

ISDB-Tb

RADIODIFUSIÓN SONORA Y TELEVISIVA

Alumna: Trinidad Burs

Profesor: Pablo de Cesare

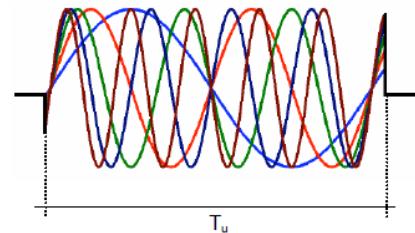
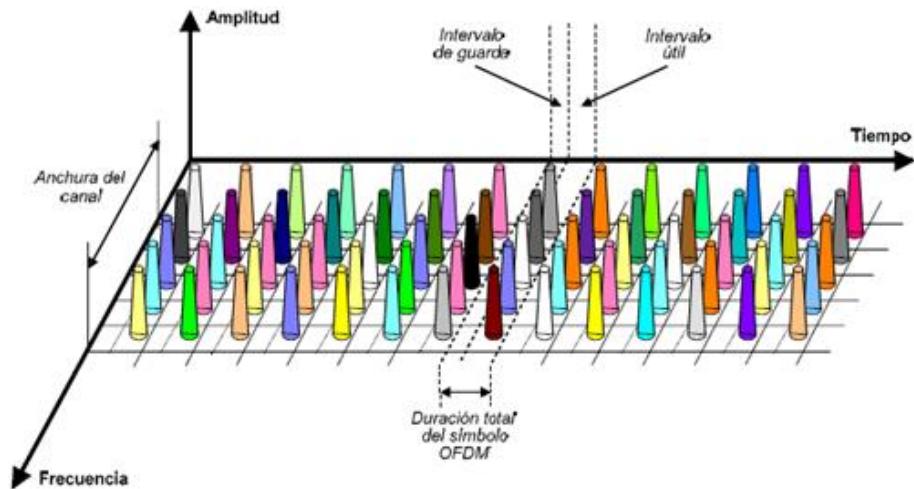
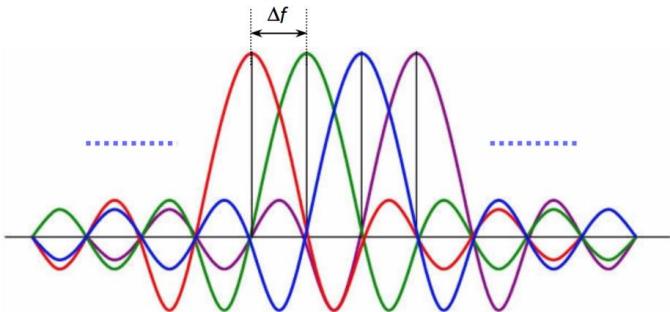
Fecha: 21 de Julio del 2020

Contenido

- I. Introducción OFDM
- II. Evolución Histórica OFDM
- III. Introducción ISDB-Tb
- IV. Etapas ISDB-Tb y Deducción de Parámetros
- V. Simulaciones

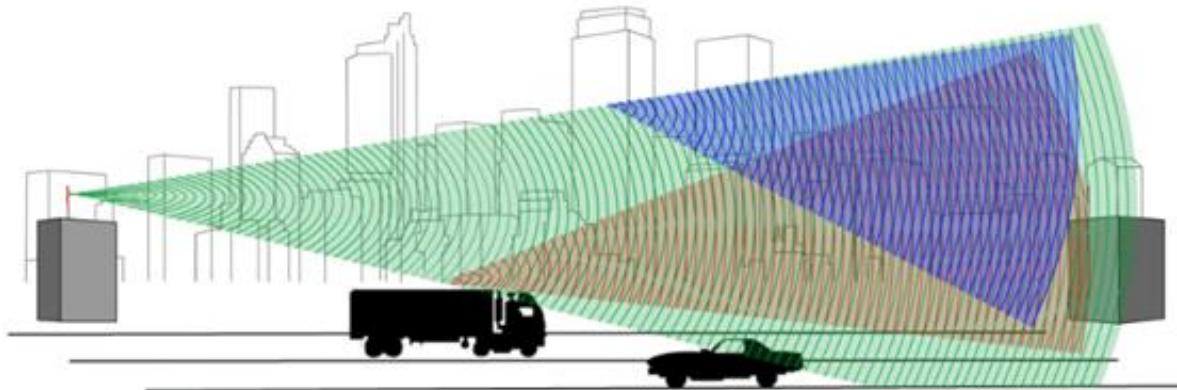
OFDM

Se trata de un sistema de modulación robusto y eficiente creado con el objetivo de transportar señales digitales y ahorrar espectro radioeléctrico, basado en el uso de múltiples portadoras ortogonales entre sí.



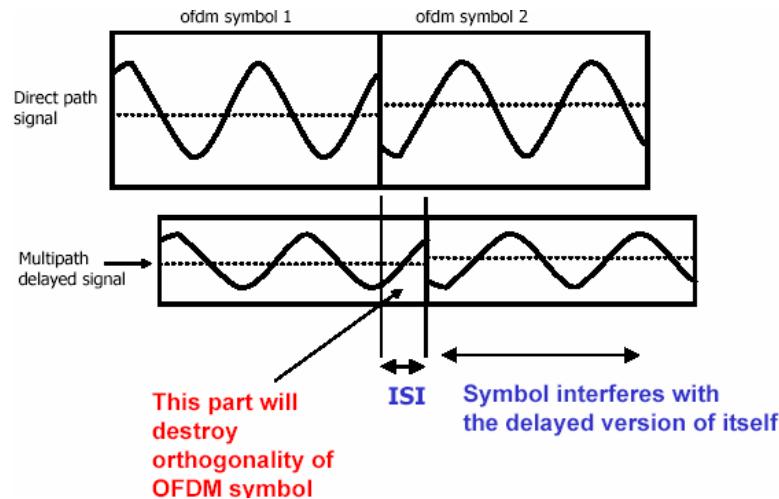
Ventajas

- Evita ICI
- No es necesario aumentar constantemente la potencia para lograr inmunidad frente al ruido
- Ofrece inmunidad frente a la multirayectoria y al efecto Doppler (mejor para la recepción móvil) evitando el ISI y alargando el tiempo de símbolo



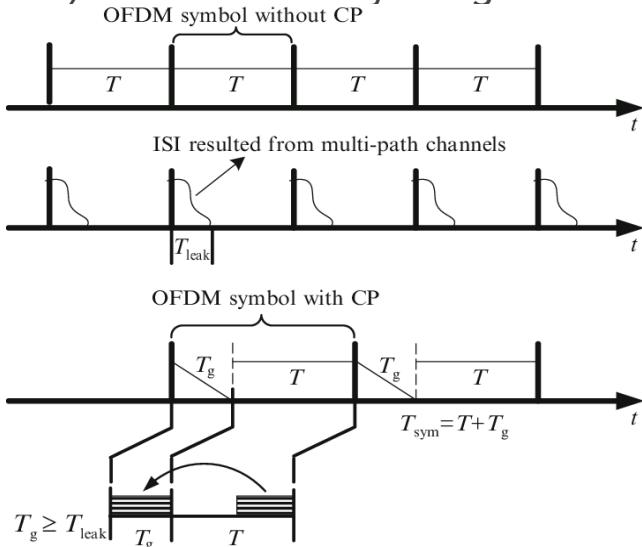
Ventajas

- Evita ICI
- No es necesario aumentar constantemente la potencia para lograr inmunidad frente al ruido
- Ofrece inmunidad frente a la multirayectoria y al efecto Doppler (mejor para la recepción móvil) evitando el ISI y alargando el tiempo de símbolo



Ventajas

- Evita ICI
- No es necesario aumentar constantemente la potencia para lograr inmunidad frente al ruido
- Ofrece inmunidad frente a la multirayectoria y al efecto Doppler (mejor para la recepción móvil) evitando el ISI y alargando el tiempo de símbolo



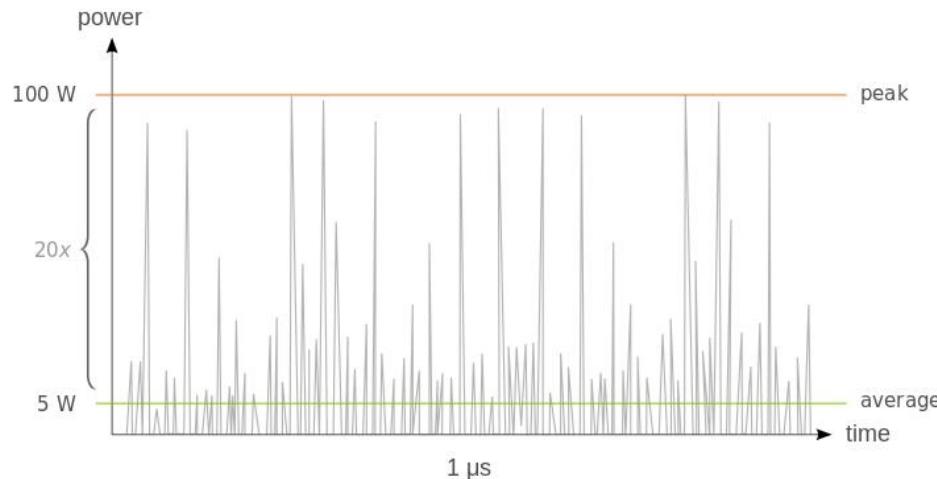
$$\begin{array}{c} \text{Diagram showing convolution: } \\ \text{A rectangular pulse } T_s \text{ convolved with a channel impulse response } \tau_m \text{ results in a leak } T_{leak} = t_r = \frac{d}{c}. \end{array}$$

Dejando vacío T_g , la convolución entre la respuesta del canal y la señal en el tiempo $[h(t)*s(t)]$ es lineal, el resultado en frecuencia no será exactamente $H(f).X(f)$. La consecuencia inmediata, es que al multiplicar este resultado por la respuesta inversa estimada del canal $H^{-1}(f)$, no se obtendrá $X(f)$. Por esto es deseable que emule una convolución circular con el canal, que asegurará que en el receptor se tenga exactamente el espectro de la señal original multiplicado por la respuesta en frecuencia del canal.

A su vez la longitud del prefijo cíclico debe ser mayor que la respuesta impulsiva del canal. De esta manera será capaz de mantenerse la ortogonalidad entre las portadoras (conservar el ICI).

Desventajas

- Requiere mayor procesamiento
- La recepción es muy compleja debido a la necesidad de sincronizar perfectamente la ventana de la FFT
- OFDM es un sistema que tiene mucha relación pico-average



Esto implicaría sobredimensionar los amplificadores para que trabajen en su zona lineal o adaptar la señal antes de transmitirla

Evolución

1966 - El concepto fue introducido por Robert W. Chang

1971 - Weinstein y Ebert utilizaron la Transformada Discreta de Fourier (DFT) para desarrollar la modulación y demodulación en banda base e hicieron un gran avance al introducir el concepto de ortogonalidad

1980 - Peled y Ruiz introdujeron el uso del prefijo cíclico (CP) resolviendo el problema de la ortogonalidad

1996 - Fue emitida la norma ATSC en EEUU para la transmisión de TV digital

1997 - Fue emitida la norma DVB-T en Europa basándose en las técnicas de OFDM

1999 - Fue emitida la norma ISDB-T en Japón que permite segmentar el espectro

2006 - Fue emitida la norma ISDB-Tb por Brasil permitiendo MPEG-4

2009 - Argentina decide tomar el estándar propuesto por Brasil

Formato de la fecha = AAAA/MM/DD_[X]

[T] = Fecha de las pruebas

[A] = Fecha de la adopción formal de un estándar de TDT

[D] = Digital Switchover (DSO)

[L] = Lanzamiento de la próxima actualización del estándar de TDT

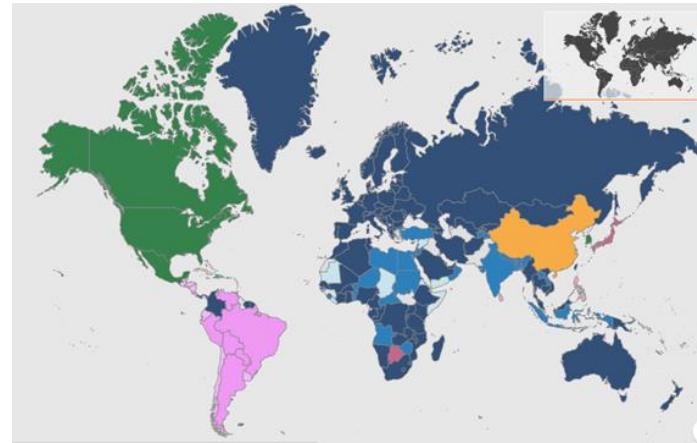
ASO = Analog Switch-Off

Canadá	ATSC	ATSC: 1997/11/08_A ATSC: 2003_D	2011
Costa Rica	SBTVD-T	SBTVD-T: 2010/04/29_A SBTVD-T: 2012/03_D	2018
Estados Unidos de América (inclusivo Alaska y Hawái)	ATSC	ATSC: 1996/12/24_A ATSC: 2000_D DVB-T2: 2013/02_T	2009/02/17- 2009/06/12

