comunicar dos ciudades distantes 100 km. El diámetro del núcleo de la fibra es de 10 μm , su apertura numérica 0,11, su atenuación es $\alpha = 0,25$ dB/km y el ancho de banda total que permite es de 2,09 GHz.
- Justifique numéricamente cuál será la ventana de trabajo.
 - Sabiendo que $D(\lambda) = 2,1$ ps/nm·km para dicha fibra. ¿Cuál será la anchura espectral máxima del emisor óptico ($\Delta\lambda$) que se puede emplear?
 - Estimando que las pérdidas en los conectores situados en los extremos son de 0,5 dB por conector, y que las pérdidas por empalmes equivalen a 0,1 dB/km, indicar la potencia que debe inyectar el emisor en la fibra para que la potencia recibida supere el valor mínimo de -40 dBm.
 - Si en lugar de emplear fibra óptica se decide utilizar un radioenlace terrenal que cubra la misma distancia, teniendo antenas de 35 dB de ganancia y una atenuación de campo de 10 dB, indicar la potencia en vatios que habría que emitir para que la potencia recibida supere los mismos -40 dBm anteriores cuando la frecuencia de trabajo es 8,1 GHz.

Septiembre-03

- I-31 1. La señal en un punto de un sistema está compuesta por dos tonos de la misma frecuencia y fase. ¿Cuál es la potencia de la señal si cada tono tiene un nivel de -10 dBm?
- 20,0 dBm
 - 7,0 dBW
 - 0,2 mW
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
2. Algunas administraciones definen el nivel en dBV como $20 \log(v_{\text{eficaz}}/1)$. Indique en este caso la relación entre los dBm y dBV.
- $\text{dBm} = \text{dBV} + 10 \log(1000/R)$
 - $\text{dBm} = \text{dBV} + 20 \log(1000/R)$
 - $\text{dBm} = \text{dBV} + 10 \log(600/R)$
 - $\text{dBm} = \text{dBV} + 10 \log(R/1000)$
3. Sea una señal de vídeo en componentes R G B con 50 imágenes por segundo, cuya componente G tiene 750 x 1.000 muestras y cuyo muestreo de color 4:4:4. ¿Qué velocidad binaria presenta si sus muestras se cuantifican respectivamente con 4 bits, 8 bits y 2 bits?
- 450 Mb/s.
 - 525 Mb/s.
 - 600 Mb/s.
 - 900 Mb/s.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. La codificación de canal tiene como función:
- Reducir la redundancia presente en la señal binaria pudiendo introducir distorsión.
 - Reducir la redundancia presente en la señal binaria pudiendo introducir distorsión si ésta no es perceptualmente relevante.
 - Añadir redundancia a la señal binaria para protegerla frente a errores de transmisión.
 - Añadir redundancia a la señal binaria para adaptarse al ancho de banda disponible en el canal.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. La impedancia característica de una línea metálica de parámetros primarios R, L, C y G por la que se transmite una señal modulada sobre una portadora de pulsación ω es igual a:
- $\sqrt{(G + j\omega C)/(R + j\omega L)}$.
 - $\sqrt{(L + j\omega R)/(C + j\omega G)}$.
 - La impedancia de carga en el extremo final de la línea.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. La ganancia (en unidades naturales) de una antena parabólica:
- No es realmente una ganancia, sino una mayor concentración de energía que la de la antena isótropa para una dirección dada.
 - Se cuadruplica si se duplica el radio de la antena.
 - Se cuadruplica si se duplica la frecuencia de la señal transmitida.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
7. Indique lo que no es correcto:
- El ruido de granalla depende de la corriente media que atraviesa la unión de un semiconductor.
 - La medida del factor de ruido de un cuadripolo se realiza a una temperatura de referencia.
 - La temperatura equivalente de ruido de un cuadripolo no depende de la temperatura de la fuente.
 - La temperatura equivalente de un cuadripolo real puede ser negativa.
8. En el análisis de ruido de una cadena de transmisión se considera habitualmente:
- Ruido térmico, diafonía e intermodulación de 1^{er} orden.
 - Ruido térmico, diafonía e intermodulación de 2^o y 3^{er} orden.
 - Ruido industrial, diafonía e intermodulación de 1^{er} orden.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

Ingenieros de Telecomunicación

STTR

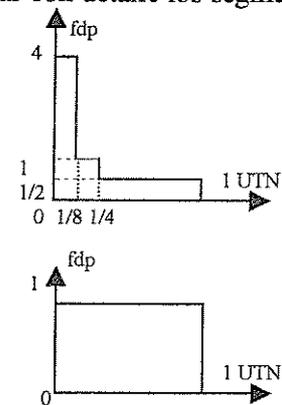
I-31 Continuación:

9. Si se describe un desvanecimiento por $P = k10^{-F/10}$ el valor de F es:
- La potencia de señal recibida en dBm en situación de desvanecimiento.
 - El valor del desvanecimiento esperado en el 50% del tiempo.
 - La caída total de señal en dB máxima que se considera aceptable para esa P.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 10 El ancho de banda de un enlace digital a 20 Mb/s, basado en una modulación 64-QAM, en el que el factor de redondeo es $\alpha = 0,35$, es:
- 18 MHz.
 - 9 MHz.
 - 4,5 MHz.
 - 2,25 MHz.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Junio-04

I-32 Se dispone un cuantificador basado en la aproximación de la ley A por tramos rectilíneos que se realiza en la Rec. UIT-T G.711 con las siguientes características:

- Sólo se admiten muestras positivas:
 - Cada muestra se codifica con 4 bits utilizando 2 bits para indicar el segmento y 2 bits para el intervalo de cuantificación.
- Dibujar la aproximación de la ley A siguiendo el mismo mecanismo de especificación de segmentos e intervalos de cuantificación que en la Rec. UIT-T G.711, pero sólo para 4 bits (2 de segmento y 2 de intervalo de cuantificación) existiendo sólo muestras positivas. Especificar con detalle los segmentos e intervalos de cuantificación.
 - Determinar la palabra código resultante para 0,76 UTN.
 - Calcular la potencia de ruido de cuantificación para la señal $x_1(x_1, \in [0,1])$, cuya función densidad de probabilidad se muestra en la figura. Suponga que no hay sobrecarga y que los intervalos de cuantificación cubren todo el rango de la señal de entrada.
 - Se considera ahora que la señal que se pretende cuantificar en $x_2(x_2, \in [0,1])$, cuya función densidad de probabilidad se muestra en la figura. Justificar razonadamente si la potencia del ruido de cuantificación resultante para x_2 es mayor o menor que la correspondiente para x_1 .



Junio-04

I-33 Una plataforma digital para distribuir su programación, emplea un satélite geostacionario situado a 38.500 km de la tierra. Este satélite tiene dos antenas parabólicas (receptora y emisora), cada una con un diámetro de 0,725 m y unas pérdidas adicionales de 0,50 dB.

La estación terrena desde la que se emiten los programas de televisión multiplexados tiene una antena parabólica de diámetro 4,08 m y unas pérdidas adicionales de 0,50 dB, emitiendo en una frecuencia de 13,87 GHz. La recepción de los programas se realiza a una frecuencia de 11,02 GHz, mediante una antena parabólica de diámetro 1,15 m y 0,50 dB de pérdidas adicionales, situada en la parte superior de un edificio.

NOTA: La ganancia de una antena parabólica sigue la expresión

$$G = 18 + 20 \log D[m] + 20 \log f [GHz].$$

- Determinar las pérdidas básicas en espacio libre de los enlaces ascendente y descendente.
- Sabiendo que la estación terrena emite con una potencia de 1 kW, determinar la potencia de la señal recibida en el satélite en dBW.
- ¿Cuál es la ganancia mínima que deben tener los amplificadores del satélite para asegurar que en la parabólica del edificio se reciben $-90,00$ dBm de potencia?
- Los $-90,00$ dBm recibidos en la antena del edificio son trasladados en frecuencia y amplificados para ser transmitidos mediante cable coaxial hasta la entrada de un IRD (Integrates Receiver Decoder) que se encarga de extraer los diferentes programas y mostrárselos al usuario en su televisor.

(Continúa)

I-33 Continuación:

Sabiendo que la frecuencia máxima de la señal es 972 MHz, que la atenuación del coaxial a una temperatura de 10°C sigue la expresión: $\alpha(10^\circ\text{C})[\text{dB/km}] = 2,38 \sqrt{f[\text{MHz}]} + 0,002 f [\text{MHz}]$ y que el coeficiente de temperatura es 0,002, indicar cuál es la ganancia del conjunto (convertor de frecuencia y amplificador) necesaria para asegurar que, a temperaturas máximas de 40°C, la potencia de entrada al IRD es de -45 dBm, estando éste situado a una distancia de 100 m de la base de la antena.

Junio-04

I-34 1. Los sistemas de transmisión semiduplex:

- a) Permiten la transmisión de señal en ambos sentidos simultáneamente.
 - b) Permiten la transmisión de señal en ambos sentidos alternativamente.
 - c) Permiten exclusivamente la transmisión de señal en un único sentido.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
2. El sistema de difusión de TV analógica:
- a) Transmite la señal de vídeo en sus componentes R.G.B.
 - b) Permite transmitir la información de audio en formato digital.
 - c) Imbrica la señal de audio en el espectro de la señal de vídeo.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
3. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones sobre cuantificación es correcta?
- a) Los cuantificadores con corte central no pueden ser uniformes.
 - b) La potencia del ruido de cuantificación no está acotada.
 - c) La potencia del ruido granular no está acotada.
 - d) Cada bit adicional en un cuantificador uniforme aumenta la potencia del ruido de cuantificación en 6 dB.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
4. En los codificadores predictivos, la predicción de una muestra $x(n)$ debe basarse en:
- a) Valores originales de las muestras anteriores.
 - b) Valores cuantificados de las muestras anteriores.
 - c) Valores reconstruidos de las muestras anteriores.
 - d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. En una línea de transmisión metálica sin distorsión se cumple:
- a) $RC = GL$ b) $RL = GC$ c) $LG \ll RC$ d) $LG \gg RC$ e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. En una línea de transmisión metálica, la impedancia que se mide en un punto cualquiera de la línea:
- a) Coincide con la impedancia característica siempre que exista adaptación imagen en la carga.
 - b) Coincide con la impedancia característica siempre que exista adaptación conjugada en la carga.
 - c) Sólo difiere de la impedancia característica si ésta es compleja.
 - d) Solo difiere de la impedancia característica si el coeficiente de reflexión es nulo en ese punto.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
7. En un amplificador que funciona en régimen cuasi-lineal se introducen dos tonos de igual amplitud, indicar la variación de un producto de intermodulación de orden tres expresado en dBm en función de la potencia de entrada de un tono expresado también en dBm.
- a) $P_{i3} [\text{dBm}] = \text{cte} + 2P_{in} [\text{dBm}]$ b) $P_{i3} [\text{dBm}] = \text{cte} + 3P_{in} [\text{dBm}]$ c) $P_{i3} [\text{dBm}] = \text{cte} + P_{in} [\text{dBm}]$ d) $P_{i3} [\text{dBm}] = \text{cte} - 2P_{in} [\text{dBm}]$
8. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones con respecto al ruido es correcta?
- a) En un sistema analógico no se puede aumentar la relación señal a ruido con amplificadores reales.
 - b) El factor de ruido f de un cuadripolo siempre es mayor que la unidad aunque el dispositivo se use a una temperatura menor que la de referencia.
 - c) El concepto de temperatura equivalente sirve para modelar potencia de ruido interno (n_{int}) de un cuadripolo.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

I-34 Continuación:

9. La codificación de canal sirve para:
 - a) Disminuir la probabilidad de error (P_e) manteniendo la velocidad binaria de información (v_b) y la potencia transmitida (p_t).
 - b) Aumentar v_b manteniendo P_e y p_t .
 - c) Disminuir p_t manteniendo P_e y v_b .
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. En los conversores óptico-eléctricos se define la responsividad como:
 - a) La corriente de ruido debida a la polarización del diodo se suma a la corriente generada (después de la multiplicación) por la recepción de la luz.
 - b) El cociente entre la corriente generada (después de la multiplicación) y la potencia óptica incidente.
 - c) El cociente entre la potencia óptica incidente y la corriente generada (después de la multiplicación).
 - d) El cociente entre el rendimiento cuántico del dispositivo y la corriente eléctrica generada (después de la multiplicación).
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

Septiembre-04

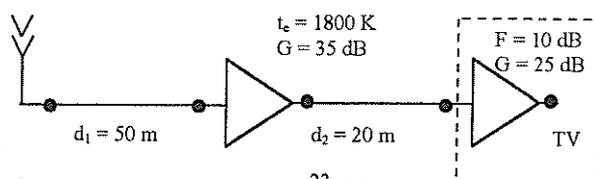
I-35 Se considera la transmisión de una secuencia de vídeo por un canal de baja velocidad.

- a) La secuencia se captura con una cámara R, G, B que tiene un sensor con 288×352 píxeles, adquiere 30 imágenes por segundo y cuantifica las muestras con 256 niveles/muestra. Obtenga la velocidad binaria de salida.
- b) La señal anterior se convierte al formato QCIF (Y, C_R, C_B , muestreo de crominacia 4:2:0, 144×176 píxeles, 30 imágenes/segundo, 8 bit/muestra). Obtenga la velocidad binaria resultante.
- c) A continuación se aplica una compresión de 24,3:1 seguida de una codificación de canal RS(255,239). Obtenga la velocidad binaria resultante.
- d) Si se almacena un clip de 60 segundos, obtenga el tiempo de transmisión si el canal considerado permite 56 kb/s.
- e) Si la señal original R, G, B tiene un rango $[0V, 2V]$, obtenga la palabra código para una muestra de 1,2 V el valor reconstruido y el error cometido, sabiendo que se emplea un cuantificador uniforme.

Septiembre-04

I-36 La figura muestra un sistema de recepción de televisión muy simple, que consta de una antena, y de un equipo formado por:

- Un tramo de cable coaxial de 50 m de longitud.
- Un amplificador repetidor de banda ancha, que cubre el espectro de las bandas IV y V de UHF, es decir, de 470 MHz a 862 MHz, que presenta una temperatura equivalente de ruido de 1800 K, y una ganancia de 35 dB.
- Otro tramo de cable coaxial de 20 m de longitud, que conecta el amplificador, también de banda ancha, con el receptor de televisión.
- El receptor de televisión, caracterizado por presentar a su entrada un amplificador, también de banda ancha, cuyo factor de ruido vale 10 dB, y cuya ganancia vale 25 dB.



Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K.
- Temperatura de referencia. $t_0 = 290$ K.