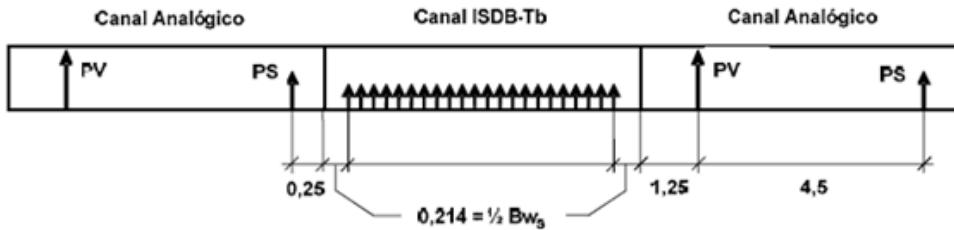
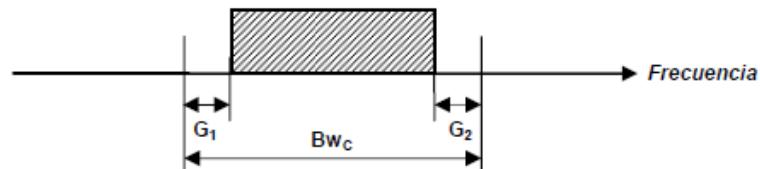
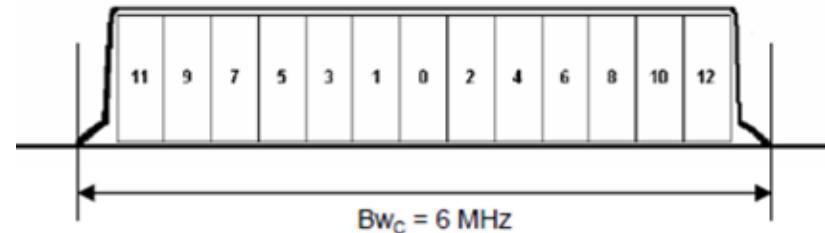
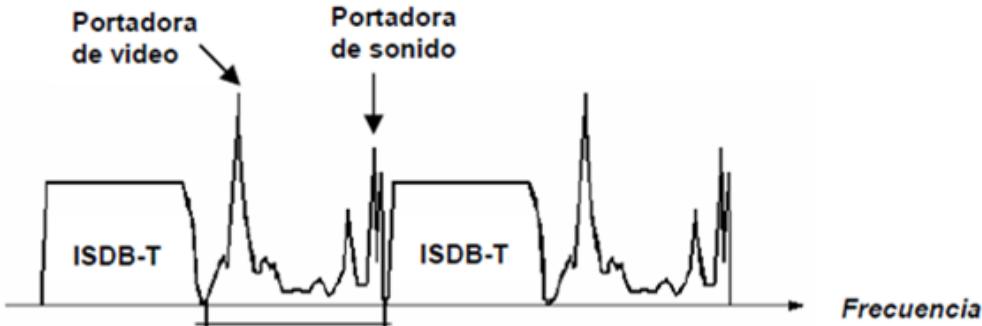
Islandia	DVB-T	DVB-T: 2015_D	2015
Islas Feroe	DVB-T	DVB-T: 2002_T DVB-T: 2002/12_D	2002/12
Italia	DVB-T DVB-T2	DVB-T: 1998_T DVB-T: 2001_A DVB-T: 2003/12_D DVB-T2: 2010/06_L	2008- 2012/07/04

Japón	ISDB-T	ISDB-T: 2003/12_D	2011/07/24
-------	--------	-------------------	------------

Argentina	SBTVD-T	SBTVD-T: 2009/08/28_A SBTVD-T: 2010/04/28_D	2019
Bolivia	SBTVD-T	SBTVD-T: 2010/07/05_A SBTVD-T: 2012/05/10_D	2024
Brasil	SBTVD-T	SBTVD-T: 2006/06/29_A SBTVD-T: 2007/12/02_D	2016/04- 2018/11



Espectro Actual (Canalización Mixta)



Relación Inicial: 3,15:1

Relación Buscada: 2,18:1

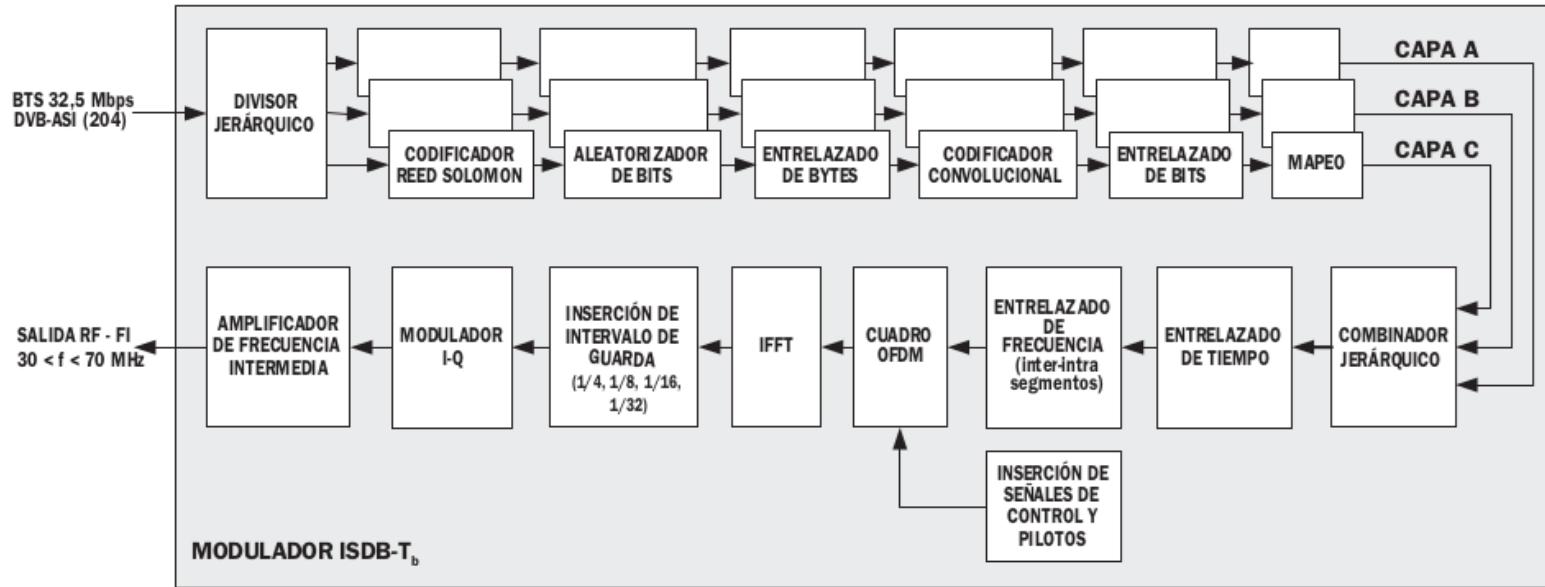
$$G1 = 0,357 \text{ MHz}$$

$$G2 = 0,071 \text{ MHz}$$

$$BW_s = \frac{Bw_c}{14} = 428,5 \text{ kHz}$$

$$BW_U = BW_s \times 13 = 5,571 \text{ kHz}$$

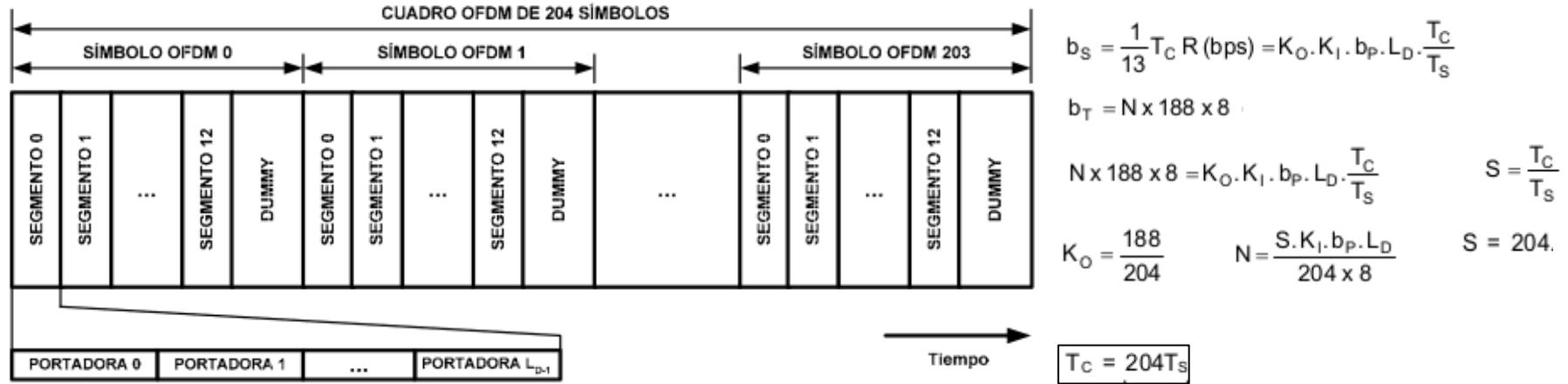
Diagrama en Bloques Sistema ISDB-Tb



- Permite la transmisión jerárquica (tres capas:A,B y C)
- Posibilidad de recepción parcial. Se utiliza para transmitir a dispositivos móviles, se utiliza la capa A asignándole el segmento 0 (one-seg)
- Adopción de la trama de transporte MPEG-2/MPEG-4 para posibilitar la compatibilidad con otros estándares

$$R (\text{bps}) = K_O \cdot K_I \cdot \frac{b_P \cdot 13 \cdot L_D}{T_s}$$

Cuadro OFDM



$$N = \frac{K_I \cdot b_p \cdot L_D}{8}$$

Modo	Modula-	QPSK/DQPSK ($b_p=2$)						16-QAM ($b_p=4$)						64-QAM ($b_p=6$)					
		K_I	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8		
1	L_D	96	12	16	18	20	21	24	32	36	40	42	36	48	54	60	63		
2		192	24	32	36	40	42	48	64	72	80	84	72	96	108	120	126		
3		384	48	64	72	80	84	96	128	144	160	168	144	192	216	240	252		

Tabla 1: Valores de N (cantidad de paquetes TSP por segmento y por cuadro OFDM)

Tabla 2 - Parámetros del Segmento

$$T_{U2} = 2 \cdot T_U$$

$$T_{U3} = 2 \cdot T_{U2}$$

Mode	Mode 1		Mode 2		Mode 3					
Bandwidth	$3000/7 = 428.57$ kHz									
Spacing between carrier frequencies	250/63 kHz		125/63 kHz		125/126 kHz					
Number of carriers	Total	108	108	216	216	432				
	Data	96	96	192	192	384				
	SP ^a	9	0	18	0	36				
	CP ^a	0	1	0	1	0				
	TMCC ^b	1	5	2	10	4				
	AC1 ^c	2	2	4	4	8				
	AC2 ^c	0	4	0	9	0				
Carrier modulation scheme	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK				
Symbols per frame	204									
Effective symbol length	252 µs		504 µs		1008 µs					
Guard interval	63 µs (1/4), 31.5 µs (1/8), 15.75 µs (1/16), 7.875 µs (1/32)		126 µs (1/4), 63 µs (1/8), 31.5 µs (1/16), 15.75 µs (1/32)		252 µs (1/4), 126 µs (1/8), 63 µs (1/16), 31.5 µs (1/32)					
Frame length	64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)		128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)		257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.484 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)					
IFFT sampling frequency	512/63 = 8.12698 MHz									
Inner code	Convolutional code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)									
Outer code	RS (204, 188)									

$$T_G = t_r = 7\mu s$$

$$\frac{L}{T_U + T_G} = 6 \times 10^6 = \frac{L}{\frac{T_G}{\Delta} + T_G}$$

L = 1386 Portadoras

$$L_s = \frac{L}{N_s} = \frac{1386}{13} = 106,6$$

$$\Delta f = \frac{BW_{CH}}{L} = \frac{6000}{1386} = 4,329 \text{ kHz}$$

L y Ls deben ser números enteros

$$\Delta f = \frac{Bw_S}{L_s} \quad Bw_S = \frac{Bw_C}{14}$$

$T_u = \frac{1}{\Delta f}$ "Tu" expresado en μs debe ser un número entero (deben tomarse un número entero de muestras dentro de dicho número). Sino voy aumentando Ls hasta lograrlo

$$Bw = (L - 1) \Delta f$$

$$N_s \cdot Bw_S = (L - 1) \frac{Bw_s}{L_s}$$

$$L = (L_s \cdot N_s) + 1$$



Parámetro	Modo 1	Modo 2	Modo 3
T_U	252 µs	504 µs	1008 µs
$\Delta f = \frac{1}{T_U}$	$\frac{250}{63}$	$\frac{125}{63}$	$\frac{125}{126}$
$L_s = \frac{Bw_s}{\Delta f}$	108	216	432
$L = 13 L_s + 1$	1405	2809	5617

Observación útil para más adelante: $L \cdot \Delta f = \text{cte}$ independiente del modo

^a SP and CP are used by the receiver for synchronization and demodulation purposes.

^b TMCC is control information.

^c AC is used to transmit additional information. AC1 is available in an equal number in all segments, while AC2 is available only in differential modulated segments.

$$T_{U2} = 2 \cdot T_{U1}$$

$$T_{U3} = 2 \cdot T_{U2}$$

Tabla 2 - Parámetros del Segmento

Mode	Mode 1		Mode 2		Mode 3					
Bandwidth	$3000/7 = 428.57$ kHz									
Spacing between carrier frequencies	250/63 kHz		125/63 kHz		125/126 kHz					
Number of carriers	Total	108	108	216	216	432				
	Data	96	96	192	192	384				
	SP ^a	9	0	18	0	36				
	CP ^a	0	1	0	1	0				
	TMCC ^b	1	5	2	10	4				
	AC1 ^c	2	2	4	4	8				
	AC2 ^c	0	4	0	9	0				
Carrier modulation scheme	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK				
Symbols per frame	204									
Effective symbol length	252 µs		504 µs		1008 µs					
Guard interval	63 µs (1/4), 31.5 µs (1/8), 15.75 µs (1/16), 7.875 µs (1/32)		126 µs (1/4), 63 µs (1/8), 31.5 µs (1/16), 15.75 µs (1/32)		252 µs (1/4), 126 µs (1/8), 63 µs (1/16), 31.5 µs (1/32)					
Frame length	64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)		128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)		257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.484 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)					
IFFT sampling frequency	512/63 = 8.12698 MHz									
Inner code	Convolutional code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)									
Outer code	RS (204, 188)									

$$T_G = t_r = 7\mu s$$

$$\frac{L}{T_U + T_G} = 6 \times 10^6 = \frac{L}{\frac{T_G}{\Delta} + T_G}$$

L = 1386 Portadoras

$$L_s = \frac{L}{N_s} = \frac{1386}{13} = 106,6$$

$$\Delta f = \frac{BW_{CH}}{L} = \frac{6000}{1386} = 4,329 \text{ kHz}$$

L y Ls deben ser números enteros

$$\Delta f = \frac{Bw_S}{L_s}$$

$$Bw_S = \frac{Bw_C}{14}$$

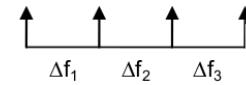
$T_u = \frac{1}{\Delta f}$ "Tu" expresado en μs debe ser un número entero (deben tomarse un número entero de muestras dentro de dicho número). Sino voy aumentando Ls hasta lograrlo

$$Bw = (L - 1) \Delta f$$

$$Bw = N_s \cdot Bw_S$$

$$N_s \cdot Bw_S = (L - 1) \frac{Bw_s}{L_s}$$

$$L = (L_s \cdot N_s) + 1$$



$$f_{IFFT} = \frac{2^n}{T_U}$$

Con la condición de que 2^n sea \geq a L

Los procesos numéricos que calculan la IFFT, lo hacen siempre sobre una cantidad de puntos (portadoras) que es igual a una potencia de 2. Las portadoras que no se utilizan se anulan designándolas como cero.