(Continúa)

I-36 Continuación:

- a) Sabiendo que los dos tramos de cable coaxial son del mismo tipo de cable, con una atenuación $\alpha = 20$ dB/100 m, calcular el valor de las atenuaciones de ambos tramos en unidades naturales.
- b) Calcule el factor de ruido total del conjunto formado por los cables, el amplificador repetidor de banda ancha, y el amplificador del receptor de televisión. Considérese que todo el equipo se encuentra a una temperatura de 310 K.
- c) Calcule la temperatura equivalente de ruido del conjunto anterior referida a la entrada del primer tramo de cable.
- d) Calcule la potencia total de ruido en (dBm) a la salida del amplificador del receptor de televisión si la temperatura de fuente de ruido captada por la antena es de 250 K.
- e) Calcule la potencia total de ruido (en dBm) referida a la entrada del amplificador del receptor de televisión.

Septiembre-04

- I-37 1. Sean dos centrales telefónicas unidas por 10 pares de cobre, que son utilizados para su explotación con el sistema MIC de 2Mb/s ¿Cuántas conversaciones telefónicas (dúplex) pueden cursar como máximo?
- a) 150 b) 160 c) 300 d) 320 e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
2. La adaptación imagen de impedancias sirve para:
- a) Maximizar la potencia entregada a la carga.
 - b) Minimizar la potencia reactiva devuelta por la carga.
 - c) Optimizar la corriente generada.
 - d) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 3.Cuál de las siguientes afirmaciones sobre la transformación DCT es falsa:
- a) Comprime la señal (reduce el n° de bits) sin pérdidas.
 - b) Descorrelaciona los datos originales de la señal sobre los que se aplica.
 - c) Preserva la energía total de la señal.
 - d) Es un procesamiento reversible.
4. Siendo Δ_{s_n} UTN la amplitud de cada IC del segmento n de un cuantificador MIC de la Rec UIT-T G.711. ¿Cuál es su menor valor de reconstrucción en UTN?
- a) 0 UTN b) $-\Delta_{s_0}$ UTN c) $-\frac{1}{2}\Delta_{s_0}$ UTN d) $-\Delta_{s_T}$ UTN e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
5. La velocidad de fase y la del grupo coinciden:
- a) Para señales de banda estrecha moduladas.
 - b) Para frecuencias puras.
 - c) Cuando la fase varía linealmente con la frecuencia.
 - d) Nunca pueden coincidir cuando tenga sentido hablar de velocidad de grupo.
6. En una línea metálica se verifica que:
- a) Cuando $R = G = 0$ la línea no atenúa ni distorsiona.
 - b) Cuando $RC = LG$ la línea atenúa pero no distorsiona.
 - c) Operando en baja frecuencia se produce distorsión lineal tanto de fase como de amplitud.
 - d) Operando en alta frecuencia existe distorsión lineal de amplitud.
 - e) Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - f) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

Ingenieros de Telecomunicación
STTR

I-37 Continuación:

7. La auto-compresión y la compresión cruzada son fenómenos que se consideran en:
- El cálculo del ruido en la cuantificación no-lineal.
 - El estudio de la capacidad de compresión en la codificación de la fuente.
 - El análisis de la intermodulación.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. El factor de ruido de un cable coaxial de longitud d km, que presenta una atenuación kilométrica α dB/km, enterrado en una canalización que hace que se mantenga a la temperatura t_{ct} , tiene la expresión:
- $f = 10^{\frac{\alpha d}{10}}$
 - $f = 10^{\frac{\alpha d}{10}} - 1$
 - $f = t_{ct}(10^{\frac{\alpha d}{10}} - 1)$
 - $f = 1 + (10^{\frac{\alpha d}{10}} - 1)t_{ct}$
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta
9. A través de un sistema 16-PAM se desea enviar una señal digital de velocidad binaria de 34 Mb/s. Sabiendo que el factor de redondeo $\alpha = 0,3$ indique el ancho de banda teórico para su transmisión:
- 22 MHz.
 - 11 MHz.
 - 5,5 MHz
 - 2,75 MHz
10. En sistemas de alta capacidad de transmisión por fibra, la anchura del pulso se puede controlar a través de:
- La potencia de transmisión.
 - De ninguna forma.
 - A través del factor chip del mismo signo que $d^2\beta/dw^2$
 - A través del factor chip de signo contrario que $d^2\beta/dw^2$.

Junio-05

I-38 Un sistema de vigilancia en vídeo digital está compuesto por una cámara RGB de TV con tres sensores CCD (uno por componente) de 720x480 píxel/imag., que capta 30 imag./s; y un cuantificador uniforme de 10 bit/muestra.

a) Calcule la velocidad binaria a la salida del sistema.

Para guardar la señal anterior en un sistema de almacenamiento digital, se decide cambiar el formato de la señal a otro progresivo con menores exigencias, cuyas características son: espacio de colores $YC_R C_B$, muestreo de crominancia 4:2:0, resolución de luminancia de 176x144 píxeles, 10 imág./s, cuantificación no uniforme de 8 bit/muestra para la luminancia y 4 bit/muestra para cada crominancia.

b) Calcule la velocidad binaria a la salida del conversor de formato.

El sistema de almacenamiento tiene una capacidad de $80 \cdot 10^9$ bytes, y la secuencia guardada tiene, además de las muestras de vídeo un 10% más de bits para datos adicionales necesarios para su posterior reproducción (cabeceras, sincronismos,...)

c) Calcule cuántas horas de vídeo, en el nuevo formato, se pueden almacenar.

Se plantea la posibilidad de aplicar un sistema de compresión de vídeo UIT-T 264 para que se pueda almacenar el vídeo capturado durante una semana. Con este sistema de compresión ya no es necesario el 10% de redundancia adicional que requería el sistema del apartado c).

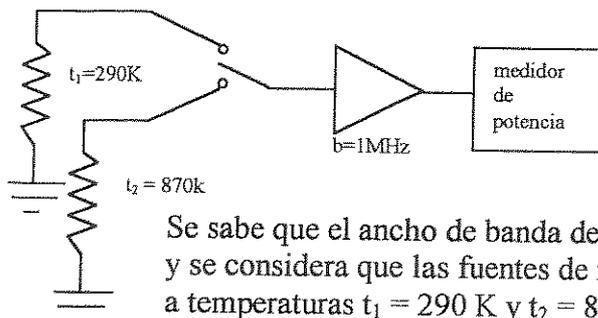
d) Calcule la velocidad binaria máxima que ha de tener el sistema de compresión a su salida, y el grado de compresión que esta supone con respecto al sistema anterior sin compresión (el del apartado b)).

El cuatificador no uniforme usado para la señal de crominancia en el conversor de formato del apartado b) tiene las siguientes características: simétrico, 4 bit/muestra y en la parte positiva, cada intervalo de cuantificación, IC_{n+1} , tiene una amplitud doble que la del anterior intervalo de cuantificación IC_n . (Esta regla se cumple para todos los intervalos de cuantificación positivos, siendo simétrico para los intervalos negativos).

e) Calcular el valor de reconstrucción que tendrá una muestra de crominancia de 0.1 UTN que ha sido cuantificada por este cuantificador.

Junio-05

I-39 Se dispone de un sistema de medida de equipos a la temperatura de referencia que consiste en dos fuentes de ruido y un medidor de potencia, tal como se muestra en la figura:



- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
- Temperatura de referencia: $t_0 = 290 \text{ K}$.

Se sabe que el ancho de banda del amplificador que se analiza es de $b = 1 \text{ MHz}$, y se considera que las fuentes de ruido se pueden modelar como dos resistencias a temperaturas $t_1 = 290 \text{ K}$ y $t_2 = 870 \text{ K}$ respectivamente.

a) Si las dos medidas de ruido son $n_1 = 16 \text{ pW}$ y $n_2 = 24 \text{ pW}$, obtenga la ganancia del amplificador y el valor del ruido interno del mismo.

b) Obtenga la temperatura equivalente y el factor de ruido (en dB) del amplificador.

A partir de ahora, suponga que el amplificador tiene una ganancia de 40 dB y un factor de ruido igual a 4.

c) Si se emplea dicho amplificador en una cadena de transmisión formada por dos secciones de amplificación que poseen cada una ganancia unidad, obtenga el factor de ruido global de la cadena si está a la temperatura de referencia.

Se mide en un laboratorio la intermodulación generada por el amplificador cuando su salida está a 0 dBr, obteniéndose 10 pW para la de 2º orden y 10 pW para la de 3º orden.

d) Suponiendo que a la salida de los amplificadores $L_r = 0 \text{ dBr}$, obtenga el valor total de ruido (térmico más intermodulación) en mW a la salida de la cadena.

e) Suponiendo que a la salida de los amplificadores $L_r = 2 \text{ dBr}$, obtenga el valor total de ruido en mW0.

Junio-05

I-40 1. El nivel en un punto P de un circuito mide la ganancia entre el PNR0 (Punto de Nivel Relativo 0) y P para un tono puro de referencia (de 1020Hz), de modo que:

a) En el PNR0, el nivel relativo del tono de referencia es de 0 dBr.

b) En el PNR0, el nivel relativo de una señal de banda estrecha repartida simétricamente en torno a 1020 Hz es $\log b \text{ dBr}$, siendo b el ancho de banda de la señal, medido en Hz.

c) Todas las respuestas anteriores son correcta.

d) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

2. Un amplificador de línea de un sistema telefónico introduce un ruido interno a su salida de -100 dBm . Sabiendo que en su salida aparecen -10 dBm cuando en el punto de nivel relativo cero se introduce un tono de 5 dBm, indique el valor del ruido interno referido al punto cero.

a) -85 dBm0 b) -100 dBm0 c) -110 dBm0 d) -115 dBm0 .

3. La definición de un cuantificador no uniforme con L intervalos de cuantificación requiere conocer:

a) L valores de decisión y L valores de reconstrucción.

b) L valores de decisión y L -1 valores de reconstrucción.

c) L-1 valores de decisión y L valores de reconstrucción.

e) Todas las respuestas anteriores son correctas.

f) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

4. Un codificador de canal que emplea la codificación Reed-Solomon RS(204,188) presenta a su salida una velocidad binaria de 204 kb/s. ¿Qué velocidad binaria tiene a su entrada?

a) 188 kb/s. b) 204 kb/s c) 221,36 kb/s d) 16 kb/s e) Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.

(Continúa)

Ingenieros de TelecomunicaciónSTTR

I-40 Continuación:

5. En caso de adaptación conjugada en una carga a una línea de transmisión metálica, el coeficiente de reflexión es nulo:
- Siempre
 - Sólo si existe adaptación conjugada también en el generador.
 - Nunca.
 - Sólo si la impedancia de la línea es imaginaria pura.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
6. En una fibra óptica
- Monomodo la dispersión del material se puede considerar siempre despreciable.
 - Multimodo la dispersión de guía onda se puede considerar siempre despreciable.
 - Monomodo la dispersión de guía onda se puede considerar siempre despreciable.
 - Ninguna de las afirmaciones anteriores es correcta.
7. La expresión de la temperatura equivalente total de una cadena de n cuadripolos, siendo t_e y g_i sus temperaturas equivalentes y ganancias respectivas, es:
- $t_{et} = \frac{t_{e1}}{g_1} + \frac{t_{e2}}{g_2} + \frac{t_{e3}}{g_3} + \dots + \frac{t_{en}}{g_n}$
 - $t_{et} = t_{e1} + \frac{t_{e2} + 1}{g_1} + \frac{t_{e3} + 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{t_{en} + 1}{g_1 g_2 \dots g_{n-1}}$
 - $t_{et} = t_{e1} + \frac{t_{e2} - 1}{g_1} + \frac{t_{e3} - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{t_{en} - 1}{g_1 g_2 \dots g_{n-1}}$
 - $t_{et} = t_{e1} - 1 + \frac{t_{e2} - 1}{g_1} + \frac{t_{e3} + 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{t_{en} + 1}{g_1 g_2 \dots g_{n-1}}$
- Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
8. Un circuito a cuatro hilos es estable sí:
- La pérdida de bucle es mayor que cero.
 - La pérdida de bucle es menor que cero.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
9. Algunos sistemas actuales de F0 (Fibra Óptica) incluyen:
- Multiplexación en longitud de onda (WDM: Wavelength Division Multiplexing) para transmitir varias longitudes de onda en la misma ventana de trabajo.
 - Amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFAs: Erbium-Doped Fibre Amplifiers), que son tramos de una F0 especial, que amplifican la señal de entrada, aunque también añaden ruido.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
10. Un sistema de transmisión digital está compuesta por dos vanos con un valor en cada vano del parámetro $W_i = 10$ dB. Sabiendo que no existe regeneración en cada vano y que la P_e se puede expresar en función de la W total como $P_e = 10^{-W[\text{dB}]}$, calcule dicho valor:
- 10^{-7}
 - $2 \cdot 10^{-10}$
 - 10^{-10}
 - 10^{-13}

Septiembre-05

- I-41 Se plantea la codificación de una señal unidimensional de la que se conoce que es siempre positiva, de valor máximo 2 V y cuyas dos primeras muestras tienen un valor de 0,6 V y 0,46 V. Se emplea un codificador que hace uso de un cuantificador de 6 bits que sigue el mismo esquema de asignación de segmentos e intervalos de cuantificación que la Rec.UIT-T G.711 "MIC de frecuencias vocales", con valores de sobrecarga ajustados al rango de la señal.
- Sabiendo que los de 6 bits, tres se emplean para codificar el intervalo de cuantificación, calcule la codificación de la primera muestra (0,6 V).
 - Calcule el error de cuantificación introducido al codificar la muestra anterior.
- Con objeto de aumentar la eficiencia, se propone utilizar un codificador predictivo para codificar la señal.

(Continúa)

I-41 Continuación:

c) Dibuje el diagrama del descodificador predictivo indicando el nombre de cada uno de sus elementos.

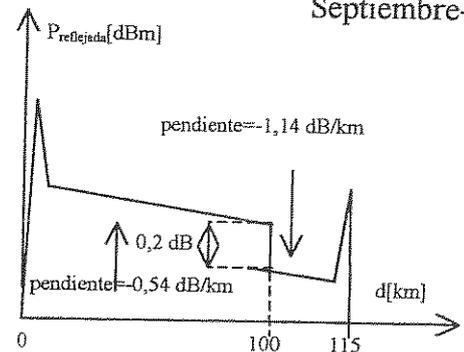
Sabiendo que en este descodificador predictivo:

- 1) Como predicción de una muestra se emplea la muestra anterior (es el caso más simple de predicción).
- 2) Para la primera muestra, se emplea como predicción 0 V.
- 3) Para la cuantificación se va a utilizar la aproximación lineal por tramos de un cuantificador no uniforme robusto de 6 bits que sigue el mismo esquema de asignación de segmentos e intervalos de cuantificación que la Rec UIT-T G.711, con valores de sobrecarga ajustados al rango de la señal.
- 4) De los 6 bits, se dedican tres a la codificación de los intervalos de cuantificación.
- d) Determine el error cometido en la codificación de las dos primeras muestras de la señal (0,6 V y 0,46 V) si de los 6 bits se dedican tres a la codificación de los intervalos de cuantificación.

I-42 Se tiene un enlace de fibra óptica de 115 km compuesto por dos tramos de fibra monomodo de distintas características que se analiza por medio de un reflectómetro. La gráfica obtenida es la mostrada en la figura.

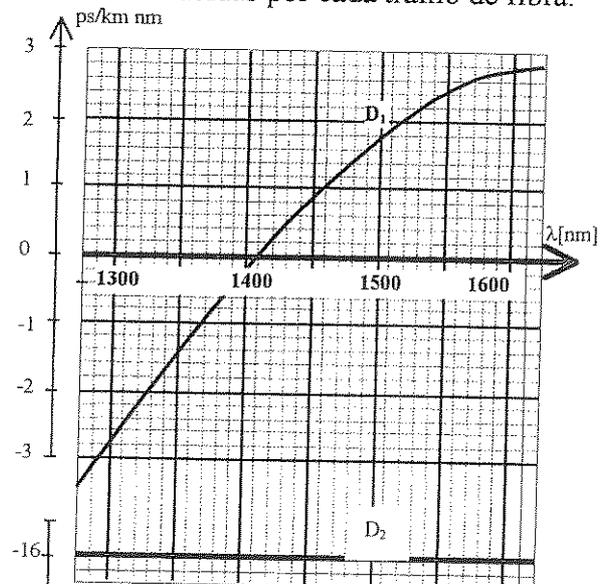
Septiembre-05

- a) Calcule la atenuación de cada tramo de la fibra así como la atenuación debida al empalme de ambas fibras.
- b) Calcule la potencia mínima necesaria del emisor óptico a instalar suponiendo una sensibilidad del receptor de $S = -48$ dBm y unas pérdidas adicionales por conector de 1 dB.



La configuración de este enlace tiene como objetivo que la dispersión cromática total del enlace sea nula para una determinada longitud de onda de trabajo, λ_0 . Así mismo se sabe que la dispersión cromática total es la suma de las dispersiones introducidas por cada tramo de fibra.

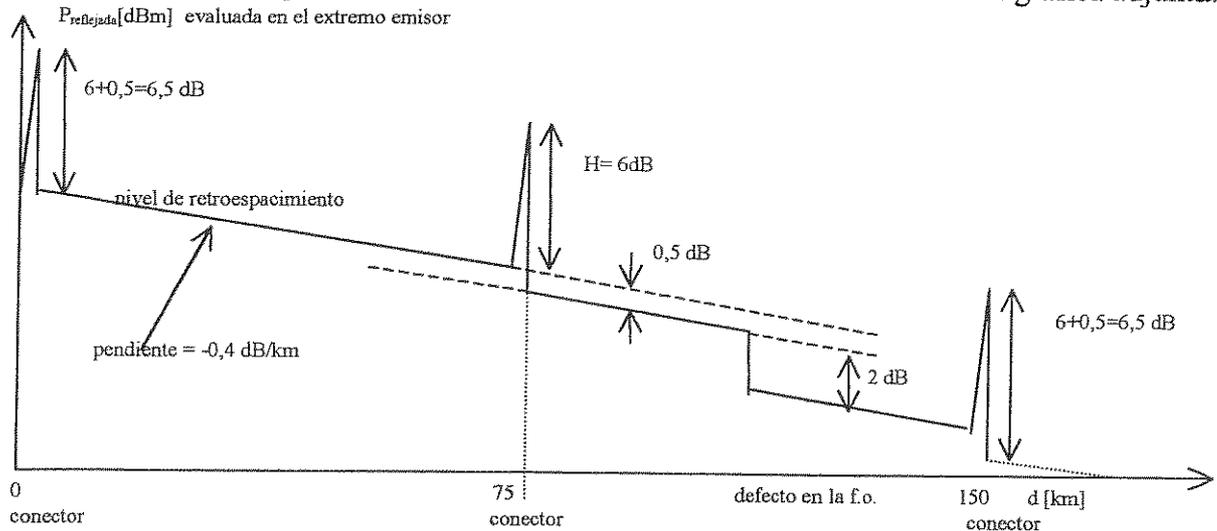
- c) Determine, en base a la gráfica de dispersión de cada fibra, la longitud de onda en la que la dispersión cromática es nula para el enlace considerado dentro del rango de funcionamiento del emisor óptico $\lambda \in [1300, 1600]$ nm.
- d) En condiciones de dispersión cromática nula, calcule el ancho de banda disponible considerando que el primer tramo de fibra introduce una dispersión por polarización $PMD_1 = 0,25$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$ y el segundo $PMD_2 = 0,30$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$. Suponga que el valor de la PMD equivale al parámetro σ del pulso y que las dispersiones de ambos tramos son independientes entre sí.



Septiembre-05

PROBLEMAS

II-1 En un enlace de fibra óptica monomodo se ha obtenido con un reflectómetro la gráfica adjunta.



Sabiendo que:

- El receptor óptico tiene una sensibilidad $S = -44$ dBm y que admite una dispersión total máxima $\alpha = 1,2$ ns
- Para la longitud de onda de trabajo $M(\lambda) = 12,5$ ps/nm·km y $G(\lambda) = -0,5$ ps/nm·km.

Se pide:

- 1) Suponiendo un coeficiente de retroesparcimiento $B = -50$ dB, calcular a partir de la gráfica:
 - atenuación de la fibra (α) y atenuación adicional por defecto en el 2º tramo de fibra (A_{defecto})
 - pérdidas de inserción de cada conector (L_{IC})
 - pérdidas de retorno en cada conector (L_{RC})

Usar con independencia de los valores obtenidos, los datos $\alpha = 0,25$ dB/km, $A_{\text{defecto}} = 2$ dB y $L_{IC} = 0,5$ dB

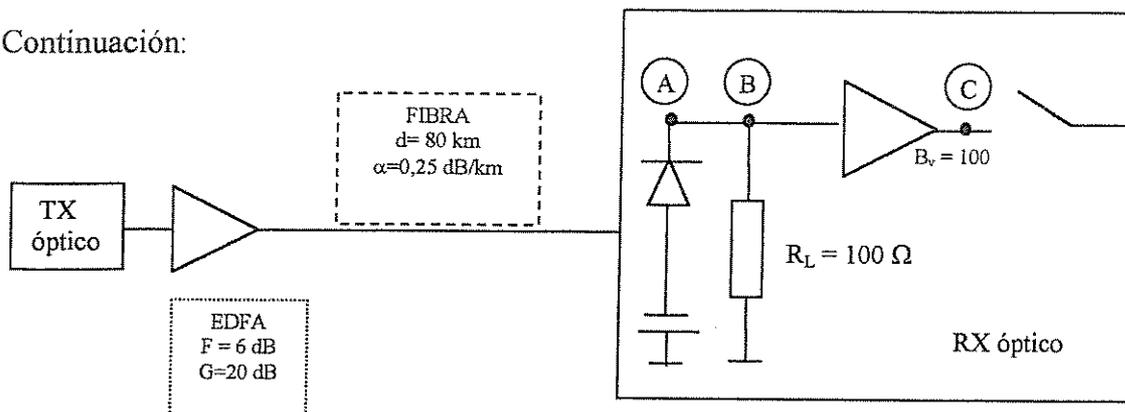
- 2) Calcular las características (P_1 y $\Delta\lambda$) del emisor óptico a instalar.
(Nota: Suponer que las pérdidas por retroesparcimiento están incluidas en la atenuación de la fibra y que el defecto en el 2º tramo de fibra óptica no afecta a la dispersión).
- 3) Si se dispone de dos tipos de emisores ópticos:
LED ($\Delta\lambda = 40$ nm y $P_t = -2$ dBm) y LD ($\Delta\lambda = 1$ nm y $P_t = -0$ dBm)
Seleccionar uno de los dos, razonando el por qué, y obtener los valores de potencia de transmisión mínima y ancho de banda disponible con dicho emisor.

Junio-00

II-2 En la figura se representa un enlace digital que utiliza como medio de transmisión un cable de fibra óptica de longitud $d = 80$ km, atenuación $\alpha = 0,25$ dB/km a $\lambda = 1.550$ nm y con un ancho de banda $B = 10$ GHz. En el inicio, antes de la conexión a la fibra, se utiliza un amplificador óptico (EDFA) de ganancia $G = 20$ dB y de factor ruido $F = 6$ dB. El receptor óptico no coherente posee un valor de responsividad $r = 0,4$ A/W, la corriente de oscuridad (saturación) del diodo tiene un valor $i_{oe} = 10^{-9}$ A con una resistencia de carga $R_L = 100$ Ω . La ganancia en tensión del amplificador en recepción es $g_v = 100$.

(Continúa)

II-2 Continuación:



- 1) Conociendo que la potencia de salida del transistor es $P_t = -30$ dBm cuando se emite un "1", calcular el valor de tensión en el punto de muestreo (C).
- 2) Conociendo que la potencia de salida del transistor es $P_t(0) = -\infty$ dBm cuando se emite un "0", calcular el valor de tensión en el punto de muestreo (C).
- 3) Calcular el valor cuadrático medio de la corriente de granalla de ruido en el receptor cuando se recibe un "1". (Carga del electrón: $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C)
- 4) Calcular el valor cuadrático medio de corriente de ruido en el receptor debido al EDFA cuando se emite un "1". (Ver nota).
- 5) Considerando exclusivamente el ruido de granalla del receptor óptico y el ruido producido por el EDFA, calcular la probabilidad de error del enlace sabiendo que dichos ruidos se suman en potencia.

NOTA:

- a) La densidad de potencia óptica N_{ASE} [W/Hz] que produce un EDFA referida a su salida es:
 $N_{ASE} = (fhgv)/2$ donde:
 f = factor de ruido del amplificador; h = constante de Plank = $6,626 \cdot 10^{-34}$ J·s; g = ganancia del amplificador; v = frecuencia
- b) La densidad espectral del valor cuadrático medio de la corriente de ruido en recepción $\{\overline{i^2}\}$ [A²/Hz], si a la entrada del receptor existe una densidad de potencia óptica N_o [W/Hz], es: $\{\overline{i^2}\} = 4r^2PN_o$ donde r = responsividad y P = potencia óptica de la señal.

Junio-00

II-3 Tomando como base la aproximación de la Ley A por tramos rectilíneos que se realiza en la Rec. UIT-T G.711 "Modulación por impulsos codificados (MIC) de frecuencias vocales", se desea realizar un sistema similar de cuantificación + codificación, pero más sencillo, que cumpla las siguientes condiciones:

- Sólo admite (solo cuantifica y codifica) muestras positivas.
- Cada muestra se codifica con 4 bits (sin inversión de bits pares).

Particularizando para un sistema en que se utilizan 2 bits para especificar el segmento y 2 bits para especificar el intervalo de cuantificación, se pide:

- 1) Dibujar la aproximación de la Ley A siguiendo el mismo mecanismo de especificación de segmentos y de intervalos de cuantificación que en la Rec. UIT-T G.711, pero para 4 bits (2 de segmento + 2 de I.C.) y existiendo solo muestras positivas. Especificar con detalle los segmentos e intervalos de cuantificación.

Sabiendo que el valor de sobrecarga está situado en 2 V, se pide calcular:

(Continúa)

II-3 Continuación:

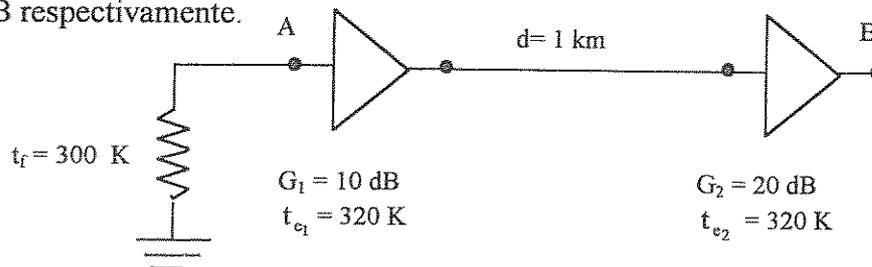
- 2) La amplitud, en mV, máxima y mínima de los intervalos de cuantificación.
- 3) La palabra código correspondiente a una muestra de 0,4 V.
- 4) El valor de reconstrucción, en mV, correspondiente a la palabra código 1110.

Volviendo al caso general de sistema en el que solo se admiten muestras positivas y que cada muestra se codifica con 4 bits (sin ninguna asignación previa entre los segmentos y los I.C.), se pide:

- 5) Dibujar el resto de posibles aproximaciones de la ley A que se pueden realizar, uniformes y no uniformes, siguiendo el mismo mecanismo de especificación de segmentos y de intervalos de cuantificación que en la Rec. UIT-T G.711. Especificar con detalle los segmentos e intervalos de cuantificación.

Septiembre-00

II-4 Un sistema de transmisión consta de dos amplificadores conectados entre sí mediante un tramo de cable de cobre de par trenzado de 1 km de longitud. Se sabe que el primer amplificador actúa también como filtro paso bajo, reduciendo la banda de trabajo a 10 kHz. Ambos amplificadores se caracterizan por una temperatura equivalente de ruido $t_e = 320$ K, y por sus ganancias $G_1 = 10$ dB y $G_2 = 20$ dB respectivamente.



Se sabe que el tramo de línea de cobre tiene las siguientes características:

- $L = 0,7$ mH/km.
- $C = 38$ nF/km.
- $\rho_{20^\circ C} = 0,01724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$.
- Diámetro del cable $D = 0,91$ mm.
- Coeficiente de variación térmica del cobre para frecuencias bajas $k_{20^\circ C} = 0,004^\circ C^{-1}$
- Temperatura del cable $t_{cable} = 77^\circ C$.
- Se considera que no hay distorsión lineal (condición de Heaviside) entre 0 y 10 kHz para t_{cable} .
- Dado el ancho de banda, no se considera el efecto peculiar.

Calcular:

- 1) La ganancia total del sistema.

Usar, con independencia de lo calculado anteriormente, una atenuación del cable $A_{cable} = 3$ dB.

Calcular:

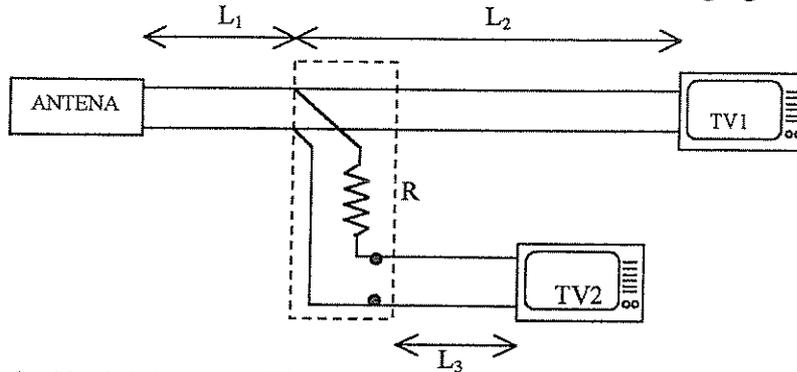
- 2) El factor de ruido total del sistema comprendido entre los puntos A y B.
- 3) Temperatura equivalente del tramo de cable de cobre.
- 4) Temperatura total de ruido en el punto B.
- 5) Potencia total de ruido, en el punto B, en dBm.