Se debe obtener un número entero de muestras durante el periodo de tiempo "Tu"
Modo 1->n=11
Modo 2->n=12
Modo 3->n=13

^a SP and CP are used by the receiver for synchronization and demodulation purposes.

^b TMCC is control information.

^c AC is used to transmit additional information. AC1 is available in an equal number in all segments, while AC2 is available only in differential modulated segments.

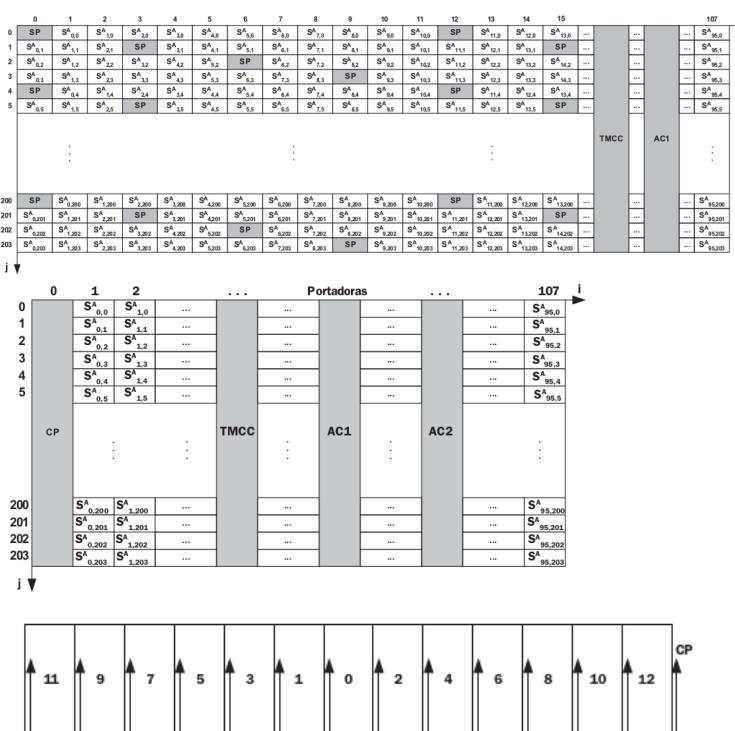
Tabla 3 - Parámetros de la Señal

Mode	Mode 1	Mode 2	Mode 3
Number of OFDM segments N_s	13		
Bandwidth	3000/7 kHz $\times N_s +$ 250/63 kHz = 5.575 MHz	3000/7 kHz $\times N_s +$ 125/63 kHz = 5.573 MHz	3000/7 kHz $\times N_s +$ 125/126 kHz = 5.572 MHz
Number of segments of differential modulations	n_d		
Number of segments of synchronous modulations	$n_s (n_s + n_d = N_s)$		
Spacing between carrier frequencies	250/63 = 3.968 kHz	125/63 = 1.984 kHz	125/126 = 0.992 kHz
Total	$108 \times N_s + 1 = 1405$	$216 \times N_s + 1 = 2809$	$432 \times N_s + 1 = 5617$
Data	$96 \times N_s = 1248$	$192 \times N_s = 2496$	$384 \times N_s = 4992$
SP	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
CP ^a	$n_s + 1$	$n_s + 1$	$n_s + 1$
TMCC	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
AC1	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Carrier modulation scheme	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
Symbols per frame	204		
Effective symbol length	252 μs	504 μs	1.008 ms
Guard interval	63 μs (1/4), 31.5 μs (1/8), 15.75 μs (1/16), 7.875 μs (1/32)	126 μs (1/4), 63 μs (1/8), 31.5 μs (1/16), 15.75 μs (1/32)	252 μs (1/4), 126 μs (1/8), 63 μs (1/16), 31.5 μs (1/32)
Frame length	64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)	128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)	257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.484 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)
Inner code	Convolutional code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Outer code	RS (204, 188)		

$$L = (L_S \cdot N_S) + 1$$

Si se añade el espacio para la portadora extra...

$$Bw = N_s \cdot Bw_s + \Delta f$$



^a The number of CP represents the sum of those CP in segments, plus one CP added to the right of the entire bandwidth.

Tabla 4 - Tasa de Datos de un Único Segmento

Carrier modulation	Convolutional code	Number of transmitted TPS	Data rate ^a			
			Guard interval 1/4	Guard interval 1/8	Guard interval 1/16	Guard interval 1/32
DQPSK	1/2	12/24/48	280.85	312.06	330.42	340.43
	2/3	16/32/64	374.47	416.08	440.56	453.91
	3/4	18/36/72	421.28	468.09	495.63	510.65
	5/6	20/40/80	468.09	520.10	550.70	567.39
	7/8	21/42/84	491.50	546.11	578.23	595.76
QPSK	1/2	24/48/96	561.71	624.13	660.84	680.87
	2/3	32/64/128	748.95	832.17	881.12	907.82
	3/4	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1 021.30
	5/6	40/80/160	936.19	1 040.21	1 101.40	1 134.78
	7/8	42/84/168	983.00	1 092.22	1 156.47	1 191.52
16QAM	1/2	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1 021.30
	2/3	48/96/192	1 123.43	1 248.26	1 321.68	1 361.74
	3/4	54/108/216	1 263.86	1 404.29	1 486.90	1 531.95
	5/6	60/120/240	1 404.29	1 560.32	1 652.11	1 702.17
	7/8	63/126/252	1 474.50	1 638.34	1 734.71	1 787.28
64QAM	1/2	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1 021.30
	2/3	48/96/192	1 123.43	1 248.26	1 321.68	1 361.74
	3/4	54/108/216	1 263.86	1 404.29	1 486.90	1 531.95
	5/6	60/120/240	1 404.29	1 560.32	1 652.11	1 702.17
	7/8	63/126/252	1 474.50	1 638.34	1 734.71	1 787.28

^a Represents the data rate (bits) per segment for transmission parameters data rate (bits) = Transmitted TSP × 188 (bytes/TSP) × 8 (bits/byte) × 1/frame length

$$R = K_O \cdot K_I \cdot \frac{13 \times b_p \cdot L_D}{T_s}$$

$$T_s = T_U \cdot (1 + \Delta)$$

$$T_U = \frac{1}{\Delta f}$$

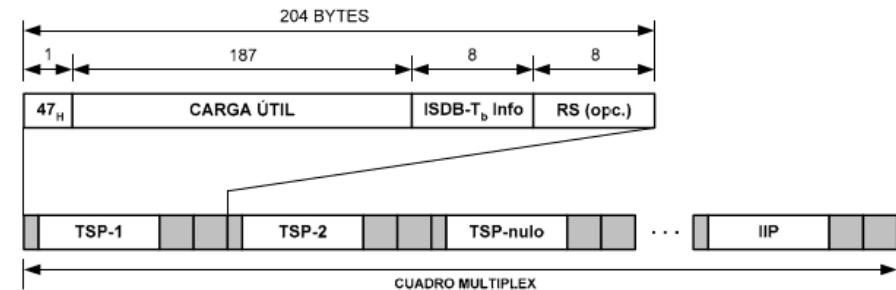
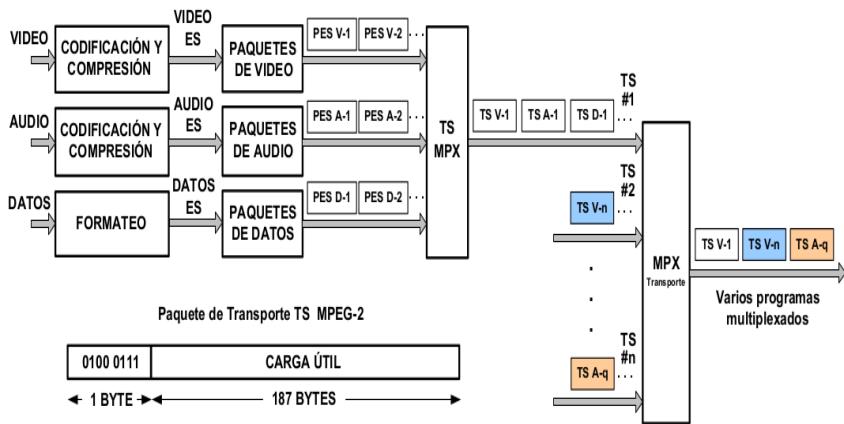
$$R \text{ (bps)} = K_O \cdot K_I \cdot \frac{13 \times b_p \cdot L_D \cdot \Delta f}{1 + \Delta}$$

$$L_D \cdot \Delta f = 96 \times \frac{250}{63} = 0,38095 \frac{\text{MHz}}{\text{segmento}}$$

$$K_O = 188/204$$

$$R = 4,564 \cdot \left(\frac{K_I \cdot b_p}{1 + \Delta} \right) [\text{Mbps}]$$

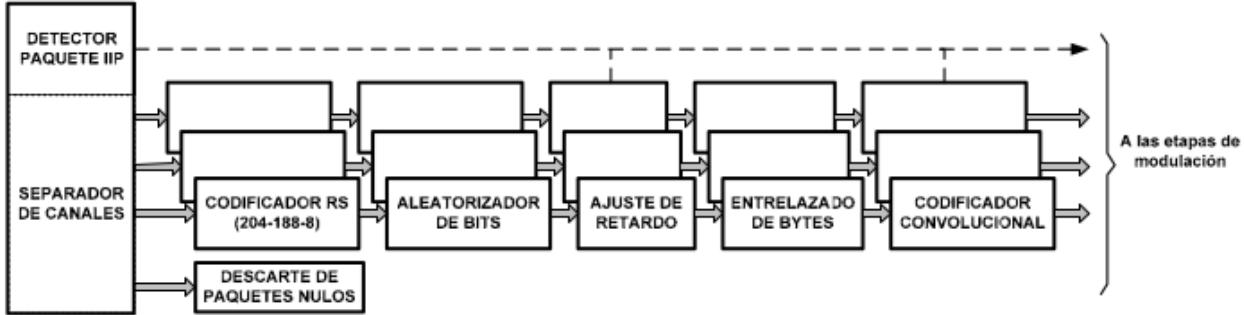
Esta es la velocidad en los 13 segmentos, para obtener los valores de la tabla debo dividir dicho valor por 13

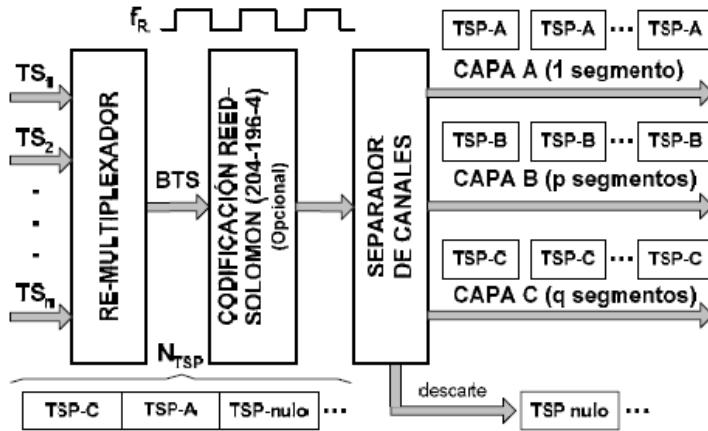


El campo “ISDB-T b Info” provee la siguiente información: indicador de la capa jerárquica, contador de TSP, cabecera de cuadro e información auxiliar. El paquete IIP transporta la información auxiliar necesaria para el correcto funcionamiento del receptor, ya que incluye los parámetros de configuración de la red

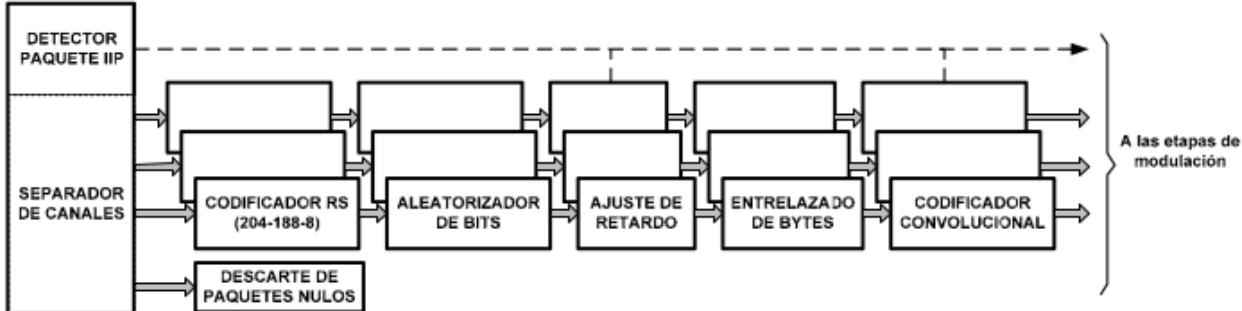
- TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) que incluye:
Cantidad de muestras de la IIFT (modo), intervalo de guarda, esquema de modulación, codificación interna (K I), cantidad de segmentos, entre otros.
- NSI (Network Synchronization Information), para la sincronización de SFN, con:
Synchronization Time Stamp (STS), tiempo de retardo máximo, información de control de equipamiento, identificación de equipamiento, entre otros.