Dato: Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K; Temperatura de referencia $t_0 = 290$ K.

Septiembre-00

Ingenieros de Telecomunicación
STTR

II-5 En la figura se representa el cableado interior de una vivienda para la recepción de TV analógica. Como se aprecia, inicialmente existía solamente el receptor TV1 y posteriormente mediante una conexión en paralelo y a través de una resistencia $R = 75 \Omega$ se segregó señal para otra habitación (TV2).



En la instalación inicial (solo TV1) calcular:

- 1) La tensión recibida en bornas de la antena para que a la entrada del TV1 exista una tensión de 5 mV eficaces.
- 2) La potencia recibida a pie de antena.

En la instalación modificada (con TV1 y TV2), y suponiendo que con las nuevas condiciones la impedancia de carga de la antena no cambia respecto de las condiciones iniciales, calcular:

- 3) Las tensiones eficaces existentes a la entrada de cada televisor (TV1 y TV2).
- 4) Razonando indique en qué televisor se vería doble imagen.

Datos:

- Impedancias $Z_o = Z_{TV1} = Z_{TV2} = Z_{ANT} = 75 \Omega$
- Resistencia de conexión: $R = 75 \Omega$
- Atenuación del cable $\alpha = 0,25 \text{ dB/m}$
- Longitudes: $L_1 = 8 \text{ m}$, $L_2 = 20 \text{ m}$, $L_3 = 5 \text{ m}$.

Junio-01

II-6 Se desea comunicar dos poblaciones, separadas entre sí 100 km, mediante un sistema de transmisión que consta de dos tramos distintos:

Un primer tramo de fibra óptica de características:

fibra óptica monomodo:

- | | |
|---|--|
| • atenuación kilométrica: $\alpha = 0,3 \text{ dB/km}$ | • coef. dispersión material: $M(\lambda) = 17 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ |
| • atenuación por empalme: $\alpha_e = 0,15 \text{ dB/km}$ | • coef. dispersión guíaonda: $G(\lambda) = -4 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ |
| • atenuación en cada conector: $\alpha_c = 1 \text{ dB}$ | |

transmisor óptico LED:

- | | |
|---|---|
| • longitud de onda de trabajo: $\lambda = 1.550 \text{ nm}$ | • potencia óptica emitida: $P_1 = -3 \text{ dBm}$ |
| • margen de seguridad: $M_s = 1 \text{ dB}$ | • anchura espectral: $\Delta\lambda = 2 \text{ nm}$ |

receptor óptico APD:

- | | |
|---|--|
| • longitud de onda de trabajo: $\lambda = 1.550 \text{ nm}$ | • sensibilidad efectiva: $S = -33 \text{ dBm}$ |
| • factor de multiplicación: $M = 100$ | • factor de ruido de exceso: $F(M) = M$ |
| • responsividad: $r = 0,3$ | • corriente de oscuridad: $i_{os} = 5 \text{ nA}$ |
| • resistencia de carga: $R_L = 100 \Omega$ | • temperatura de la resistencia de carga $t_{R_L} = 290 \text{ K}$ |

- densidad espectral de tensión de ruido en el amplif. (medida a su entrada): $\{v_o^2\} = 1,5 \cdot 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$

(Continúa)

II-6 Continuación:

Suponiendo que el enlace transporta un flujo binario correspondiente a un MTS-4 (es decir, 622,08 Mb/s), y que el ancho de banda de trabajo es de unos 500 MHz, calcular:

- 1) El máximo alcance de fibra para que la penalización por interferencia entre símbolos se mantenga por debajo de 1 dB.
- 2) La probabilidad de error de trabajo para dicho alcance máximo.

Un segundo tramo con un radioenlace digital de vano único cuyas características son:

- Modulación 4-QAM, con pulsos en RCCA con factor de redondeo: $\alpha = 0,3$
 - Banda de transmisión: 13 GHz
 - Receptor con amplificador de ganancia: $G = 20$ dB y factor de ruido $f_a = 2$.
 - Ganancia de las antenas: $G_t = G_r = 40$ dB.
 - Temperatura equivalente de ruido captado por antena del receptor: $t_e = 290$ K.
- 3) Determinar el ancho de banda utilizado para el mismo flujo binario MTS-4.
 - 4) Calcular la relación S/N (dB) de radioenlace si se trabaja con una $P_e = 10^{-9}$
 - 5) Determinar la potencia mínima que debe emitir el transmisor para trabajar a la P_e anterior.

Datos:

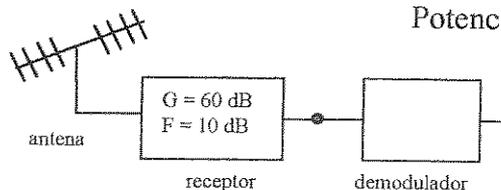
- Carga del electrón $e = 1,6 \cdot 10^{-9}$ C.
- Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K.
- Para una modulación M-QAM considérese la relación de potencia: $P_e = 2Q \left(\sqrt{\frac{6E_s}{N_o(M-1)}} \right)$ siendo E_s la energía del símbolo transmitido y N_o la densidad espectral de potencia de ruido captado.
- Si es necesario, usése la siguiente tabla:

$2Q(\sqrt{z})$	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}
z	37,324	41,82	45,5
- Si es necesario, usése la siguiente aproximación para $z > 3$: $Q(z) \approx \frac{1}{z\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$.

Junio-01

II-7 En la vivienda de un ingeniero de telecomunicación el sistema de recepción de TV puede modelarse como una antena, más un receptor, más un demodulador, con los siguientes valores:

- Antena con temperatura asociada t_0 (290 K).
- Receptor de $F = 10$ dB y $G = 60$ dB.
- Demodulador analógico BLV que introduce un ruido despreciable.
- Se mide en bornas de antena para un canal de UHF: Potencia de portadora recibida de -70 dBm.
Potencia de ruido de -100 dBm.

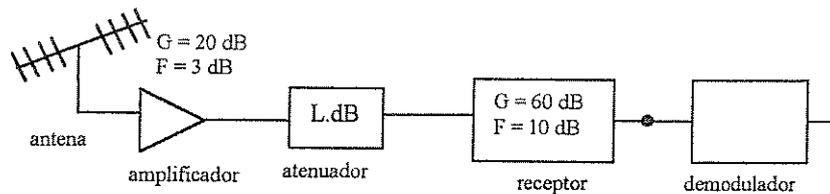


1) Calcular la relación portadora/ruido a la entrada del demodulador.

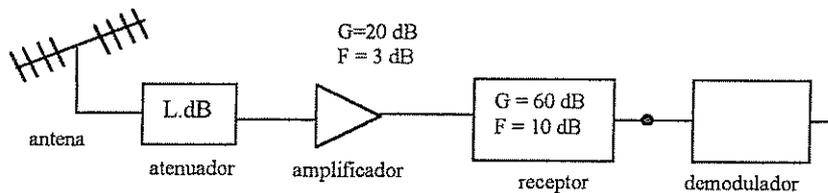
Dada la falta de calidad del sistema, el ingeniero decide añadir (aplicando los conceptos de ruido) a pie de antena un amplificador de $G = 20$ dB y $F = 3$ dB. Viendo que en el televisor aparecen distorsiones por exceso de señal, decide introducir entre el amplificador y el receptor un atenuador resistivo variable.

(Continúa)

II-7 Continuación:



- 2) Calcular el valor máximo del atenuador L[dB] para obtener una relación portadora/ruido que iguale a la obtenida en el primer apartado.
Asimismo, el ingeniero considera la posibilidad de introducir el atenuador resistivo variable antes del amplificador, es decir, tras la antena.



- 3) Calcular, el nuevo valor máximo del atenuador L[dB] para obtener una relación portadora/ruido que iguale a la obtenida en el primer apartado.
4) Indique las condiciones que debe sacar el ingeniero.

Septiembre-01

II-8 Sea un sistema de transmisión digital por fibra óptica con las siguientes características:

Emisor óptico:

- $\lambda = 1.550 \text{ nm}$ | • $P_t = -20 \text{ dBm}$

Medio de transmisión:

- $d = 190 \text{ km}$ | • $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$ | • $b = 10 \text{ GHz}$

Receptor óptico:

- $r = 0,8 \text{ A/W}$ | • $i_{os} = 0 \text{ A}$ | • $R_L = 200 \Omega$ | • $t_{RI} = 300 \text{ K}$
- $M = 100$ | • $F(M) = M^{0,2}$ | • $g_v = 100$ | • $\{v_o^2\} = 1,6 \cdot 10^{-15} \text{ V}^2 \text{ Hz}$

- 1) Siendo $snr_1 = \frac{A p_r^2(1)}{B p_r(1) + C}$, donde $A = 2,56 \cdot 10^{+12}$; $B = 2,57 \cdot 10^{+4}$; $C = 4,91 \cdot 10^{-4}$ y $p_r(1)$ la potencia óptica recibida, calcule la probabilidad de error del sistema (utilice siempre la aproximación de Q(Z) para $z > 3$).
- 2) Para disminuir la probabilidad del error se piensa en introducir amplificadores ópticos (EDFA) en el sistema, lo que daría lugar a la aparición de una densidad espectral de ruido (N_o) a la entrada del receptor óptico, que produciría una corriente de ruido adicional. Obtenga la nueva expresión de la relación snr_1 en función de la potencia óptica recibida ($p_r(1)$) y la densidad espectral de ruido a la entrada del receptor óptico (N_o).
- 3) Si se dispone de un EDFA de características: $G_{EDFA} = 30 \text{ dB}$ y $F = 15 \text{ dB}$, calcular la probabilidad de error en los siguientes casos: Si se sitúa el EDFA a la entrada del receptor óptico. Si se sitúa el EDFA a continuación del emisor óptico.
- 4) Si se dispone de un dos EDFA (siendo el coste de los dos más barato que el del amplificador anterior) con las siguientes características: $G_{EDFA} = 15 \text{ dB}$ y $F = 20 \text{ dB}$, calcular la probabilidad de error si se sitúa un EDFA a mitad de línea y el otro en la posición más ventajosa de las vistas anteriormente.

(Continúa)

II-8 Continuación:

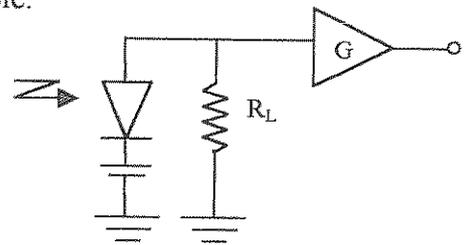
Datos:

- La densidad de potencia óptica de ruido N_{ASE} [W/Hz] que produce un EDFA referida a su salida es:
 $N_{ASE} = (fhgv)/2$ donde f = factor de ruido del amplificador ; h = constante de Plank; g = ganancia del amplificador; v = frecuencia
- La densidad espectral del valor cuadrático medio de la corriente de ruido en recepción $\overline{i^2}$ [A²/Hz], si a la entrada del receptor existe una densidad de potencia óptica de ruido N_o [W/Hz], es $\overline{i^2} = 4r^2PN_o$ donde: P = potencia óptica de la señal; r = responsividad
- Para $z > 3$: $Q(z) \approx \frac{1}{z\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$.
- Constantes:
 - Carga del electrón $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$
 - Cte. de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K
 - Velocidad de la luz: $c = 300.000$ km/s
 - Cte. de Plank $h = 6,626 \cdot 10^{-24}$ J·s

Septiembre-01

II-9 Se dispone de una fibra óptica monomodo para cubrir un enlace de 100 km, por el que se pretende transmitir un canal de 155 Mb/s. La anchura espectral del emisor es de 0,2 nm, emitiendo una potencia de -6 dBm en tercera ventana ($\lambda = 1.550$ nm), con un margen de seguridad de 1 dB.

- Calcular la máxima dispersión del material si el ancho de banda de transmisión es de 77,5 MHz, y se asume que la dispersión por efecto de guía-onda es despreciable.
- Determinar la viabilidad del sistema de transmisión.
- Calcular el valor cuadrático medio de tensión de ruido en el receptor debido al ruido granalla al recibir un "1" si se utiliza un conversor óptico-eléctrico de tipo PIN, cuyo rendimiento cuántico es del 80% la corriente de oscuridad es 10 pA, su resistencia de carga vale $R_L = 1.000 \Omega$, y el amplificador del receptor presenta una ganancia $G = 30$ dB en tensión
- Calcular el nuevo rendimiento cuántico que debe tener el receptor si se pretende reducir el valor cuadrático medio de tensión de ruido anterior en un 10%.

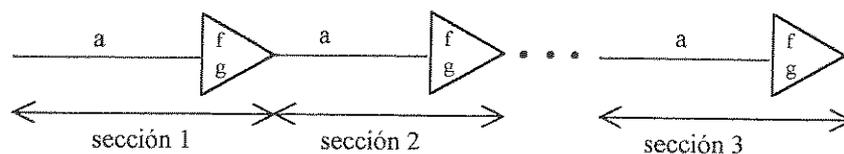


Datos adicionales :

- Carga del electrón $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C
- Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K
- Atenuación de la fibra (incluyendo empalmes) $\alpha = 0,3$ dB/km
- Atenuación de los conectores: $\alpha_c = 0,5$ dB

Junio-02

II-10 Al diseñar una red de distribución de televisión por cable coaxial se requiere garantizar a todos los usuarios una calidad (relación señal a ruido) mínima. Así, se va a considerar el caso peor (usuario más alejado situado a 10 km) sin tener en cuenta las ramificaciones a otros usuarios (análisis simplificado), si se emplea un cable cuya atenuación es de 20 dB/km en la banda de interés y se van a instalar amplificadores a intervalos regulares para compensar los efectos de cable:



(Continúa)

II-10 Continuación:

Se desea obtener:

1) Sabiendo que el ancho de banda de un canal de televisión es 8 MHz, justifique cuál de los dos tipos de amplificadores siguientes es el más adecuado si se desea minimizar el ruido térmico exclusivamente:

- Amplificadores con $G = 40$ dB y $F = 16$ dB
- Amplificadores con $G = 50$ dB y $F = 10$ dB

2) Finalmente, se eligen otros amplificadores, cada uno con $G = 50$ dB y $F = 13$ dB, que (obviamente) además el ruido térmico introducen intermodulación.

La medida de dicha intermodulación se realiza para un nivel de salida de 0 dBr, obteniéndose para cada amplificador:

- 10 pW de intermodulación de segundo orden
- 10 pW de intermodulación de tercer orden

Obtenga la expresión del ruido total en mW y mW0 en función del nivel relativo en dBr.

3) Se decide despreciar el efecto de la intermodulación de segundo orden, frente al ruido térmico y la intermodulación de tercer orden. Obtenga el nivel de salida óptimo (menor ruido).