Detección del IIP y la extracción del descriptor MCCI, a partir del cual se configuran todas las etapas de codificación y modulación





Detección del IIP y la extracción del descriptor MCCCI, a partir del cual se configuran todas las etapas de codificación y modulación



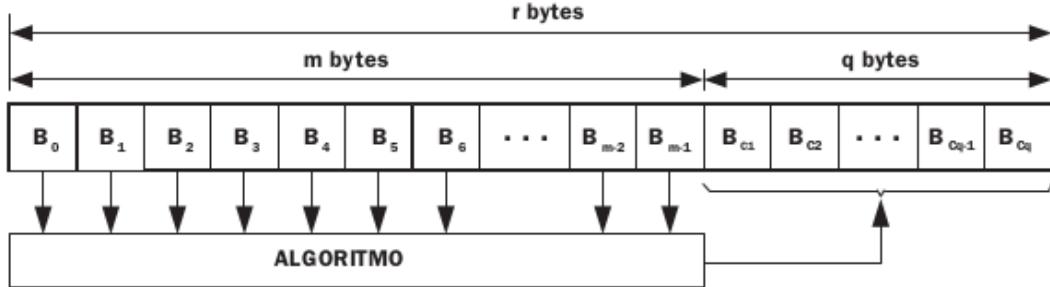
Modo	L_D	Relación Δ			
		1/4	1/8	1/16	1/32
1	96	1280	1152	1088	1056
2	192	2560	2304	2176	2112
3	384	5120	4608	4352	4224

Tabla 9: Cantidad de paquetes TSP en un Cuadro Múltiplex

El campo “ISDB-T b Info” provee la siguiente información: indicador de la capa jerárquica, contador de TSP, cabecera de cuadro e información auxiliar. El paquete IIP transporta la información auxiliar necesaria para el correcto funcionamiento del receptor, ya que incluye los parámetros de configuración de la red

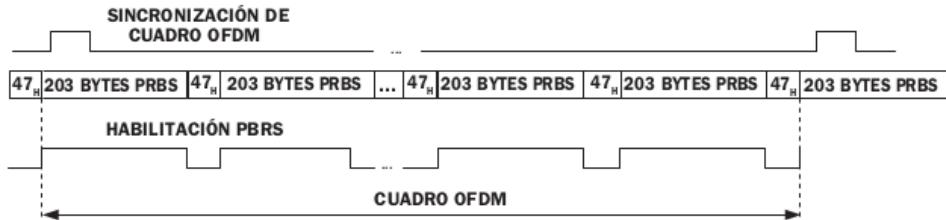
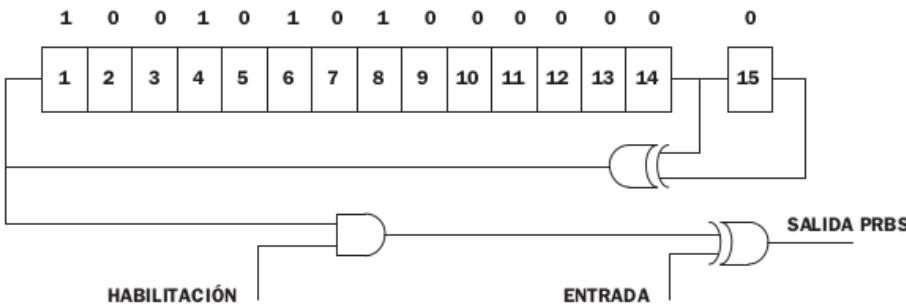
- TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) que incluye:
Cantidad de muestras de la IIFT (modo), intervalo de guarda, esquema de modulación, codificación interna (K I), cantidad de segmentos, entre otros.
- NSI (Network Synchronization Information), para la sincronización de SFN, con:
Synchronization Time Stamp (STS), tiempo de retraso máximo, información de control de equipamiento, identificación de equipamiento, entre otros.

Reed-Solomon



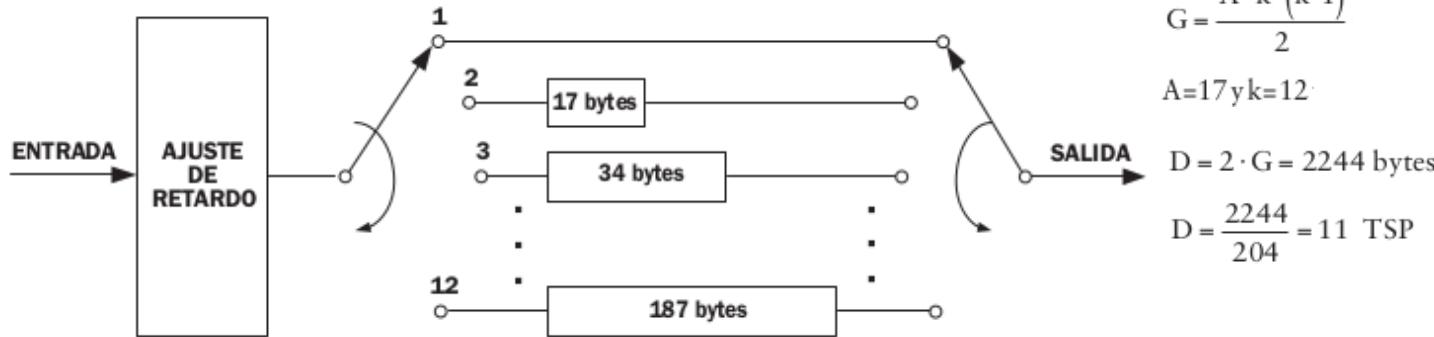
Aleatorizador de Bits

$$G(x) = x^{15} + x^{14} + 1$$



$$(204 - 1) \times 8 = 1624 \text{ bits}$$

Ajuste de Retardo y Entrelazado de Bytes



$$G = \frac{A \cdot k (k-1)}{2}$$

$$A=17 \text{ y } k=12$$

$$D = 2 \cdot G = 2244 \text{ bytes}$$

$$D = \frac{2244}{204} = 11 \text{ TSP}$$

Ciclo	Entrada	Salida
1	x_0, i, i, i	d, d, d, i
2	x_4, i, i, i	d, d, d, i
3	x_8, x_1, i, i	d, d, i, i
4	x_{12}, x_5, i, i	d, i, i, i
5	x_{16}, x_9, x_2, i	d, i, i, i
6	x_{20}, x_{13}, x_6, i	d, i, i, i
7	$x_{24}, x_{17}, x_{10}, x_3$	x_0, x_1, x_2, x_3
8	$x_{28}, x_{21}, x_{14}, x_7$	x_4, x_5, x_6, x_7
9	$x_{32}, x_{25}, x_{18}, x_{11}$	x_8, x_9, x_{10}, x_{11}
10	$x_{36}, x_{29}, x_{22}, x_{15}$	$x_{12}, x_{13}, x_{14}, x_{15}$
11	$x_{40}, x_{33}, x_{26}, x_{19}$	$x_{16}, x_{17}, x_{18}, x_{19}$
12	$x_{44}, x_{37}, x_{30}, x_{23}$	$x_{20}, x_{21}, x_{22}, x_{23}$

La transmisión jerárquica permite especificar un conjunto de parámetros de transmisión distintos para cada capa: número de segmentos N_c , tasa de codificación interna K_i , esquema de modulación bP y tasas binarias de transmisión R. Por esta razón, existirán diferencias en los tiempos requeridos para procesar las señales de cada capa. Es posible deducir el retardo adicional DA que se debe introducir en una capa jerárquica, partiendo de la cantidad N de paquetes TSP y de la tasa binaria efectiva de la capa.z

$$t_b = \frac{1}{R} \left[\frac{\text{seg}}{\text{bit}} \right]$$

$$b_C = N \times N_C \times 188 \times 8$$

$$D_R = D_A + 11$$

$$b_R = D_R \times 188 \times 8$$

$$b_T = b_C + b_R = (N_C \times N + D_R) \times 188 \times 8$$

$$T = t_b \cdot b_T = \frac{1}{R} \cdot b_T$$

$$T = k \cdot T_C$$

$$k \cdot T_C = \frac{1}{R} \cdot b_T$$

$$R = K_0 \cdot K_I \cdot \frac{b_P \cdot N_C \cdot L_D}{T_s}$$

$$k \cdot T_C = \frac{T_s}{K_0 \cdot K_I \cdot b_P \cdot N_C \cdot L_D} (N_C \cdot N + D_R) \times 188 \times 8$$

$$T_C = 204 \text{ } T_s$$

$$k \left(\frac{K_I \cdot b_P \cdot L_D}{8} \right) N_C = N_C \cdot N + D_R$$

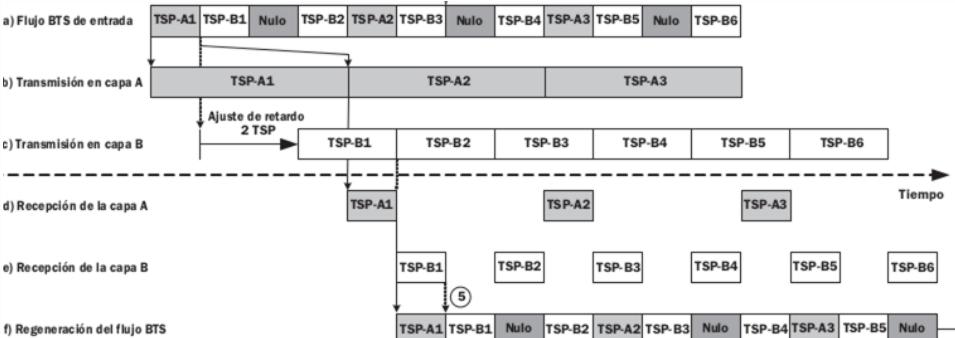
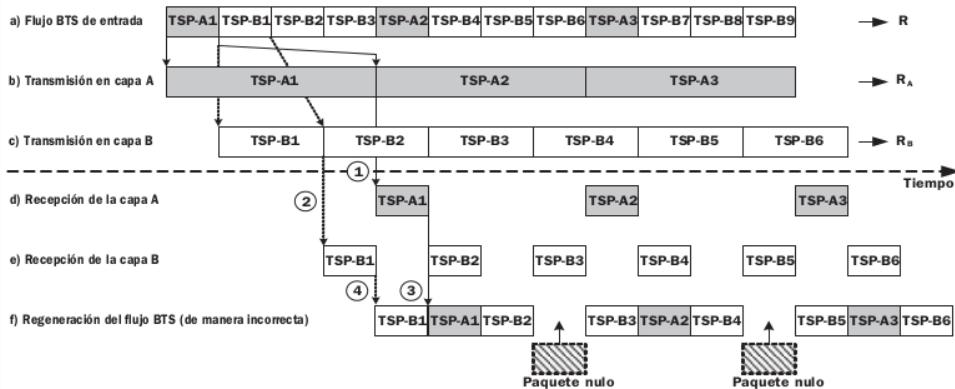
$$k \cdot N_C \cdot N = N_C \cdot N + D_R$$

$$D_A = (k \cdot N_C \cdot N - N_C \cdot N) - 11$$

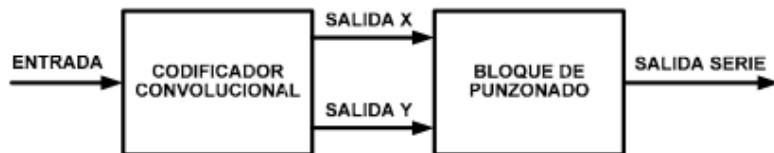
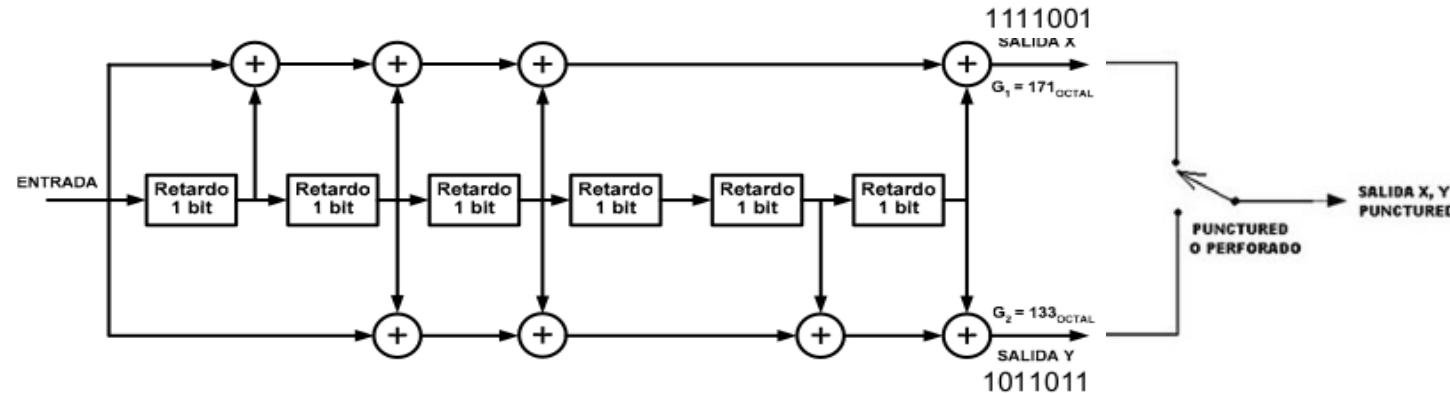
$$D_A[\text{TSP}] = (N \times N_C) - 11$$