4) Si la señal transmitida está a 0 dBm0, calcule la relación señal a ruido recibida por el usuario más alejado.

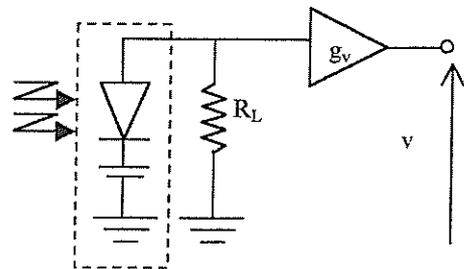
Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K
- Temperatura de referencia $t_0 = 300$ K.

Junio-02

II-11 Una sección de regeneración de transmisión digital por fibra óptica contiene el receptor no coherente representado en la figura.

- $R_L = 330 \Omega$
- $g_v = 30$ (ganancia en tensión)
- $r = 0,4$ A/W
- $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C
- $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K
- $t = 300$ K
- $b = 2,5$ GHz
- $i_{os} = 0$ A
- Impedancia de entrada del amplificador = ∞



El ruido que introduce el amplificador se puede aproximar por un generador de corriente, de valor $\{i_0^2\} = 11,048 \cdot 10^{-23}$ A²/Hz, en paralelo con su entrada.

El diodo PIN está polarizado de forma que desde el punto de vista de la señal se puede aproximar por un generador de corriente constante cuyo valor es la corriente que depende de la potencia óptica de entrada.

1) Calcular la temperatura equivalente de ruido del amplificador.

Dato: Calcularla como el incremento de temperatura que debería tener la resistencia R_L para simular el ruido interno del amplificador.

2) Calcular la tensión eficaz total a la salida del amplificador si se sabe que la potencia óptica de llegada al diodo cuando se envía un "1" es $P(1) = -30$ dBm

Suponga que el resultado del apartado anterior es de 6 mV.

(Continúa)

II-11 Continuación:

- 3) Calcular la potencia óptica de entrada cuando llega un "1", $P(1)$, necesaria para obtener una $P_E = 10^{-10}$ si se supone que el ruido de granalla se puede despreciar, y que la $P_E \approx 10^{-x/2}$, donde x representa el valor de S/N (en dB) cuando llega un "1".

Independientemente de los valores calculados en los anteriores apartados, y únicamente contabilizando la dispersión cromática (intramodal), se sabe que el ancho de banda de la señal transmitida es aproximadamente igual al régimen binario de la misma.

- 4) Conociendo que para el régimen binario $R_1 = 2,5$ Gb/s la longitud del enlace es $d_1 = 100$ km, calcular la nueva longitud cuando se aumenta la velocidad de transmisión a $R_2 = 10$ Gb/s manteniendo en los dos sistemas la misma penalización por interferencia entre símbolos.

Dato: $\Delta\lambda = \lambda^2 b/c$ donde $c =$ velocidad de la luz.

Septiembre-02

II-12 Sea la siguiente cadena de transmisión de canales de TV en UHF

Emisor:

- Emisor con potencia de salida de portadoras del modulador /FI $P_t = 30$ dBm
- Cable coaxial de 200 m hasta la base de la antena transmisora.
- Amplificador en la base de la antena transmisora con $G_e = 50$ dB
- Pérdidas adicionales L_{at} despreciables
- Ganancia de la antena transmisora $G_t = 7$ dB

Vano:

- Atenuación de campo del valor medio $A_e = 2$ dB y variación despreciable

Receptor:

- Ganancia de la antena receptora $G_r = 16,5$ dB
- Pérdidas adicionales L_{ar} despreciables
- Cable coaxial de 100 m
- Amplificador del televisor con $F_{TV} = 2$ dB

Se pide:

- 1) Calcular la distancia máxima entre el emisor y una antena receptora de las características descritas arriba para que cumpla el nivel mínimo de portadora de vídeo en la base de la antena especificado por la normativa de Infraestructuras Comunes de Telecomunicaciones (ICT).

Suponiendo que el receptor está situado a 60 km del emisor.

- 2) Calcular la C/N en la base de la antena receptora (antes del cable).
- 3) Calcular la C/N en la entrada del televisor. ¿Se cumplen las condiciones que impone la normativa de ICT para las medidas en la entrada del televisor (Nivel mínimo de portadora y C/N mínimo)?
- 4) Si se añade un amplificador con $F_{amp} = 2$ dB en la base de la antena, ¿cuál es el valor mínimo de la ganancia (G_{amp}) para poder recibir en la entrada del televisor la potencia mínima impuesta por la normativa ICT (Nivel mínimo de portadora)?
- 5) Calcular el valor aproximado del ruido (en dBm) en la entrada del televisor en función de G_{amp} . ¿Cuál es el rango de G_{amp} para que se cumpla en la entrada del televisor la C/N impuesta por la normativa ICT (C/N mínima en la entrada del televisor)?

(Continúa)

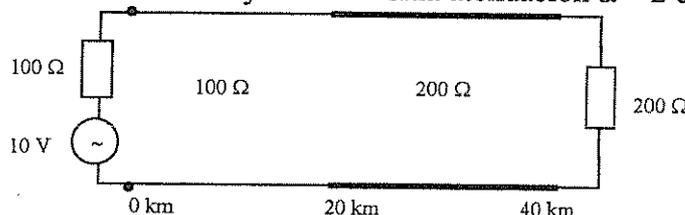
II-12 Continuación:

Datos adicionales:

- Normativa de ICT:
 - Nivel mínimo portadora en la base de la antena receptora: -40 dBm
 - Nivel mínimo portadora en la entrada del televisor: -20 dBm
 - C/N mínima en la entrada del televisor: 43 dB
- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
- Atenuación de cable coaxial: $\alpha[\text{dB/Km}] = 0,01 + 2,3 \sqrt{f[\text{MHz}]} + 0,003f[\text{MHz}]$
- Banda UHF para TV analógica: 470-830 MHz (45 canales de 8 MHz)
- Canal de UHF con ancho de banda de 8 MHz, y con la portadora a 1,25 MHz de la frecuencia inferior.
- $t_0 = 290 \text{ K}$

Septiembre-02

II-13 En la figura adjunta se representa un enlace de 40 km compuesto por dos secciones de cable de diferente impedancia característica y con la misma atenuación $\alpha = 2 \text{ dB/km}$

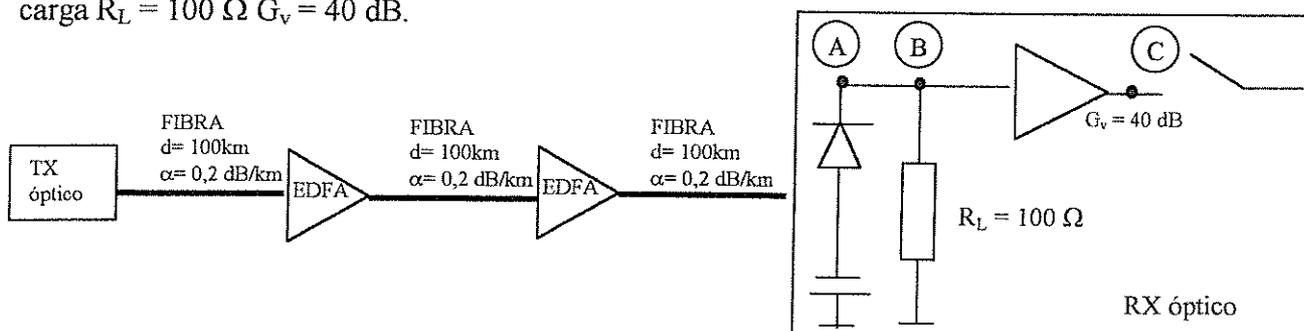


De acuerdo con los datos de la figura:

- 1) Calcular el coeficiente de reflexión en el punto 0 km
- 2) Indicar dónde existen reflexiones
- 3) Calcular el valor de la tensión incidente en el punto 0 km
- 4) Calcular el valor de la tensión total en el punto 40 km
- 5) Calcular la potencia en los puntos 0, 20 y 40 km
- 6) Calcular la potencia en el punto 40 km si la impedancia característica del segundo cable fuese igual a la del primero y estuviese cargado para evitar reflexiones.

Junio-03

II-14 La figura muestra un sistema de transmisión digital basado en fibra óptica monomodo, que hace uso de dos amplificadores ópticos EDFA. Cada tramo de fibra tiene una longitud $d = 100 \text{ km}$ y una atenuación $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$. EL transmisor se considera de espectro ancho, y se caracteriza por una potencia óptica emitida $P_t = -25 \text{ dBm}$, y una longitud de onda de trabajo $\lambda = 1550 \text{ nm}$. Los amplificadores EDFA presentan una ganancia $G = 20 \text{ dB}$, y un factor de ruido $F = 4 \text{ dB}$. El receptor óptico es no coherente, y presenta una responsividad $r = 0,5 \text{ A/W}$, una resistencia de carga $R_L = 100 \text{ Ohms}$ $G_v = 40 \text{ dB}$.



(Continúa)

II-14 Continuación:

Se pide calcular:

- 1) La sensibilidad efectiva que debe presentar el receptor.
- 2) La máxima dispersión tolerable suponiendo que la penalización por interferencia entre símbolos está limitada a 1 dB y que la velocidad de transmisión es $R = 2,5$ Gb/s.
- 3) El máximo ancho de banda disponible en las condiciones anteriores.
- 4) Calcular la corriente de ruido i_{ASE} a la salida del fotodiodo (A), debida exclusivamente a los EDFA.
- 5) Calcular la tensión de ruido v_{ASE} en el punto de muestreo (C), debida exclusivamente a los EDFA.
- 6) El factor de ruido total equivalente del sistema formado por los dos EDFA y los tres tramos de fibra óptica (sin considerar ni el transmisor ni el receptor).

NOTA:

- a) La densidad de potencia óptica de ruido η_{ASE} [W/Hz] que produce un EDFA referida a su salida es: $\eta_{ASE} = (fghv)/2$ donde: f = factor de ruido del amplificador; h = constante de Plank = $6,626 \cdot 10^{-34}$ J·s; g = ganancia del amplificador; v = frecuencia del fotón
- b) La densidad espectral del valor cuadrático medio de la corriente de ruido en el receptor $\overline{\{i_{ASE}^2\}}$ [A^2 /Hz], si a la entrada del receptor existe una densidad de potencia óptica de ruido η [W/Hz], es: $\overline{\{i_{ASE}^2\}} = 4r^2 p_{op} \eta$ donde: r = responsividad del receptor; p_{op} = potencia óptica recibida de la señal.
- c) Se debe asumir que el ruido introducido por varios amplificadores EDFA colocados en cascada se puede sumar en potencia.
- d) Velocidad de propagación de la luz en el vacío $c = 300.000$ km/s.

Junio-03

II-15 Se desea conectar por medio de una cadena de radioenlaces dos centrales que distan 400 km. El sistema MDF diseñado presenta las siguientes características:

- Frecuencia del radioenlace: 12 Ghz
- Ancho de banda considerado: un canal de 8 MHz
- Potencia de transmisión: $p_t = 10$ mW

Las secciones de repetición son idénticas, con características:

- vano de las secciones de repetición: $d = 40$ km
- conjunto receptor-amplificador-transmisor, para compensar las pérdidas del vano, con factor de ruido $f = 10$
- antenas parabólicas de diámetro: $D = 1,25$ m
- ganancia de las antenas: $G[\text{dB}] = 18 + 20 \log f [\text{GHz}] + 20 \log D[\text{m}]$
- pérdidas adicionales en los equipos: despreciables
- ruido térmico captado por la antena receptora: 290 K
- ruido de intermodulación de segundo orden del amplificador, medido para una salida de 0 dBm: $p_{i_2} = 50$ pW.
- ruido de intermodulación de tercer orden del amplificador, medido para una salida de 0 dBm: $p_{i_3} = 50$ pW
- Temperatura de referencia: $t_0 = 290$ K

(Continúa)

II-15 Continuación:

Se pide calcular:

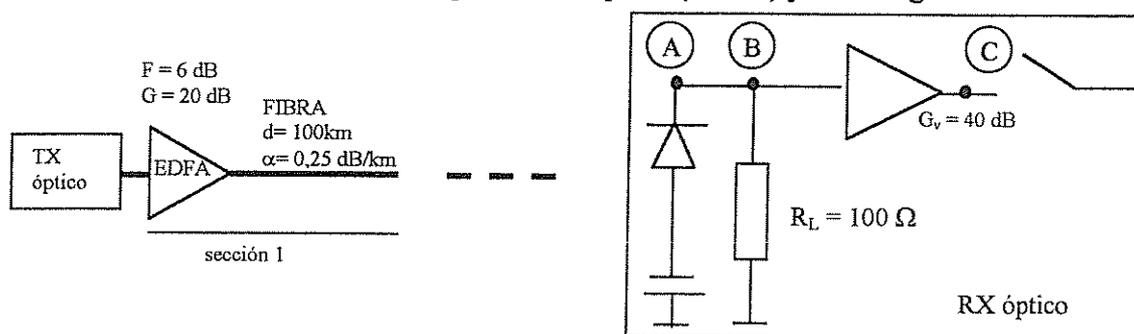
- 1) La ganancia de los amplificadores intermedios (en dB).
- 2) El ruido térmico para cada sección de repetición, medido a su salida; y el ruido térmico total a la salida del último amplificador (en W).
- 3) El ruido total de intermodulación de segundo orden a la salida del último amplificador (en W).
- 4) El ruido total de intermodulación de tercer orden a la salida del último amplificador (en W).
- 5) El ruido total a la salida del último amplificador (en W).

Dato adicional:

- Constante de Boltzmann $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

Septiembre-03

II-16 La figura representa un enlace por fibra compuesto por varias secciones de amplificación. Cada una de ellas está compuesta por un amplificador óptico (EDFA) y una longitud de cable de 80 km.