Tabla 8 - Ajuste Retardo

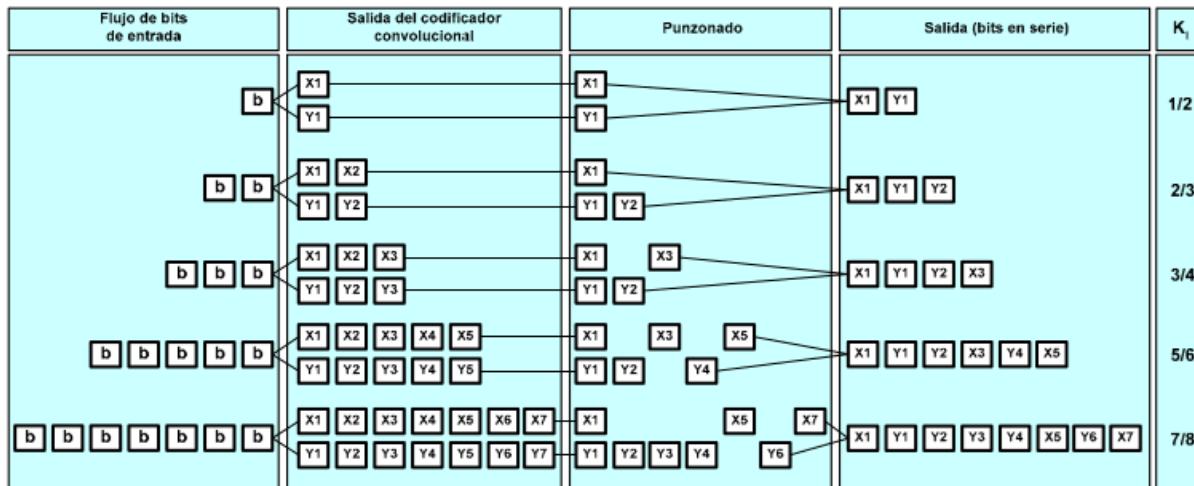
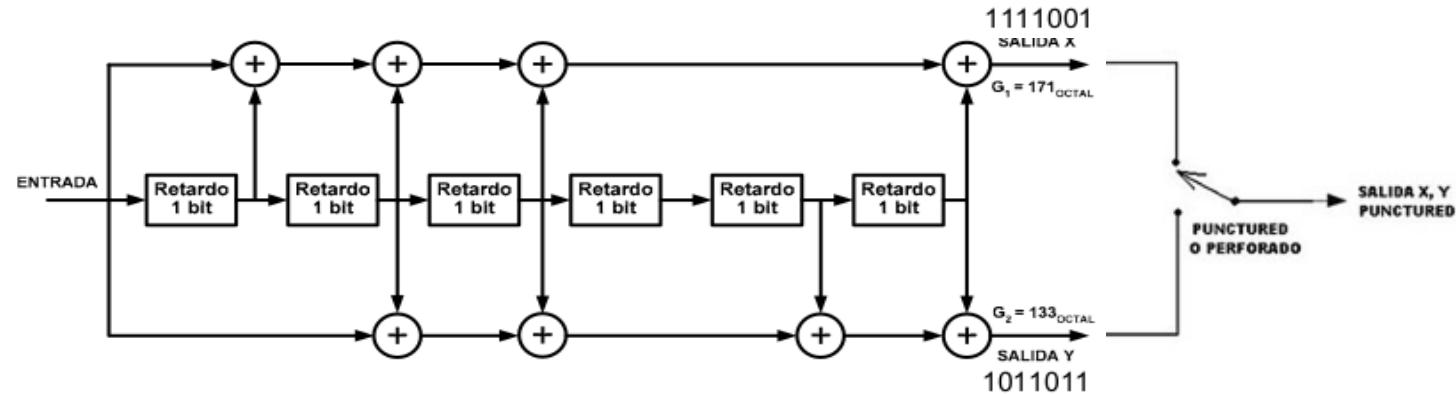
Modulación	K_l	Ajuste de retardo D_A		
		Modo 1	Modo 2	Modo 3
QPSK/DQPSK ($b_p=2$)	1/2	$12 \times N_c - 11$	$24 \times N_c - 11$	$48 \times N_c - 11$
	2/3	$16 \times N_c - 11$	$32 \times N_c - 11$	$64 \times N_c - 11$
	3/4	$18 \times N_c - 11$	$36 \times N_c - 11$	$72 \times N_c - 11$
	5/6	$20 \times N_c - 11$	$40 \times N_c - 11$	$80 \times N_c - 11$
	7/8	$21 \times N_c - 11$	$42 \times N_c - 11$	$84 \times N_c - 11$
16-QAM ($b_p=4$)	1/2	$24 \times N_c - 11$	$48 \times N_c - 11$	$96 \times N_c - 11$
	2/3	$32 \times N_c - 11$	$64 \times N_c - 11$	$128 \times N_c - 11$
	3/4	$36 \times N_c - 11$	$72 \times N_c - 11$	$144 \times N_c - 11$
	5/6	$40 \times N_c - 11$	$80 \times N_c - 11$	$160 \times N_c - 11$
	7/8	$42 \times N_c - 11$	$84 \times N_c - 11$	$168 \times N_c - 11$
64-QAM ($b_p=6$)	1/2	$36 \times N_c - 11$	$72 \times N_c - 11$	$144 \times N_c - 11$
	2/3	$48 \times N_c - 11$	$96 \times N_c - 11$	$192 \times N_c - 11$
	3/4	$54 \times N_c - 11$	$108 \times N_c - 11$	$216 \times N_c - 11$
	5/6	$60 \times N_c - 11$	$120 \times N_c - 11$	$240 \times N_c - 11$
	7/8	$63 \times N_c - 11$	$126 \times N_c - 11$	$252 \times N_c - 11$



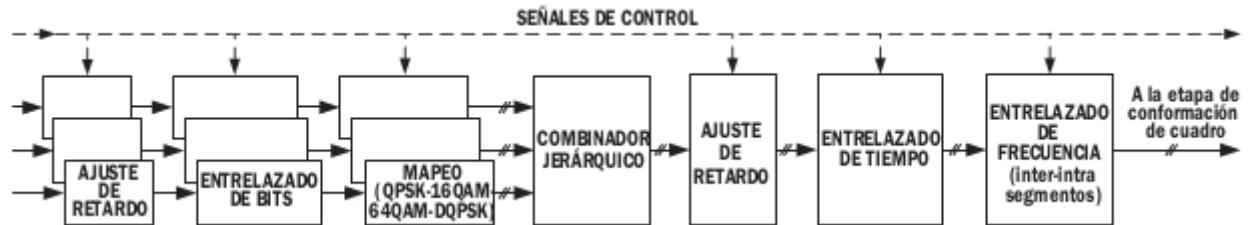
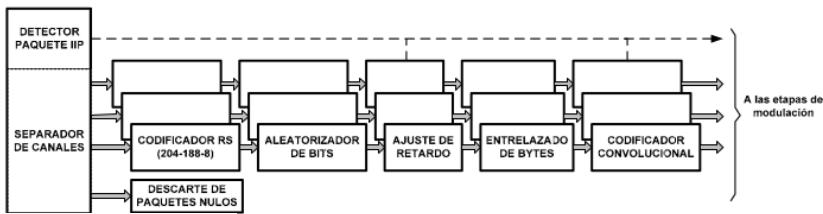
Codificador Convolucional



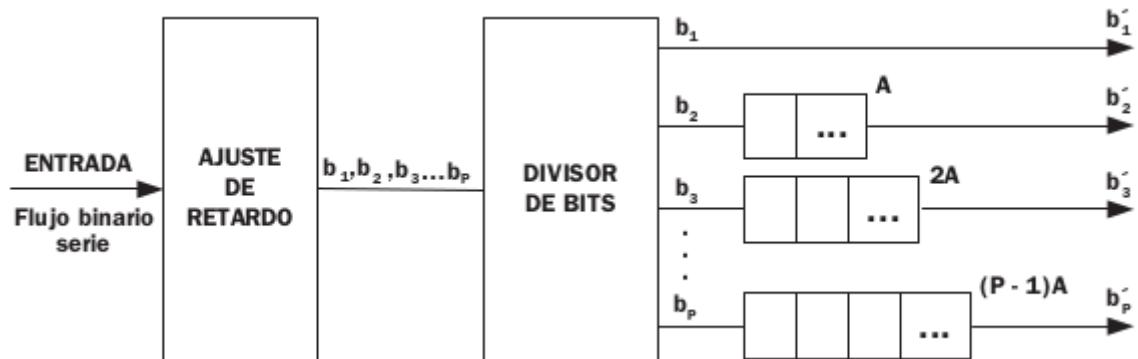
Codificador Convolucional



Entrelazado de Bits Y Nuevo Ajuste de Retardo



Retardo expresado en bits:



$$D_g = (g-1) \cdot A \quad 1 \leq g \leq P,$$

El retardo máximo será aquel experimentado por el bit de la última línea y se establece un máximo de 120 bits que no puede superar

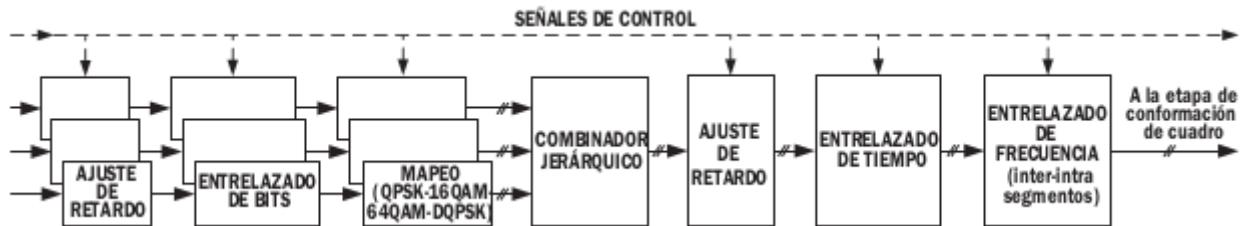
$$D_P = (P-1) \cdot A = 120$$

$$G = \frac{A \cdot P \cdot (P-1)}{2}$$

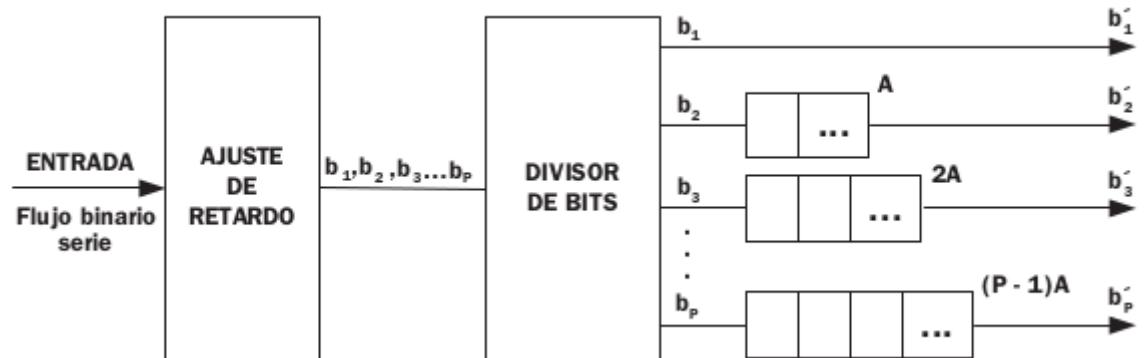
$$D = 2 \cdot G = A \cdot P \cdot (P-1)$$

Entrelazado de Bits Y Nuevo Ajuste de Retardo

Modulación	P	A	G	D
QPSK - DQPSK	2	120	120	240
16-QAM	4	40	240	480
64-QAM	6	24	360	720



Retardo expresado en bits:



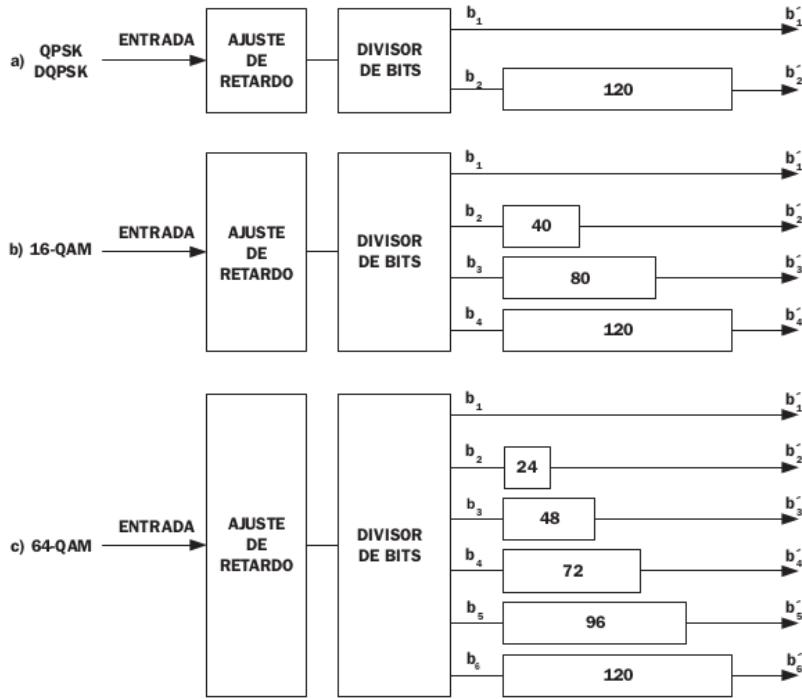
$$D_g = (g-1) \cdot A \quad 1 \leq g \leq P,$$