De acuerdo con los datos de la figura se pide calcular:

- 1) La tensión en el punto de muestreo cuando llega un "1" si la potencia transmitida por el transmisor es $P(1) = -30 \text{ dBm}$
- 2) La tensión en el punto de muestreo cuando llega un "0" si la potencia transmitida por el transmisor es $P(0) = -\infty \text{ dBm}$, y la corriente de saturación del diodo es despreciable.
- 3) El ruido a la salida de cada sección de repetición debido al ruido de los amplificadores.
- 4) El número máximo de secciones de repetición si se pretende un valor de $P_e = Q(4,9)$, teniendo

$$\text{en cuenta que } P_e = Q(\lambda) = Q\left(\frac{v_{s1} - v_{s0}}{\sigma_1 + \sigma_2}\right).$$

- 5) El aumento de la potencia del transmisor para pasar a un valor de $\gamma = 7$

NOTAS:

a) Datos:

- Receptor no coherente: diodo p-i-n
- Responsividad del receptor: $r = 0,4 \text{ A/W}$
- Longitud de onda de trabajo: $\lambda = 1.550 \text{ nm}$
- Ancho de banda en el receptor: $b = 10 \text{ GHz}$
- Corriente de oscuridad (saturación) en el receptor: despreciable
- Ruido debido a R_L y al amplificador de recepción: despreciable

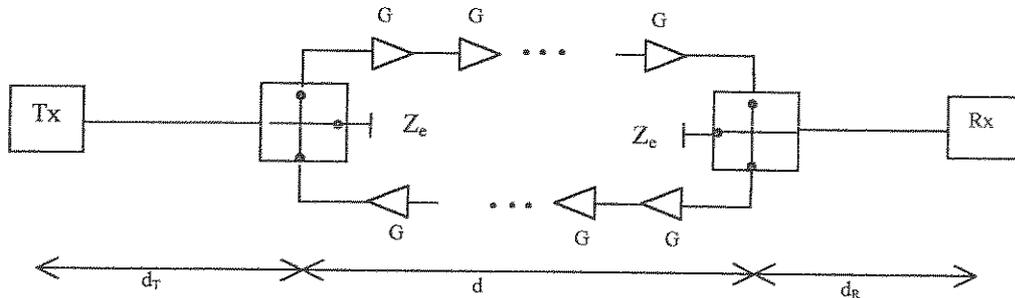
(Continúa)

II-16 Continuación:

- b) La densidad de potencia óptica de ruido η_{ASE} [W/Hz] que produce un EDFA referida a su salida es: $\eta_{ASE} = (fhgv)/2$ donde: f = factor de ruido del amplificador; h = constante de Plank = $6,626 \cdot 10^{-34}$ J·s; g = ganancia del amplificador; v = frecuencia del fotón.
- c) La densidad espectral del valor cuadrático medio de la corriente de ruido en el receptor $\overline{\{i_{ASE}^2\}}$ [A²/Hz], si a la entrada del receptor existe una densidad de potencia óptica de ruido η [W/Hz], es: $\overline{\{i_{ASE}^2\}} = 4r^2 p_{op} \eta$ donde: r = responsividad del receptor; p_{op} = potencia óptica recibida de la señal.
- d) Se debe asumir que el ruido introducido por varios amplificadores EDFA colocados en cascada se puede sumar en potencia (Tal como se menciona en los datos, este es el único ruido a considerar).

Septiembre-03

II-17 La figura muestra dos terminales conectados por un sistema de transmisión basado en cable de pares de cobre, con tramos a dos y a cuatro hilos, por los que circula una señal de banda estrecha modulada sobre una portadora de 250 kHz.



Datos:

- Parámetros primarios del cable de pares: $R_{CC} = 50 \Omega/\text{km}$; $L = 0,7 \text{ mH}/\text{km}$; $C = 40 \text{ nF}/\text{km}$.
- Distancias: $d_T = 1 \text{ km}$; $d = 50 \text{ km}$; $d_R = 2 \text{ km}$.
- Circuitos híbridos resistivos: $A_{ins} = 6 \text{ dB}$; $Z_e = 100 \Omega$.
- Amplificadores (n por sentido): $G = 50 \text{ dB}$.

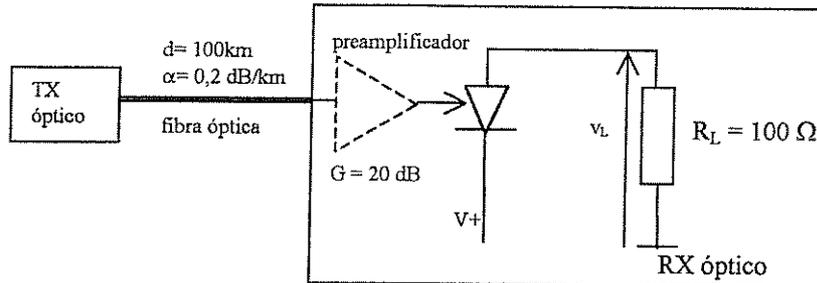
Se pide:

- 1) Sabiendo que $R_{CA}(f) = R_{CC} (1 + \sqrt{3^6 + 8u^6}) / 4$, con $u = 0,01 \sqrt{f[\text{Hz}]}$, razonar si se puede usar alguna aproximación conocida y calcular consecuentemente la impedancia característica Z_o [Ω], la constante de atenuación α [dB/km] y la velocidad de propagación v_p [km/s] (asumir $v_p = v_f = v_g$) del cable de pares.
A partir de ahora suponga: $Z_o = 130 \Omega$; $\alpha = 3 \text{ dB}/\text{km}$; $v_p = 190 \cdot 10^3 \text{ km}/\text{s}$.
- 2) Calcular la atenuación de equilibrio de los circuitos híbridos A_R [dB], la pérdida total entre extremos a dos hilos $T(n)$ [dB], y la estabilidad del circuito a cuatro hilos $S(n)$ [dB], dando estos dos últimos valores en función de n.
- 3) Calcular el valor límite n_M que garantiza $S(n_M) > S_m = 3 \text{ dB}$ y, luego $T(n_M)$ y $S(n_M)$.
- 4) Calcular la atenuación $A(i)$ [dB] y el retardo $t(i)$ [μs] del i-ésimo eco recibido en el terminal transmisor, dando ambos valores en función de i.

Junio-04

II-18 Para cumplir con la calidad exigida en un enlace de fibra óptica de $V_b = 10$ Gb/S existe la posibilidad de elegir entre tres tipos de receptores cuyas características más importante se indican a continuación:

- Tipo 1: diodo PIN • Tipo 2: diodo APD • Tipo 3: preamplificador óptico y diodo PIN



Suposiciones:

- La potencia que llega al receptor cuando se envía un "0": $P_e = -\infty$ dBm
- Calidad del enlace: $P_e = 10^{-12}$ (este valor se consigue con $\gamma = 7$)
- Ancho de banda eléctrico: $b = \frac{1}{2} V_b$
- Resistencia de carga: $R_L = 100 \Omega$ a temperatura $t = 600$ K
- Corriente de oscuridad de los diodos: $i_{os} \approx 0$.

Se pide calcular:

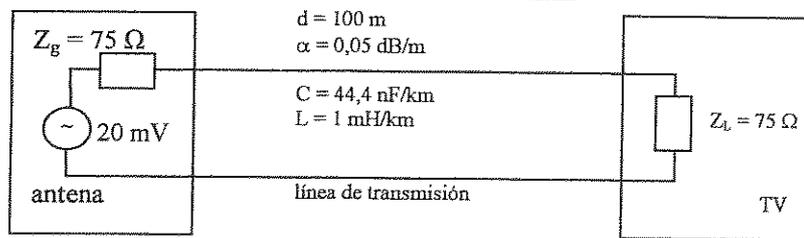
- 1) La sensibilidad del receptor PIN ($r = 1,25$ A/W) (considere solo el ruido térmico)
- 2) La sensibilidad del receptor APD ($r = 1,25$ A/W, factor multiplicativo de avalancha $M = 10$ y factor de ruido en exceso por avalancha $F(M) = 8$) (considere sólo el ruido de granalla).
- 3) La sensibilidad, a la entrada del receptor con preamplificador óptico (ganancia $G = 20$ dB y densidad espectral de ruido a su salida $\eta_{ASE} = 2,5 \cdot 10^{-17}$ W/Hz) seguido de un diodo PIN ($r = 1,25$ A/W) (considere sólo el ruido ASE).
- 4) El tipo de receptor que cumple la calidad exigida suponiendo que: la máxima potencia media de salida del transmisor es $P_t = 0$ dBm, la longitud del enlace es $d = 100$ km, la atenuación de la fibra es $\alpha = 0,3$ dB/km incluyendo empalmes y conectores, se permite una penalización por IES $I = 2$ dB y el enlace debe tener un margen de seguridad $M_s = 3$ dB.
- 5) La máxima distancia del enlace para una fuente de luz de anchura espectral $\Delta\lambda = 1$ nm, transmitiendo a $\lambda = 1500$ nm sin chip inicial, suponiendo que la fibra posee un valor de dispersión cromática $D = 17$ ps/nm·km con efectos no lineales despreciables y que la máxima distorsión del pulso que se permite para una penalización por IES $I = 2$ dB es $\sigma < 0,498$ T.

Datos adicionales:

- $P_e = Q(\gamma)$ donde $\gamma = \frac{(v_L('1') - v_L('0'))}{(\sigma_L('1') + \sigma_L('0'))}$
- $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K, $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C
- Valor cuadrático medio de la corriente de ruido producido por el diodo $\langle i_{AE}^2 \rangle [A^2]$, si a la entrada del mismo existe una densidad de potencia óptica de ruido η_{ASE} [W/Hz]:
 $\langle i_{AE}^2 \rangle = 4r^2 p_{op} \eta_{ASE}$ b donde $r =$ responsividad del diodo; $p_{op} =$ potencia óptica a la entrada del diodo.

Junio-04

II-19 En la figura se representa la red de distribución de la señal de TV en una vivienda unifamiliar. Se supone que se está recibiendo un canal de TV analógico en la banda de UHF a la frecuencia de portadora de 600 MHz con un ancho de banda $b = 8$ MHz



La antena equivale a un generador de f.e.m. de $20 \text{ mV}_{\text{eficaz}}$ y una impedancia $Z_g = 75 \Omega$. El televisor presenta una impedancia $Z_L = 75 \Omega$ a su entrada. Ambos elementos están unidos por una línea de transmisión metálica con valores de $L = 1 \text{ mH/km}$, $C = 44,4 \text{ nF/km}$, $d = 100 \text{ m}$ y $\alpha = 0,05 \text{ dB/m}$.

Se pide calcular:

- 1) La impedancia característica de la línea de transmisión metálica y su constante de fase (en rad/km) utilizando las aproximaciones de alta frecuencia.
- 2) El coeficiente de reflexión a la entrada de la línea suponiendo que el resultado anterior de impedancia característica de la línea sea $Z_0 = 150 \Omega$, y la constante de fase $\beta = 2,512 \cdot 10^4 \text{ rad/km}$.

Suponiendo que el resultado del apartado anterior es $\rho(0) = 0,1$, se pide calcular:

- 3) La impedancia de carga a la entrada de la línea.
- 4) La tensión incidente total a la entrada de la línea.
- 5) Indique, razonando la respuesta, si existe doble imagen en el televisor. Si existiese, calcule la atenuación (en dB) existente entre dicha doble imagen y la original.
- 6) Suponiendo que el televisor tiene un ancho de 52 cm, calcule en caso de que exista, la distancia entre la primera y la segunda imagen sobre la pantalla.

Septiembre-04

II-20 Se desea transmitir una señal de 34 Mb/s por un radioenlace terrenal con dos vanos de 35 km que opera a una frecuencia de 18 GHz y que se emplea una modulación 256-QAM con factor de redondeo $\alpha = 0,5$. Para proteger la señal contra errores hace uso de una codificación de canal de dos etapas: RS(204,188) seguido de un código convolucional que añade 1 bit de redundancia por cada 3 de información.

Sabiendo que se emplea:

- emisor de potencia $p_t = 2 \text{ W}$.
- antenas parabólicas de ganancia (tanto de emisión como de recepción) $G_t = G_r = 37,5 \text{ dB}$.
- repetidor intermedio con factor de ruido $F = 6 \text{ dB}$ y ganancia total $G = 40 \text{ dB}$.
 - amplificador de ganancia $G = 40 \text{ dB}$
 - desmodulador digital y
 - decodificador de canal.

Se pide calcular:

- 1) Ancho de banda necesario (en MHz).
- 2) Potencia de señal recibida a la entrada del desmodulador (en dBm).
- 3) Potencia total de ruido referida a la entrada del desmodulador.
- 4) Probabilidad de error a la salida del desmodulador.

Se necesita una $P_e < 10^{-4}$ a la entrada del decodificador de canal para que el codificador de fuente sea operativo. Para que se cumpla este requisito, calcular:

- 5) El aumento en la potencia de emisión (en dB) manteniendo la modulación inicial.

(Continúa)

II-20 Continuación:

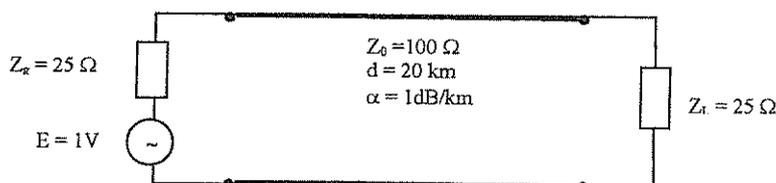
Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$.
- Potencia de ruido a la salida del emisor nula.
- Pérdidas en los alimentadores de las antenas nulos.
- Atenuaciones de campo y por desvanecimiento nulos.
- Temperatura de ruido captada por las antenas: $t_f = 290 \text{ K}$
- Temperatura de referencia: $t_0 = 290 \text{ K}$
- $P_e[\text{M-QAM}] = 2Q \left(\sqrt{\frac{6Es}{N_o(M-1)}} \right)$ (donde $Q(z) \approx \frac{1}{z\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$ para $z > 3$).
- Para dicho cálculo de z que corresponde a un $Q(z)$ determinado utilice la tabla adjunta, pudiéndose interpolar linealmente los valores que faltan.

Q(z)	$5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
z	2,57583	3,09025	3,29056	3,71909	3,89059	4,26489	4,41717	4,75342

Septiembre-04

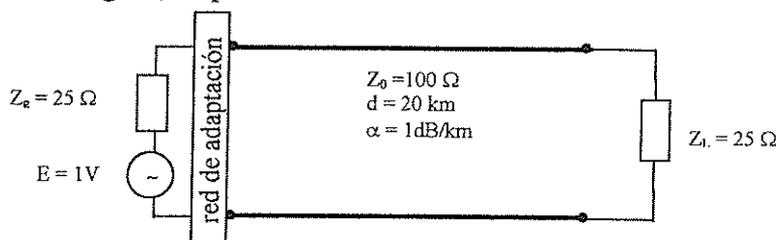
II-21 En la figura se representa una línea de transmisión con los valores indicados en la misma. En su entrada se conecta un generador de tensión eficaz de 1 V y una resistencia de 25 Ω . La línea está terminada por una carga de valor 25 Ω .



Se pide calcular:

- 1) El coeficiente de reflexión en la carga.
- 2) El coeficiente de reflexión a la entrada de la línea.
- 3) La potencia activa, en dBm, en la carga.

Suponiendo que se introduce después del generador una red de adaptación de impedancia no disipativa (presenta adaptación de impedancias tanto a su entrada como a su salida, y transfiere a la salida toda la potencia recibida a su entrada) para sacar la máxima potencia del generador, como se muestra en la figura, se pide calcular:

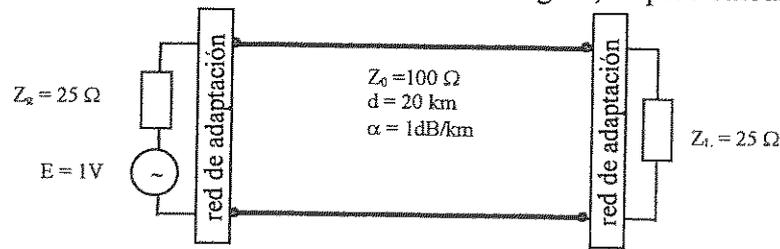


- 4) La tensión incidente a la entrada de la línea.
- 5) La potencia activa, en dBm, en la carga.