El retardo máximo será aquel experimentado por el bit de la última línea y se establece un máximo de 120 bits que no puede superar

$$D_P = (P-1) \cdot A = 120$$

$$G = \frac{A \cdot P \cdot (P-1)}{2}$$

$$D = 2 \cdot G = A \cdot P \cdot (P-1)$$



Modulación	P	A	G	D
QPSK - DQPSK	2	120	120	240
16-QAM	4	40	240	480
64-QAM	6	24	360	720

$$R_b = \frac{b_p \cdot L_D \cdot N_{Sc}}{T_s} \quad Rb: \text{Tasa Bruta}$$

Nsc: cantidad de segmentos que integran la capa

$$D_b = DA_b + b_p \cdot (b_p - 1) \cdot A$$

$$DA_b = 2 \cdot b_p \cdot L_D \cdot N_{Sc} - b_p \cdot (b_p - 1) \cdot A$$

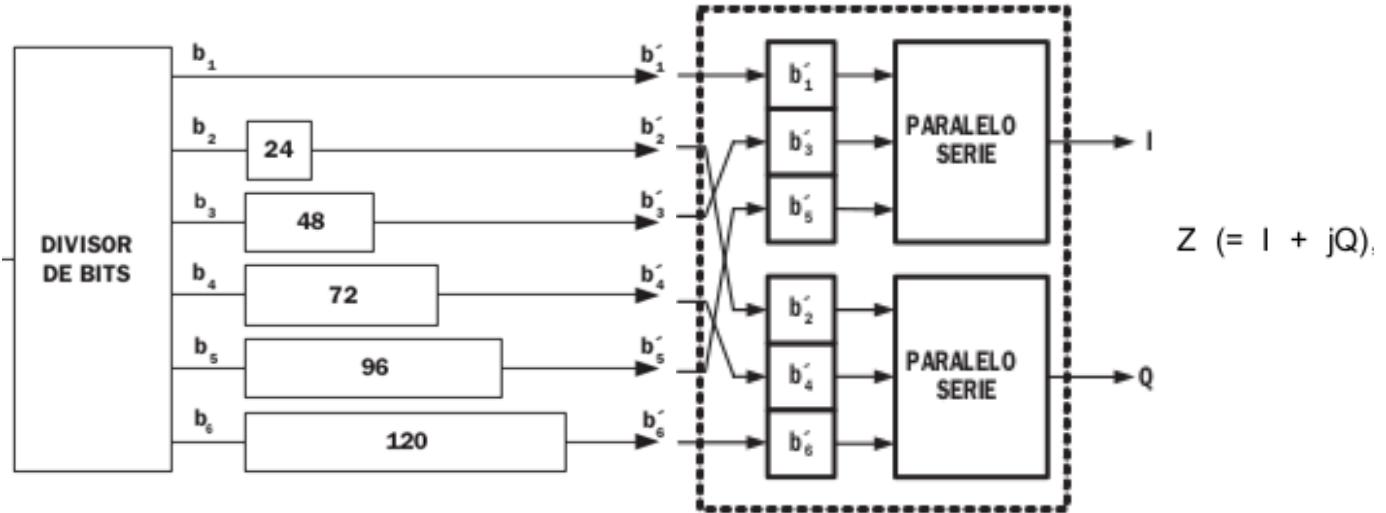
Modulación	Ajuste de retardo DA _b		
	Modo 1	Modo 2	Modo 3
QPSK/DQPSK ($b_p=2$)	$384 \times N_{Sc} - 240$	$768 \times N_{Sc} - 240$	$1536 \times N_{Sc} - 240$
16-QAM ($b_p=4$)	$768 \times N_{Sc} - 480$	$1536 \times N_{Sc} - 480$	$3072 \times N_{Sc} - 480$
64-QAM ($b_p=6$)	$1152 \times N_{Sc} - 720$	$2304 \times N_{Sc} - 720$	$4608 \times N_{Sc} - 720$

Tabla 2: Valores del ajuste de retardo DA_b en bits

A partir del entrelazado de bits y del mapeo I/Q, la unidad de información más conveniente es el símbolo. Se transfieren a cada portadora símbolos de b_p bits dentro de un período de tiempo T_s (duración del símbolo OFDM). Se debe procurar que todos los retardos, incluyendo el introducido por el proceso de entrelazado de bits, se correspondan con un múltiplo entero de la duración de un símbolo OFDM, este múltiplo será 2.

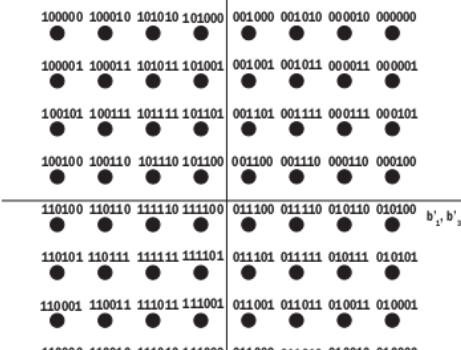
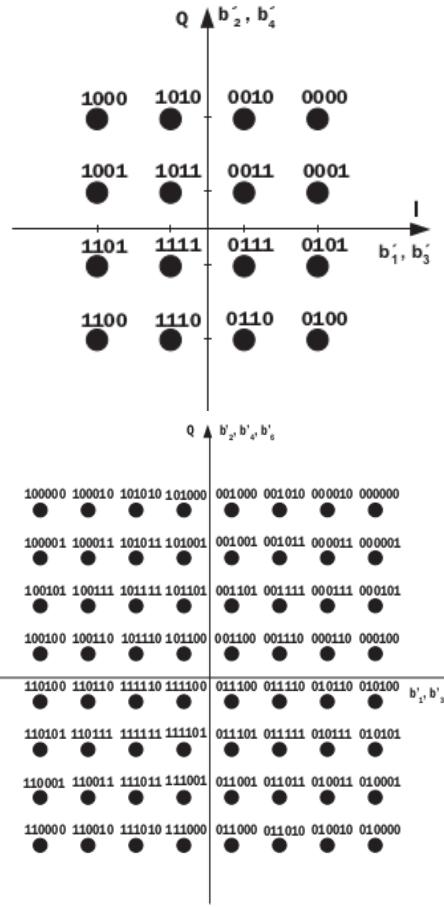
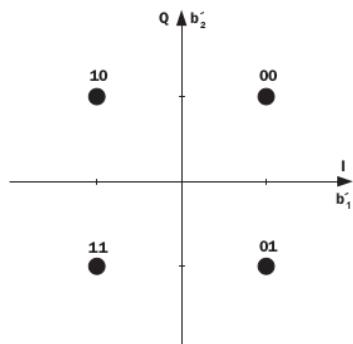
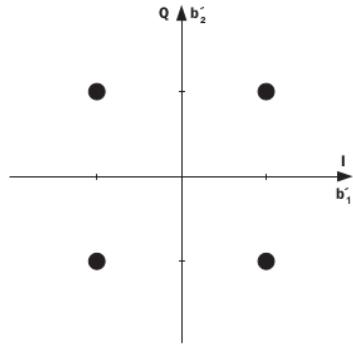
Para calcular el tiempo de duración de un bit se deberá tener en cuenta todo el flujo binario: datos+protecciones agregadas.

Mapeo de Bits



Carrier modulation scheme	Normalization factor
$\pi/4$ -shifted DQPSK	$Z/\sqrt{2}$
QPSK	$Z/\sqrt{2}$
16QAM	$Z/\sqrt{10}$
64QAM	$Z/\sqrt{42}$

Mapeo de Bits

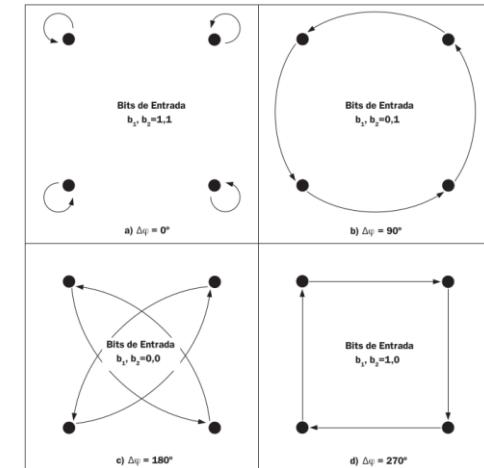
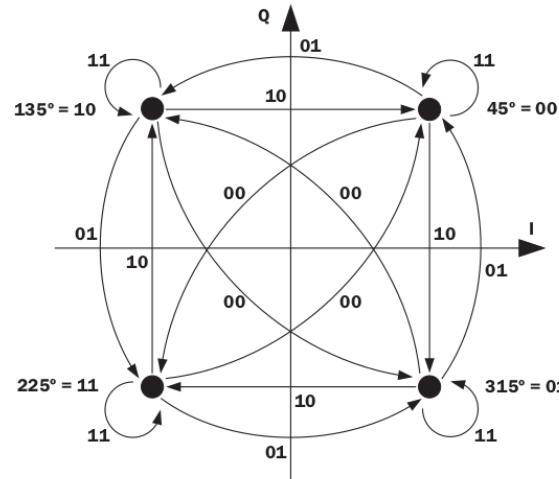
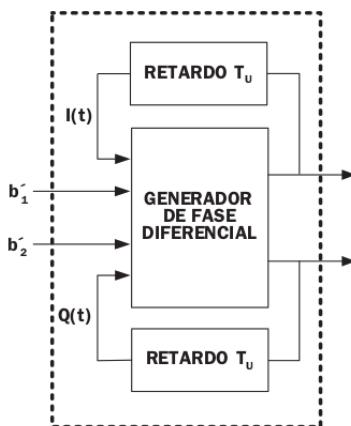


Observaciones DQPSK...

En este esquema de modulación diferencial un símbolo se representa mediante un cambio de fase que opera entre el estado lógico actual y el estado lógico siguiente. De este modo, los receptores solo necesitan detectar, por medio de discriminadores, los cambios de fase y no su valor absoluto, eliminando la necesidad de sincronizar los osciladores locales de portadora

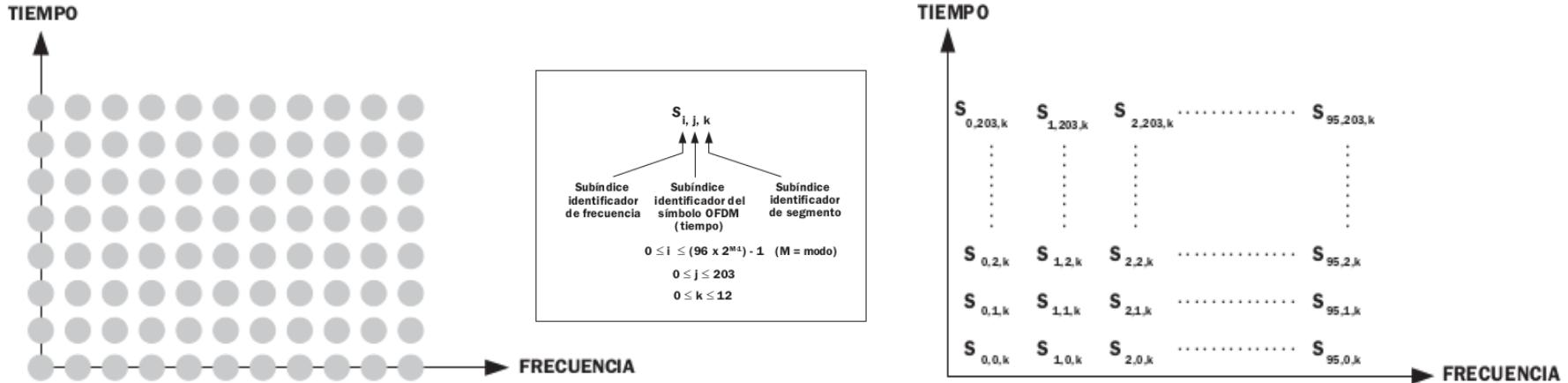
$$s(t) = \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \Delta\varphi]$$

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 180^\circ & \text{si } (b_1, b_2) = (0, 0) \\ 90^\circ & \text{si } (b_1, b_2) = (0, 1) \\ 270^\circ & \text{si } (b_1, b_2) = (1, 0) \\ 0^\circ & \text{si } (b_1, b_2) = (1, 1) \end{cases}$$



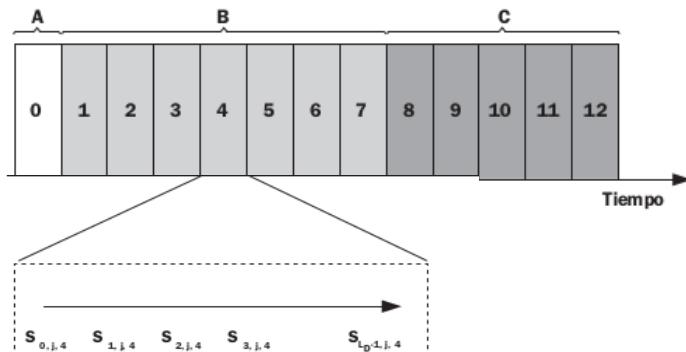
El almacenamiento de los estados anteriores se consigue con la ayuda de celdas de retardo

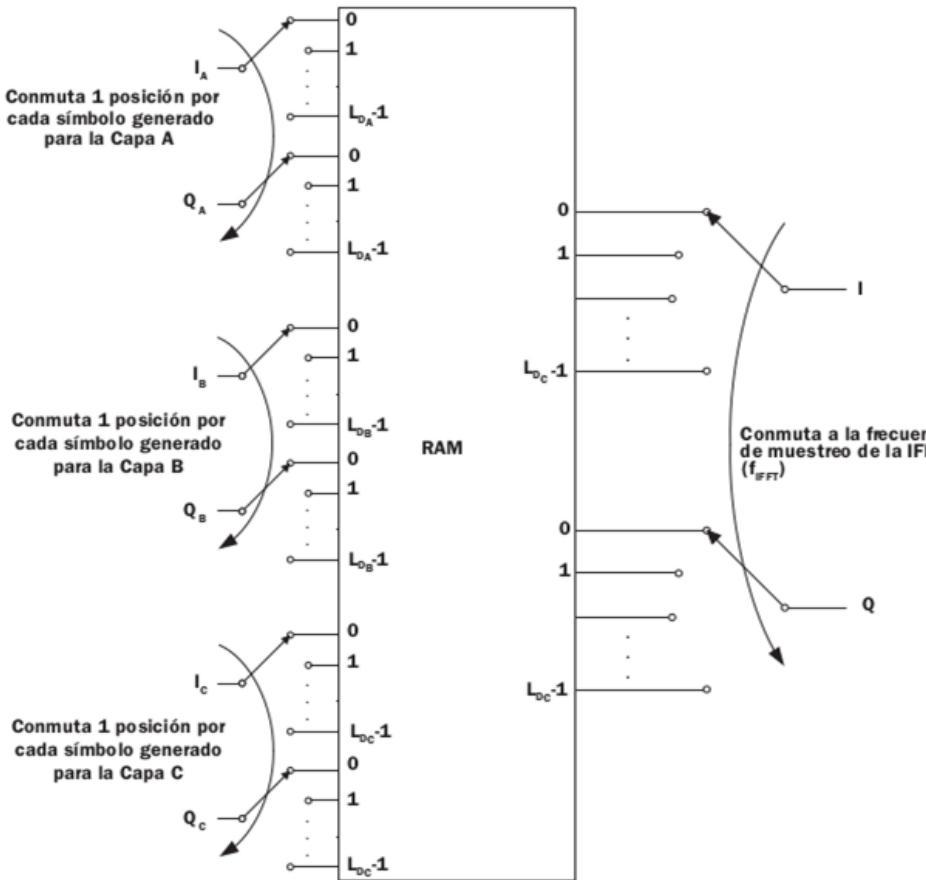
Símbolos



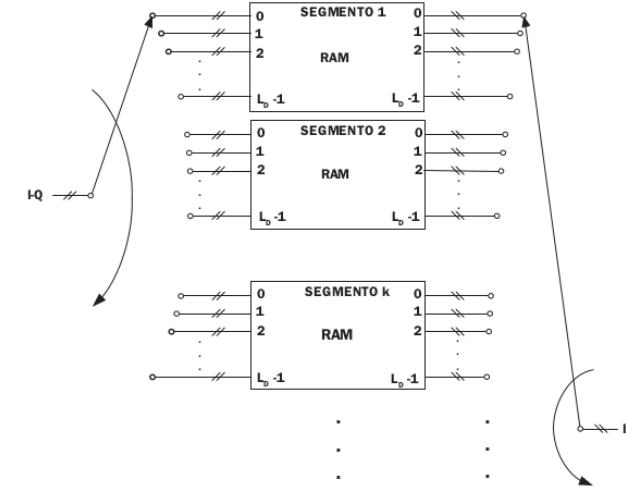
Combinador Jerárquico

Hasta esta etapa el proceso de cada capa se realizó en paralelo siguiendo tres caminos diferentes. Ahora los símbolos de datos se deben ordenar en forma ascendente por capas jerárquicas (A, B y C) y en forma ascendente por segmentos (0, 1, 2,...12)





Si hago "zoom" en lo que sucede en una capa...