(Continúa)

II-21 Continuación:

Suponiendo que ahora se añade otra red de adaptación de impedancias no disipativa en la carga para evitar reflexiones en la línea, como se muestra en la figura, se pide calcular:



- 6) La tensión incidente a la entrada de la línea.
- 7) La potencia activa, en dBm, en la carga.

Junio-05

II-22 Se desea diseñar un radioenlace digital par cubrir una extensión de 180 km, dividida en tres vanos de igual longitud. Se va a hacer uso de un plan a dos frecuencias ($f_1 = 8,29$ GHz y $f_2 = 8,41$ GHz, siendo f_1 la frecuencia utilizada por el primer transmisor), con repeticiones activos idénticos, cada uno incluyendo un receptor y un transmisor que se pueden considerar, a efectos prácticos, como equivalentes a un amplificador de ganancia G y factor de ruido de 10 dB. Suponiendo que el primer transmisor emite 20 dBm, que el receptor final dispone de un amplificador idéntico al de los repetidores activos, que su demodulador presenta una sensibilidad de -20 dBm, y que se desea recibir a la entrada del demodulador una potencia de 5,8 dB por encima de dicha sensibilidad. Se pide Calcular:

- 1) La ganancia de los amplificadores de los repetidores activos asumiendo que las ganancias de las antenas de los repetidores son idénticas a las del transmisor y el receptor (todas de 40 dB tanto para transmisión como para recepción).

Para el cálculo de los restantes apartados, asuma una ganancia de los amplificadores de los repetidores activos $G = 55$ dB.

- 2) Si el ancho de banda del canal utilizado es de 40 MHz, calcular la potencia de ruido captada a la entrada del demodulador.
- 3) Si se desea hacer usos de una modulación M-QAM con factor de redondeo $\alpha = 0,45$, determinar el valor de M que posibilita dicha transmisión si se quiere trabajar con una $P_e = 10^{-10}$.
- 4) Calcular el margen de desvanecimiento M_6 .
- 5) Si la relación de protección de interferencia cocanal es de 10 dB, determinar la máxima potencia de señal interferente cocanal a la entrada del demodulador para una probabilidad de error de trabajo de $P_e = 10^{-10}$, asumiendo que dicha interferencia es despreciable a efectos del cálculo de la probabilidad de error.

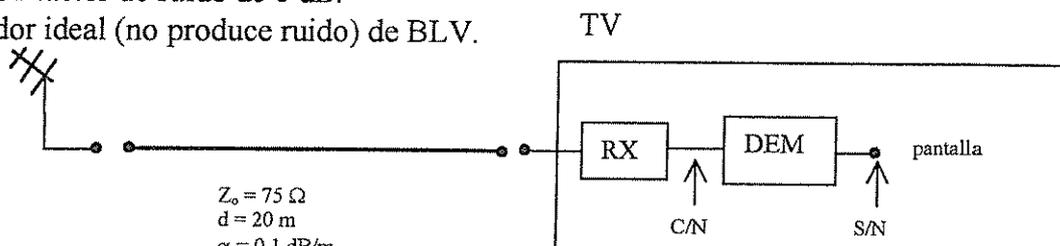
Dato adicionales:

- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K.
- Potencia de ruido nula a la salida del primer emisor.
- Pérdidas en los alimentadores de las antenas nulos.
- Temperatura de referencia: $t_0 = 290$ K.
- P_e [M-QAM] = $4Q \left(\sqrt{\frac{3E_s}{N_0(M-1)}} \right)$, siendo E_s la energía de símbolo, y N_0 la densidad espectral de potencia de ruido. En particular, $4Q(\sqrt{43,17}) = 10^{-10}$ y $4Q(\sqrt{25,26}) = 10^{-6}$.

Junio-05

II-23 En la figura se representa un sistema de recepción de TV analógico compuesto por:

- Una antena UHF con un factor de ruido igual a 1.
- Un cable de $Z_0 = 75 \Omega$, de longitud 20 m y atenuación por metro $\alpha = 0,1 \text{ dB/m}$ a la temperatura de referencia $t_0 = 300 \text{ K}$.
- Un televisor (TV) compuesto por:
- Un receptor con factor de ruido de 8 dB.
- Un demodulador ideal (no produce ruido) de BLV.



Se conoce por teoría de la señal que la relación señal a ruido después de demodular se puede expresar como: $\frac{s}{n} = \frac{c}{n} \cdot i$.

Donde $\frac{c}{n}$ = relación portadora a ruido a la entrada del demodulador; i = factor de mejora del demodulador. Se pide:

- 1) Calcular lo que empeora la C/N, en DB, desde pie de antena hasta la entrada del demodulador aplicando el concepto de factor de ruido.
- 2) Calcular la S/N, en dB, conociendo que el factor de mejora en dB tienen un valor de 2 dB y que la potencia recibida por la antena es de -60 dBm .
- 3) Indicar dónde colocaría (la mejor opción) un amplificador de ganancia 30 dB y factor de ruido 3 dB y calcular la mejora (si existe) en la S/N con relación al apartado anterior.

Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
- Ancho de banda UHF: $b = 8 \text{ MHz}$
- Sistema a la temperatura de referencia (300 K)

Septiembre-05

II-24 Se desea estudiar el enlace descendente de un sistema de transmisión digital vía satélite con las siguientes características:

- Modulación digital: 8-PSK con $\alpha = 0,25$
- Distancia $d = 39.500 \text{ km}$
- Frecuencia: $f = 12,7 \text{ GHz}$
- Velocidad binaria total: $R = 75 \text{ Mb/s}$.
- Receptor compuesto por amplificador, demodulador, decodificador de canal y decodificador de fuente.

Se pide:

- 1) Calcular el ancho de banda $b[\text{MHz}]$.
- 2) Calcular la potencia mínima que debe llegar a la entrada del receptor de la ET (Estación Terrestre), $P_{\alpha ET} [\text{dBW}]$, sabiendo que a su entrada se requiere una relación señal a ruido mínima de 12 dB y que la temperatura total de ruido referida a ese mismo punto es $t_r = 115 \text{ K}$ (correspondiente a la suma de todas las contribuciones de ruido captado por antena y generado por receptor)

(Continúa)

II-24 Continuación:

3) Calcular el diámetro mínimo de la antena de la ET, D_{antET} [m], que garantiza una potencia recibida $P_{\text{rxET}} = -121$ dBW.

La codificación de canal (CC) que se usa en el sistema introduce un 50% de redundancia, consiguiendo pasar de una $P_e = 7,1 \cdot 10^{-3}$ a la entrada del descodificador de canal a una $P_e = 10^{-10}$ a su salida. Se pide:

4) Calcular la velocidad binaria efectiva.

5) Calcular el número de símbolos que debería tener la modulación M-PSK de un nuevo sistema de transmisión sin CC para transmitir la misma velocidad binaria efectiva del sistema con 8-PSK manteniendo la probabilidad de error final ($P_{e\text{SinCC}} = P_{e\text{PostCC}}$) y el mismo ancho de banda.

6) Determinar la potencia que se debería transmitir usando esta nueva modulación y sacar conclusiones.

Datos adicionales:

- Para las modulaciones consideradas aquí, se puede usar la misma fórmula que para M-QAM en cuanto el ancho de banda, y estimar la probabilidad de error de bit como:

$$P_e = 4Q\left(\sqrt{\frac{3E_s}{N_o(M-1)}}\right), \text{ siendo } E_s \text{ la energía media por símbolo y } N_o \text{ la densidad espectral de}$$

ruido. En particular, $4Q(2,914) = 7,1 \cdot 10^{-3}$ y $4Q(6,574) = 10^{-10}$.

- Constante de Boltzmann: $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K
- Potencia transmitida desde el satélite: $P_{\text{txSat}} = 10$ W
- Diámetro de la antena del satélite: $D_{\text{antSat}} = 0,8$ m
- Pérdidas adicionales: $L_{\text{adSat}} = L_{\text{adET}} = 1$ dB
- Ganancia de una antena parabólica: G [dB] = $18 + 20 \log D$ [m] + $20 \log f$ [Ghz].

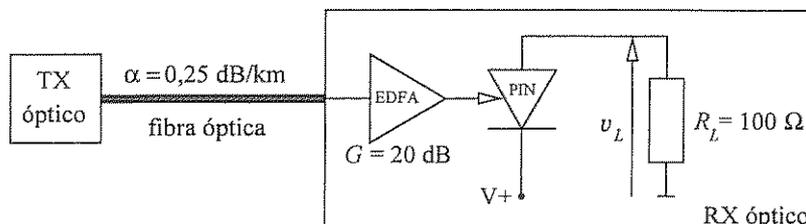
Septiembre-05

Sistemas de Transmisión

27 - junio - 2009

Problemas (sólo hoja de fórmulas): P2 (20 puntos sobre 100)

Para cumplir con la calidad exigida en un enlace de fibra óptica de $V_b = 10$ Gb/s se utiliza un receptor compuesto por un amplificador EDFA y un diodo PIN cargado con una resistencia de 100Ω .



Datos:

- Calidad del enlace: $P_e = 10^{-12}$, que se consigue con $\gamma = 7$.
- Ancho de banda eléctrico: $b = \frac{1}{2} V_b$.
- Corriente de oscuridad del diodo: $i_{os} \approx 0$.
- Ganancia del amplificador: $G = 20$ dB.
- Responsividad del diodo: $r = 1,25$ A/W.

$$P_{in} = 0 \text{ W} = -\infty \text{ dBm tx '0'}$$

Se pide calcular:

- 1) [8 puntos] La sensibilidad de entrada al receptor para la calidad exigida si se considera únicamente el ruido ASE, con densidad espectral de ruido a la salida del amplificador $\eta_{ASE} = 2,5 \cdot 10^{-17}$ W/Hz.
- 2) [3 puntos] La máxima longitud posible del enlace si la potencia media de salida del transmisor es $P_t = 0$ dBm, la constante de atenuación de la fibra es $\alpha = 0,25$ dB/km y la penalización por IES es despreciable.

Para la misma longitud del enlace calculada anteriormente, se decide sustituir el amplificador de recepción por otro de ganancia $G = 10$ dB y se introduce otro de iguales características al comienzo de la fibra, de forma que el nivel de señal se mantiene. Cada uno de estos amplificadores (de menor ganancia) introduce un ruido ASE $\eta_{ASE} = 2,5 \cdot 10^{-18}$ W/Hz.

- 3) [5 puntos] Calcular el nuevo valor del parámetro γ . ¿Tiene el enlace mejor calidad?
- 4) [4 puntos] Indicar qué conclusiones se obtienen de este desdoblamiento del amplificador.

Datos adicionales:

- $P_e = Q(\gamma)$ donde $\gamma = \frac{(v_L('1') - v_L('0'))}{(\sigma_L('1') + \sigma_L('0'))}$
- $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K, $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C.
- Valor cuadrático medio de la corriente de ruido producido por el diodo $\langle i_{ASE}^2 \rangle [A^2]$, si a la entrada del mismo existe una densidad de potencia óptica de ruido $\eta_{ASE} [W/Hz]$:
 $\langle i_{ASE}^2 \rangle = 4r^2 p_{op} \eta_{ASE} b$ donde: $r =$ responsividad del diodo
 $p_{op} =$ potencia óptica a la entrada del diodo.

Contestar los problemas en hojas separadas
Entregar cada problema por separado, doblado por la mitad y con el nombre hacia afuera

Sistemas de Transmisión

27 - junio - 2009

Problemas (sólo hoja de fórmulas): P1 (20 puntos sobre 100)

Se tiene un radioenlace digital de dos vanos, cuyas longitudes son d_1 y d_2 con pérdidas de propagación l_1 y l_2 . Todas las antenas son iguales y hay un repetidor activo entre ambos vanos que, además de cambiar de frecuencia, tiene un amplificador con ganancia g_a y factor de ruido f_a . Al final del segundo vano se encuentra el receptor que tiene un amplificador con ganancia g_r y factor de ruido f_r antes del desmodulador.

Se recomienda que para el análisis se consideren los conjuntos vano-amplificador para cada uno de los dos vanos y se considere que el punto de referencia del ruido está situado entre la antena y el amplificador de cada vano.

Se pide calcular:

- 1) [4 p.] Las temperaturas de ruido de cada conjunto vano-amplificador y la del sistema de transmisión completo.
- 2) [3 p.] La relación señal a ruido del sistema indicando el punto de cálculo. Se recomienda dejarla en función de la potencia transmitida.
- 3) [4 p.] El valor más adecuado de g_a respecto a la relación señal a ruido si se puede variar los valores de g_a y g_r (manteniendo constante su producto), y sin que varíen los factores de ruido.

A partir de este momento considerar que los dos vanos anteriores tienen igual longitud y que los amplificadores son iguales, compensando cada uno las pérdidas del vano precedente.

- 4) [4 p.] Si se pudiese conseguir una visión directa entre el comienzo del primer vano y el final del segundo, y por lo tanto se pudiese eliminar el repetidor activo, obtener el valor de la nueva relación señal a ruido a la entrada del receptor en función de la anterior relación señal a ruido (suponer que la ganancia del amplificador del receptor compensa las pérdidas del vano y que su factor de ruido no varía).
- 5) [5 p.] Si la probabilidad de error es $P_e = 10^{(3-S/N[\text{dB}])}$, examinar las dos situaciones anteriores (dos vanos iguales y un único vano) así como la posible ubicación de un repetidor regenerativo entre los dos vanos. ¿Cuál es la mejor opción de las tres?

Datos adicionales:

- Suponer que la temperatura del ruido recibido por cualquier antena de un radioenlace es $t_o = 290$ K.

Contestar los problemas en hojas separadas
Entregar cada problema por separado, doblado por la mitad y con el nombre hacia afuera

$L_{pf} [dB] = 92.45 + 20 \log f [GHz] + 20 \log d [\mu m]$
 $L_f [dB] = L_{pf} [dB] - G_T [dB] - G_R [dB]$
 $L [dB] = L_f [dB] + A_c [dB]$
 $A_c [dB] = 10 \log a_c = 20 \log \frac{e}{e}$

$\Phi_{ISOTROPICA} = \frac{P_t}{4\pi d^2} [W/m^2]$ $P_R = \Phi_{ISOTROPICA} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$
 $g = \frac{\Phi_{ANTENA}}{\Phi_{ISOTROPICA}}$ $\Phi_{ANTENA} = \Phi_{ISOTROPICA} \cdot g$
 $P_R = \Phi \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g_r$
 $A_f [dB] = 92.45 + 20 \log f [GHz] + 20 \log d [\mu m] - G_T [dB] - G_R [dB] + A_c [dB]$

$\Gamma_{INTEGRAL} = \Gamma_{PUNTUAL} + \Gamma_{GO}$
 $\Gamma_{PUNTUAL} [ns] = \frac{1}{2.35} \cdot d [\mu m] \cdot \Delta \lambda [nm] \cdot \eta(\lambda) \left[\frac{ns}{\mu m \cdot nm} \right]$
 $\eta(\lambda) \left[\frac{ns}{nm \cdot \mu m} \right] = - \frac{\lambda [nm]}{c \left(\frac{\mu m}{ns} \right)} \cdot \frac{d n_1}{d \lambda^2}$ $c = 3 \cdot 10^8 \frac{km}{ns}$
 $\Gamma_{GO} [ns] = \frac{1}{2.35} \cdot d [\mu m] \cdot \Delta \lambda [nm] \cdot G(\lambda) \left[\frac{ns}{nm \cdot \mu m} \right]$
 $G(\lambda) \left[\frac{ns}{nm \cdot \mu m} \right] = \ominus \frac{\lambda [nm]}{c \left(\frac{\mu m}{ns} \right)} \cdot \frac{1}{4\pi^2 a^2 \left(\frac{nm}{\mu m} \right) \cdot n_1}$
 $D(\lambda) = |G(\lambda) + \Gamma(\lambda)|$ $B [Hz] = \frac{0.187}{\Gamma_{PUNTUAL} [ns] + \Gamma_{GO} [ns]}$

$\sigma_{TOTAL}^2 = \sigma_{PUNTUAL}^2 + \sigma_{INTEGRAL}^2 = \sigma_{PUNTUAL}^2 + \sigma_{INTEGRAL}^2 + \sigma_{GO}^2$
 $\Delta t_{PUNTUAL} [ns/\mu m] = \frac{1}{2.35} \cdot \frac{1}{c}$ $\Delta t_{INTEGRAL} [ns/\mu m] = \frac{1}{2.35} \cdot \frac{1}{c}$
 $\Gamma_{PUNTUAL} [ns/\mu m] = \frac{1}{2.35} \cdot c = \frac{1}{2.35} \cdot \Delta t [ns/\mu m]$
 $\Gamma_{GO} [ns] = 0.187 \cdot d [nm]$
 $B [GHz] = \frac{0.187}{\Gamma_{PUNTUAL} [ns] + \Gamma_{GO} [ns]}$

DIST. NO UNIFORM: ANALISIS PARALELO
 $\tilde{v}_n [V] = \frac{1}{2^n - 1} a_n v^n$ $a_n = \frac{v_n}{v_1}$
 $A_n [dB] = 20 \log \frac{v_n}{v_1}$
 $m_n = \left(\frac{v_n}{v_1} \right)^2 = \left(\frac{a_n}{a_1} \right)^2$
 $f = \frac{v_0}{g \cdot n_1}$ $f = 1 + \frac{te}{to}$ $te = to(f-1)$
 $f_{n1} = \frac{f}{to}$ $f_{n2} = \frac{f}{to}$

$A_n [dB] = 20 \log \left| \frac{e_1 + e_2}{e_1 e_2} \right|$ $A_{th} = f_{dB} + A_n$
 $T [dB] = f + z_L - z_G$ $\Gamma [dB] = 2T + 2A$ $S [dB] = \frac{\Gamma}{2}$
 $t_0 = 2(t_1 + t_2)$ $t_0 = 2t_2$
 $A_E = 2T + A_n + 2A_f$ $A_E = 2(T + A_n)$

ANTENAS $f = \frac{v_0}{k \cdot b}$ $f_{n1} = \frac{f}{to}$
ATENUADORES PASIVOS $te = (a-1) \frac{tat}{to}$ $f = 1 + (a-1) \frac{tat}{to}$
 $t_{total} = te_1 + \frac{te_2}{g_1} + \frac{te_3}{g_1 g_2} + \dots + \frac{te_n}{g_1 \dots g_{n-1}}$
 $f_{total} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{f_n - 1}{g_1 \dots g_{n-1}} = 1 + \frac{t_{total}}{to}$
PART $b = \frac{v_T (1+a)}{2}$ $v_T = \frac{f}{T}$
QUANT $b = v_T (1+a)$ $\frac{S}{W} = \frac{ES}{T}$ $ES = ST$
 $\rho = \frac{W_{sig}}{ES}$ $\eta = \frac{1}{T} \log_2 \frac{W}{W_{sig}}$ $v_B = \frac{W_{sig}}{T}$
 $c = b \log_2 (1 + S/N)$ $N_0 = \text{DENSIDAD ESPECTRAL DE RUIDO}$

DIST. NO UNIFORM: ANALISIS SUCCESIVO $v_n > v_{n+1}$
 $\tilde{v}_n [V] = \frac{1}{2^n - 1} a_n v^n = n \cdot v \cdot \frac{a_n}{2^n - 1}$
 $I_n [dB] = 20 \log a_n = D_n + \log n$
 $A_d = 20 \log \left(\frac{v_n}{v_1} \right)$
 $A_d = -k_d = 20 \log \frac{v_n}{v_1} [dB]$ $\omega(\omega) = 20 \log \left(\frac{v_n}{v_1} \right)$
 $\langle i_T^2 \rangle = \frac{4utb}{n}$ $\langle v_T^2 \rangle = 4utb \log [V]$ $\langle n_T \rangle = utb$
 $\langle i_G^2 \rangle = 2q(I_{sig})$ $\langle v_G^2 \rangle = 4kT R \log [V]$

FIBRA OPTICA $L_s = g \cdot \frac{N^2 \cdot e^2}{s} = Jph$ $(APD) = \eta \cdot i_s$
 $L_{nw} = L_s$ $b = \eta \cdot g \cdot \frac{P_{in}}{h\nu} \cdot \eta$ $\eta = \frac{L_s}{P_{in}} = \eta \cdot \frac{g}{h\nu}$ $\rho = \eta \cdot \frac{\lambda [\mu m]}{124}$
RUIDO GRANALLA
 $\langle i_G^2 \rangle = 2q(L_{sig} + L_{os}) M^2 F [A^2/Hz]$ $\langle v_G^2 \rangle = 4kT R \log [V]$
RUIDO TERCERO
 $\langle i_T^2 \rangle = \frac{4kT}{R_L} [A^2/Hz]$ $\langle v_T^2 \rangle = 4kT R \log [V]$
RUIDO INTERNO DEL AMPLIFICADOR $\langle v_G^2 \rangle = d \cdot v_0^2 \log [V]$
 $S/N_1 = \frac{(v_{s1} - v_{n1})^2}{v_n^2}$ $(v_{s1} + v_{n1})^2$
 $P_E = Q \left(\frac{1}{2} \sqrt{S/N_1} \right) \equiv BER$ $S [dBm] = S_{max} [dBm] + \Gamma [dB]$
 $\Gamma = 10 \log \left(\frac{v_{s1} + v_{n1}}{v_{s1} - v_{n1}} \right) = 10 \log \left(\frac{1 + \sqrt{S/N_1}}{1 - \sqrt{S/N_1}} \right)$

ANALISIS PARALELO $v_n > v_{n+1}$
 $\tilde{v}_n [V] = \frac{1}{2^n - 1} a_n v^n = n \cdot v \cdot \frac{a_n}{2^n - 1}$
 $I_n [dB] = 20 \log a_n = D_n + \log n$
 $A_d = 20 \log \left(\frac{v_n}{v_1} \right)$
 $A_d = -k_d = 20 \log \frac{v_n}{v_1} [dB]$ $\omega(\omega) = 20 \log \left(\frac{v_n}{v_1} \right)$
 $\langle i_T^2 \rangle = \frac{4utb}{n}$ $\langle v_T^2 \rangle = 4kT R \log [V]$ $\langle n_T \rangle = utb$
 $\langle i_G^2 \rangle = 2q(I_{sig})$ $\langle v_G^2 \rangle = 4kT R \log [V]$

$A = \frac{\text{líneas} \times \text{columnas}}{\text{píxeles}} \times \text{imagineros} / S \times \left(\frac{V_1}{x} + \frac{V_2}{y} + \frac{V_3}{z} \right)$ [bit/s]

moneda $U_1, U_2, U_3 \equiv A, G, B$ o Y, C, Cb y $X: Y: Z$
 bit/muestra
 $4:4:4 \rightarrow (U_1 + U_2/4 + U_3)$
 $4:2:2 \rightarrow (U_1 + U_2/2 + U_3/2)$
 $4:1:1 \rightarrow (U_1 + U_2/4 + U_3/4)$
 $4:2:0 \rightarrow (U_1 + U_2/4 + U_3/4)$

$D^3 \text{ muestras} = \text{líneas} \times \text{columnas} \times \text{imagineros} \rightarrow x \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{y} + \frac{1}{z} \right)$

$t_{tx} = \frac{\text{tclip} \cdot A}{\text{capac. canal}}$ [s]
 $R^i = A \frac{1}{\text{Factor compresión}} \cdot \frac{x}{y} \cdot \frac{z}{W}$ (1/0.5)
 $AB(x, y) \cdot C(z, w)$ o los reducidos.

CUANTIFICACION UNIFORME

$NoIC = \left\lfloor \frac{\text{valor muestra UTN}}{\Delta} \right\rfloor$ Esto es log. (representación en binario)

$\Delta = \frac{1}{2^k}$ todos los intervalos son iguales

$\hat{x} = (NoIC + 0.5) \Delta$ (S/d) = $\frac{S}{(2^k/2)}$

LEY A de 8 bit

$S = \begin{matrix} 1 \oplus \\ 0 \ominus \end{matrix}$

muestra en UTN = $\frac{\text{muestra [V]}}{V_{sub}}$ $\Delta N = \frac{\text{extremo inf. segmento}}{2^k}$

$[a, b] \rightarrow 0 \text{ (a)} = b - a$ $E = |x - \hat{x}|$
 Paralelograma = $1 - \frac{(b-a)}{(b-a)}$

$N^{\circ} IC = \left\lfloor \frac{\text{valor una muestra} - \text{ext. inf. seg}}{\Delta N} \right\rfloor$

$\hat{x} = \frac{\text{ext. inf. seg.} + (N^{\circ} IC + 0.5) \Delta N}{2^k}$ [UTN]

(*) si la muestra $\geq V_{sub} \Rightarrow 0$
 $\hat{x} = (1 \text{ OTN} - \frac{\Delta F}{2}) |V_{sub} [V]$

$1 \text{ Nep} = 8.7 \text{ dB}$
 $1 \text{ dB} = 0.115 \text{ Nep}$

$L [dBm] = 20 \log \frac{P [W]}{0.001 W}$
 $L [dBV] = 20 \log \frac{V [V]}{1 [V]}$

En telefónica $A = \cos(\omega t) \Rightarrow L [dBm] = L [dBm] + L [dB]$

$L [dBm] = L_{\phi} [dBm] + L_r [dB]$

$\alpha(t) = \alpha [dB] [1 + 0.02(T - 20)]$

$\alpha(\phi) = U_1 + U_2 \phi + U_3 \frac{A_{pico} \alpha(\phi)}{A_{pico}} = U_1 + U_2 \phi$

$\tau(t) = \tau_0(\omega) + -j \frac{K}{\omega} [dB]$

$R_{cc} [T] = R_{cc} [20^{\circ}C] [1 + 0.004(T - 20)]$ [e/um]

$R_{ca} [T] = R_{ca} [T] \frac{1}{4} [1 + 13 + 32 \phi]^k$

$t_{grupos} = \frac{\beta(\phi)}{\omega} \Big|_{\phi=0}^{\phi=\phi_0} = \frac{1}{\omega} \beta(\phi_0) - \frac{1}{\omega} \beta(0)$

$u = r \sqrt{\mu \epsilon} 2\pi f$ $\frac{c}{v} = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$ $u = 0.01 \phi \cdot \phi [mm] \sqrt{f [Hz]}$

$\alpha(t) = \alpha(t_{ref}) [1 + 0.02(t - t_{ref})]$

$t_{grupos} = \frac{\partial \beta(\phi)}{\partial \omega} \Big|_{\phi=f_0} = \frac{1}{\omega} \beta(\phi_0) - \frac{1}{\omega} \beta(0)$

$z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$

$\alpha(\phi) = \alpha(\phi_{ref}) \sqrt{1 + \beta(\phi)}$
 $\beta(\phi) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha(\phi) + \beta(\phi)$
 $\beta(\phi) = \text{Re}(\beta(\phi))$
 $\beta(\phi) = \text{Im}(\beta(\phi))$

$\tau_{grupos} = \frac{1}{\omega} \frac{\partial \beta(\phi)}{\partial \omega} \Big|_{\phi=f_0} = \frac{d}{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta(\phi)} \Big|_{\phi=f_0}$

$z_0 = \sqrt{z_c \cdot z_c}$ $\ln(\gamma d) = \sqrt{\frac{z_c}{z_0}}$ $L + j\omega L = \gamma z_0$
 $G + j\omega C = \beta / z_0$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$
 si $d r = \frac{D}{2} \Rightarrow d_L \text{ arcos } \frac{D}{2 n_1}$

FIBRA OPTICA

$\lambda_f = \frac{v_{fase}}{f} = \frac{c}{n}$ $\lambda = \frac{c}{f}$ $f = \frac{c}{\lambda}$ $v = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 \cos^2 \theta - n_2^2}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

si $0 \leq v \leq 2.405 \rightarrow 3 \text{ (IF)}$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

si $v > 2.405 \rightarrow 1 \text{ (IF)}$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$ (SI) $\Rightarrow \text{km} = \frac{1}{\cos \theta_1 L} = \frac{1}{\cos [\arcsin(\frac{\text{sen } \theta_{CL}}{n_1})]}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$N_A = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ (SI) $\Rightarrow h(r) = \begin{cases} n_1(r) = n_1 \sqrt{1 - 2\Delta(\frac{r}{a})^2} & r < a \\ n_2 = n_1 \sqrt{1 - 2\Delta} & r > a \end{cases}$ $N_{AgT} = n_1 \sqrt{2\Delta} \sqrt{1 - (\frac{r}{a})^2}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$v = \frac{2\pi a}{\lambda} N_A$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$u = L \frac{d \theta}{dz}$ RELACION ENTRE ANGULO E.C Y E.O

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$u = L \frac{d \theta}{dz}$ LINEA FIBRICA

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$B = \frac{1}{\pi r} \sqrt{\frac{L_2}{2}} = \frac{0.137}{r}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$z = 25 \sqrt{2 L_2} = 2.35 r$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$P_m = \frac{(V_m)^2}{2 Z_0}$ $e^{-2\alpha L}$ $(1 - \rho(L))^2$ (*)

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $Z(L) = \frac{Z_0 (1 + \rho(L) e^{-2\alpha L})}{1 - \rho(L) e^{-2\alpha L}}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $\rho(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$

$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$