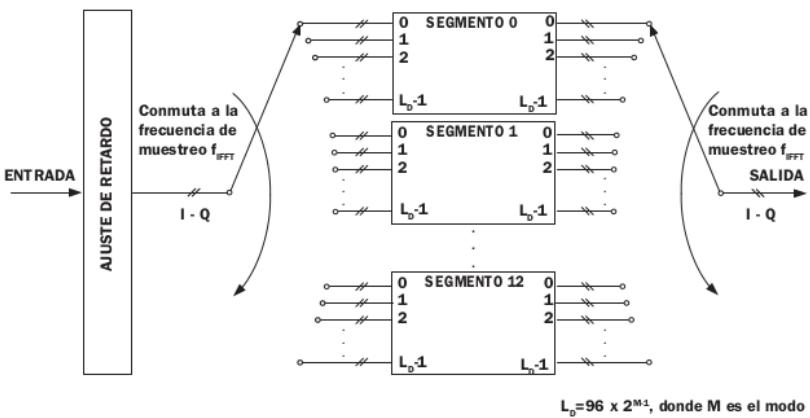
Los símbolos I-Q son almacenados y son cíclicamente leídos a una tasa igual a la frecuencia de muestreo de la IFFT. A la salida obtendré un solo flujo de símbolos I-Q con el ordenamiento antes mencionado.

Cada segmento tiene 96, 192 o 384 símbolos de datos. A su vez, cada capa estará formada por una cantidad de segmentos que vendrá dada por NSc , debiendo verificarse que $N SA + N SB + N SC = 13$

En una implementación real, la transferencia de datos se realiza por multiplexación sobre buses

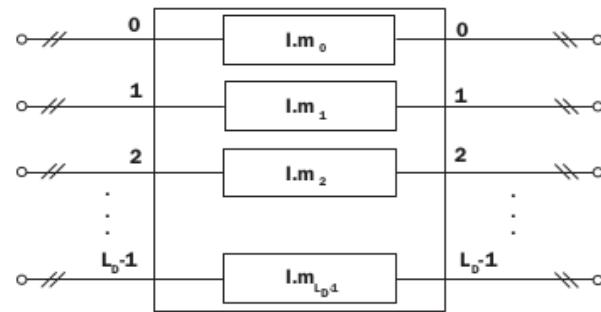
Entrelazado de Tiempo y Ajuste de Retardo

El objetivo que se persigue con el entrelazado temporal es aumentar la robustez contra el desvanecimiento o fading en la recepción móvil y mitigar las interferencias provocadas por el ruido impulsivo al espaciar la información en el tiempo,



La longitud o “profundidad” del entrelazamiento temporal (denominada I) puede ser seleccionada dentro de un conjunto de valores preestablecidos y pueden asignarse valores diferentes de I para cada capa jerárquica.

El mecanismo de entrelazado de símbolos opera por separado sobre los flujos I y Q. Observamos que el entrelazador está formado por 13 bloques iguales, uno para cada segmento. El proceso se aplica únicamente sobre los símbolos de datos.



$$m_i = [5 \cdot i] \bmod 96 \quad \begin{cases} 0 \leq i \leq 95 & \rightarrow \text{Modo 1} \\ 0 \leq i \leq 191 & \rightarrow \text{Modo 2} \\ 0 \leq i \leq 383 & \rightarrow \text{Modo 3} \end{cases}$$

$D_{Si} = I.m_i$ El retardo de un símbolo i se mide en cantidad de símbolos

$$D_{S_{\max}} = 95 \cdot I$$

	Modo 1	Modo 2	Modo 3
I	0	0	0
	4	2	1
	8	4	2
	16	8	4

$$f_D = \frac{v}{\lambda}$$

v = velocidad de desplazamiento del receptor móvil en m/s.
 λ = longitud de onda a la frecuencia de operación considerada, es decir $\lambda = c / f$

$$t_c = \frac{0,423}{f_D}$$

t_c : tiempo de coherencia. Es una medida estadística del tiempo durante el cual la respuesta impulsiva del canal se mantiene esencialmente invariante. Se busca que el tiempo de duracion de un simbolo "Tu" sea menor o igual a t_c . Valor determinado empíricamente

$$t_{Dmáx} = 95 \cdot I \cdot T_U$$

Se igualaran t_c y $t_{Dmáx}$ para deducir los posibles valores que puede tomar I

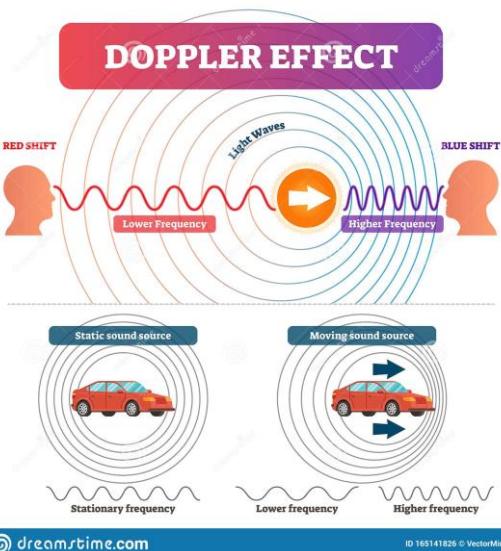
$$I = \frac{0,423}{95 \cdot T_U \cdot f_D}$$

	Modo 1	Modo 2	Modo 3
T_U	252 μ s	504 μ s	1008 μ s
I	16	8	4

$$\frac{4,4}{f_{Dmáx}} \leq I \leq \frac{4,4}{f_{Dmín}}$$

$$0 \leq I \leq 4,4$$

Para canales altos y velocidades del receptor móvil de unos 100 km/h, las frecuencias Doppler están en el orden de los 100 Hz, haciendo que el primer término de la desigualdad sea prácticamente cero. En cuanto al límite superior, de manera arbitraria se fija una frecuencia de 1 Hz

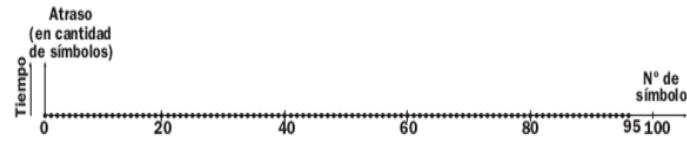


	Modo 1	Modo 2	Modo 3
I	0	0	0
	4	2	1
	8	4	2
	16	8	4

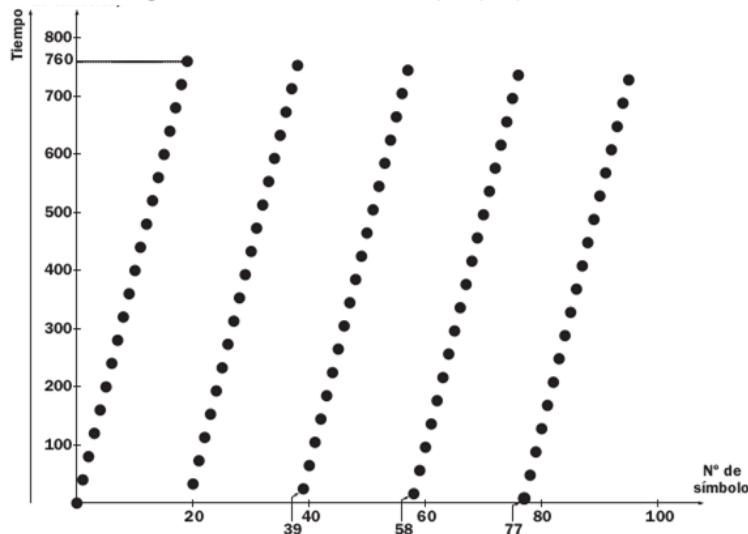
$$m_i = [5 \cdot i] \bmod 96$$

$$D_{Si} = I \cdot m_i$$

Dado que un cuadro OFDM está formado por 204 símbolos OFDM, debe procurarse que el atraso total sea igual a un número entero de cuadros. Es por esto que el valor de "v" debe ser igual a un múltiplo entero del número de símbolos que componen un cuadro OFDM, es decir la cantidad de cuadros.



Segmento en modo 1, sin entrelazado temporal ($I = 0$)



Entrelazado temporal para un segmento en Modo 1 ($I = 8$)

$$D_t = D_{S_{\max}} + DA_t = 95 \cdot I + DA_t = v \cdot 204$$

D_t retardo total por entrelazado de tiempo

$D_{S_{\max}}$ retardo máximo de símbolo (corresponde a los símbolos 19, 115, 211 y 307)

DA_t ajuste de retardo por entrelazado de tiempo

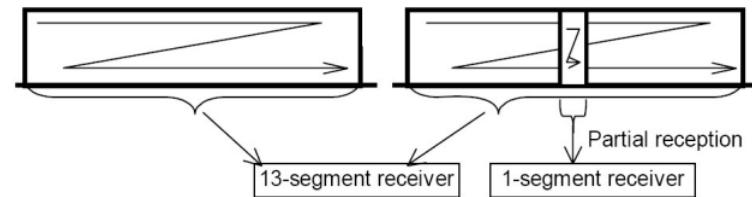
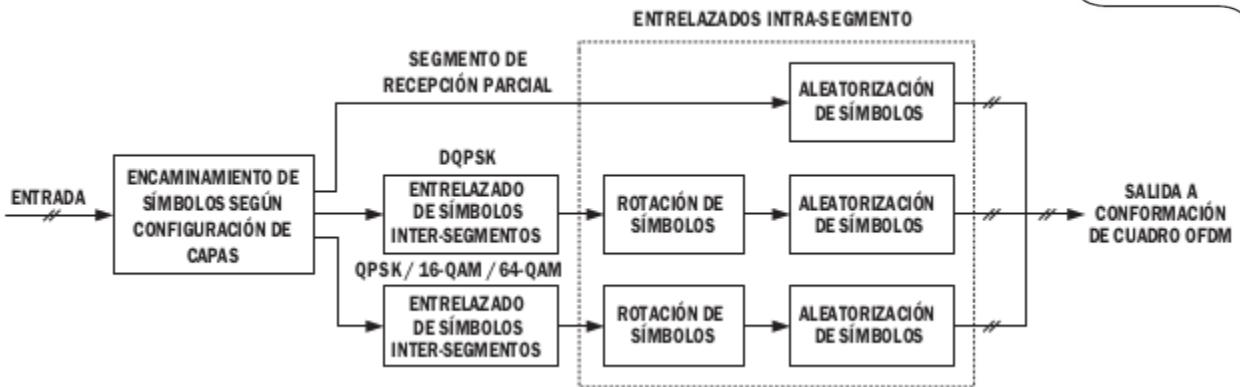
$$DA_t = v \cdot 204 - 95 \cdot I$$

Modo 1			Modo 2			Modo 3		
I	Total de cuadros retardados	Ajuste DA_t	I	Total de cuadros retardados	Ajuste DA_t	I	Total de cuadros retardados	Ajuste DA_t
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	2	28	2	1	14	1	1	109
8	4	56	4	2	28	2	1	14
16	8	112	8	4	56	4	2	28

Entrelazado de Frecuencia

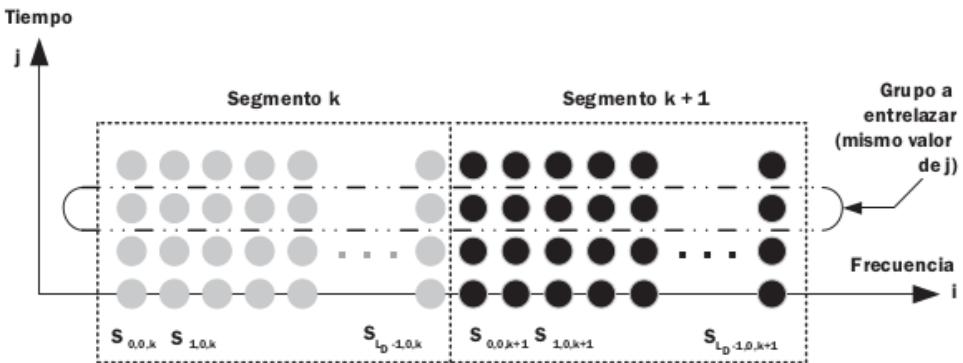
El objetivo que se persigue con el entrelazado frecuencial es lograr una mayor robustez del sistema frente a las interferencias sobre las portadoras y también contra los efectos de las trayectorias múltiples. Refuerza al sistema frente a canales selectivos en frecuencia. Existen dos técnicas de entrelazado en frecuencia:

- Entrelazado de símbolos entre segmentos (inter-segmentos): se aplica a todos los segmentos excepto si se prevé el uso de recepción parcial (“one-seg”). A su vez si se emplean simultáneamente modulación diferencial (DQPSK) y modulaciones sincrónicas (QPSK, 16-QAM o 64-QAM), el proceso de entrelazado de símbolos inter-segmentos debe realizarse únicamente entre segmentos que empleen el mismo tipo de modulación
- Entrelazado de símbolos dentro del segmento (intra-segmento): se aplica de manera independiente a todos los segmentos y consiste en dos operaciones:
 - Rotación de símbolos (la rotación es nula en el segmento No 0).
 - Aleatorización de símbolos.



Entrelazado Inter-Segmentos

Se emplea la técnica de entrelazado de bloque y se utiliza en segmentos consecutivos con el mismo tipo de modulación

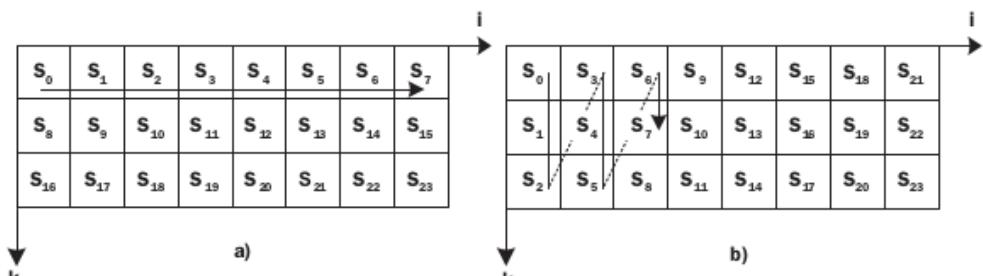


$S_{0, j, 0}$	$S_{1, j, 0}$	$S_{2, j, 0}$...	$S_{95, j, 0}$
$S_{0, j, 1}$	$S_{1, j, 1}$	$S_{2, j, 1}$...	$S_{95, j, 1}$
$S_{0, j, 2}$	$S_{1, j, 2}$	$S_{2, j, 2}$...	$S_{95, j, 2}$
:	:	:	...	:
$S_{0, j, n-1}$	$S_{1, j, n-1}$	$S_{2, j, n-1}$...	$S_{95, j, n-1}$

El valor “j” es el mismo para todos los símbolos

El valor “n” es el número de segmentos a entrelazar

Se adapta al modo aumentando las columnas hasta $Ld-1$



La matriz “a” de dimensiones $(k \times i)$ se construye avanzando por filas. Habrá tantas filas como segmentos deban entrelazarse. Luego esta matriz se almacena en la memoria.

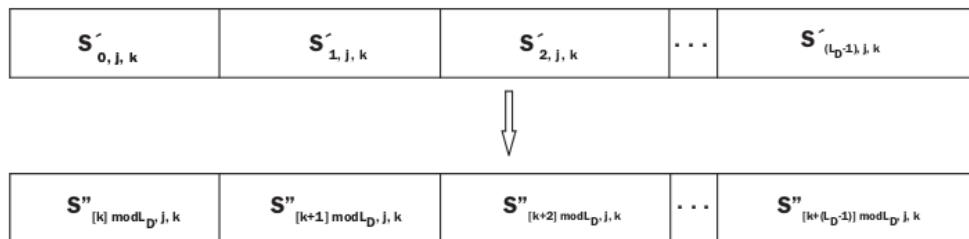
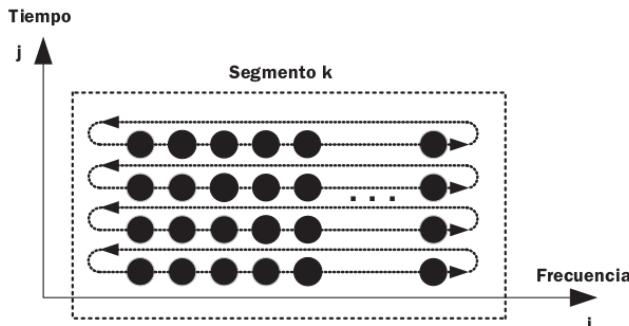
Posteriormente se construirá la matriz de salida $(k \times i)$, denominada en este caso “b”, avanzando columna por columna.

La conformación definitiva de los segmentos para cada valor de j luego del entrelazado se extrae desde las filas de la matriz de salida

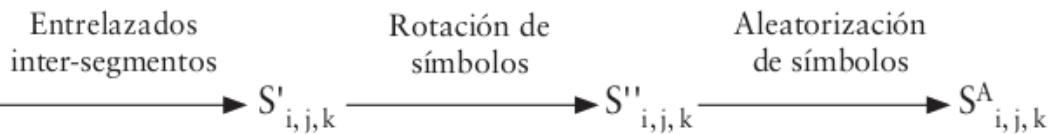
Entrelazado Intra-Segmentos

Rotación de Símbolos

Los símbolos se desplazan desde la izquierda hacia la derecha. Dependiendo de la magnitud del desplazamiento (función del número de segmento k), los símbolos que ocupaban las posiciones correspondientes a las frecuencias más bajas, pasan a ocupar las frecuencias más altas, mientras que los de mayor frecuencia se desplazan hacia las más bajas. Se produce un giro en sentido antihorario.



Algoritmo de rotación de símbolos para los tres modos



Aleatorización de Símbolos

El procedimiento se basa en la aplicación de tablas con valores predeterminados, cuya distribución es completamente aleatoria

$S''_{i,j,k}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
$S^A_{i,j,k}$	80	93	63	92	94	55	17	81	6	51	9	85	89	65	52	15	73	66	46	71	12	70	18	13

$S''_{i,j,k}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
$S^A_{i,j,k}$	98	35	67	116	135	17	5	93	73	168	54	143	43	74	165	48	37	69	154	150	107	76	176	79

$S''_{i,j,k}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
$S^A_{i,j,k}$	62	13	371	11	285	336	365	220	226	92	56	46	120	175	298	352	172	235	53	164	368	187	125	82

Estas tablas varían según el modo

Salida Entrelazado Frecuencia

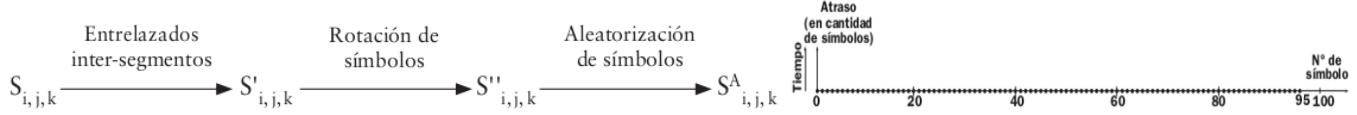
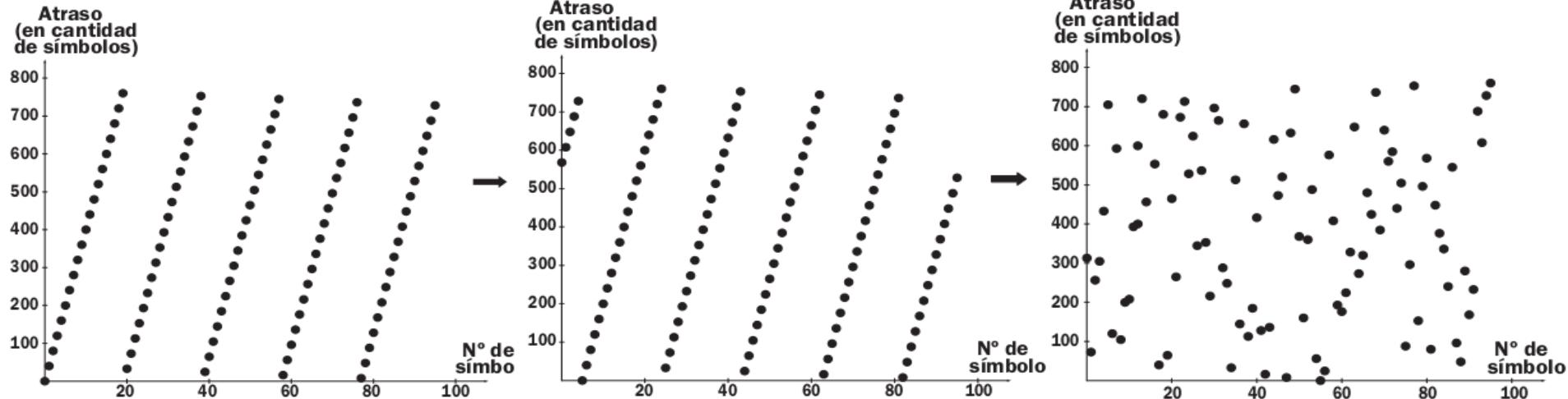


Figura 18: Segmento en modo 1, sin entrelazado temporal ($l = 0$)



A priori podría parecer que no existen diferencias significativas si se aplica o no la rotación de símbolos, sin embargo, la diferencia es muy importante: las “nubes” de símbolos aleatorizados son distintas. Permite que las tablas de aleatorización se apliquen de manera única a cada segmento produciendo un efecto distinto ya que no tendría sentido aplicar el mismo patrón de aleatorización en todos los segmentos. Tampoco sería eficiente crear muchísimas tablas para cada segmento con los respectivos modos correspondientes

Pilotos, Señales de Control y Auxiliares

Pilotos Dispersos: SP

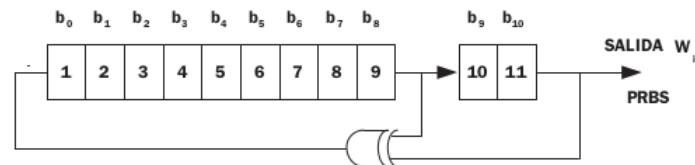
Piloto Continuo: CP

Canal de Control de Configuración de Transmisión y Multiplexación: TMCC

Canal Auxiliar 1: AC1

Canal Auxiliar 2: AC2

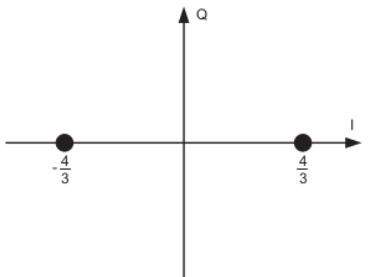
Referencia de Fase (Wi)



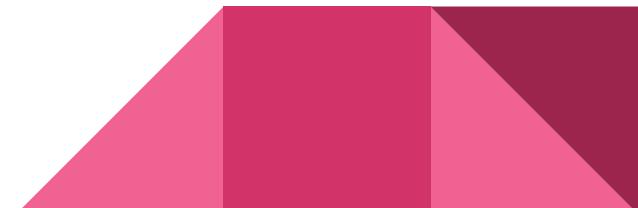
Todos los registros del generador PRBS se inicializan en “1”, y se va calculando el valor de cada una de las portadoras según la evolución del circuito, comenzando por la de más a la izquierda del espectro (la primera del segmento onceavo)

Segmento	$b_0 b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 b_8 b_{10}$		
	Modo 1	Modo 2	Modo 3
11	1111111111	1111111111	1111111111
9	1101100111	0101011110	11011100101
7	0110101110	11011100101	10010100000
5	0100010110	11001000010	01110001001
3	11011100101	10010100000	00100011001
1	00101111010	00001011000	11100110110
0	11001000010	01110001001	00100001011
2	00010000100	00000100100	11100111101
4	10010100000	00100011001	01101010011
6	11110110000	01100111001	10111010010
8	00001011000	11100111010	01100010010
10	10100100111	00101010001	11110100101
12	01110001001	00100001011	00010011100
CP	01001110001	00101000100	10001011010

Wi value	Modulating-signal amplitude (I, Q)
1	(- 4/3, 0)
0	(+ 4/3, 0)



Mode	Mode 1		Mode 2		Mode 3	
Bandwidth	3000/7 = 428.57 kHz					
Spacing between carrier frequencies	250/63 kHz		125/63 kHz		125/126 kHz	
Number of carriers	Total	108	108	216	216	432
	Data	96	96	192	192	384
	SP ^a	9	0	18	0	36
	CP ^a	0	1	0	1	0
	TMCC ^b	1	5	2	10	4
	AC1 ^c	2	2	4	4	8
Carrier modulation scheme	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK
	Symbols per frame		204			

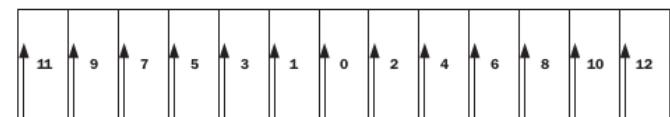


Pilotos

Mecanismo de inserción de portadoras moduladas con valores conocidos para estimar la respuesta del canal y sincronizar la recepción en frecuencia. Son un conjunto de símbolos que se transmiten a determinadas frecuencias y con una determinada periodicidad temporal. A dichos pilotos se aplica modulación BPSK y se transmiten con una potencia 16/9 veces mayor que las de los datos de la señal

Pilotos Continuos

Las posiciones que ocupan dichas portadoras piloto continuas en cada símbolo OFDM son siempre las mismas. Este tipo de portadoras solo estarán presentes en los segmentos en los cuales se emplee modulación diferencial. A su vez un piloto continuo debe ser asignado a la portadora de mayor frecuencia de todo el espectro transmitido, independientemente de la utilización de segmentos con modulación DQPSK.



$$L = L_s \times N_s + 1$$

Pilotos Dispersos

A diferencia de las portadoras continuas las posiciones que ocupan no están fijas pero intercaladas en el tiempo y en la frecuencia. Dado que los pilotos dispersos SP no son necesarios en DQPSK y que se emplea un solo piloto CP por segmento, quedan disponibles portadoras por símbolo OFDM. Estas portadoras se asignan a los canales auxiliares AC2 (no contemplados en modulación sincrónica) y también al TMCC

TMCC

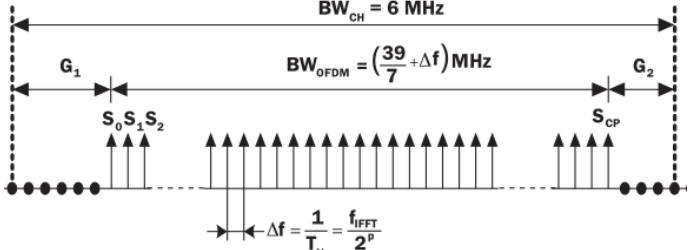
El canal TMCC se utiliza para informar al receptor los parámetros de modulación empleados en la transmisión y las configuraciones adoptadas para cada una de las capas jerárquicas. A este canal se aplica modulación DBPSK

ACx

Los canales AC han sido pensados para aplicaciones tales como el envío de la información de gestión de la red. AC2 es un canal auxiliar que está disponible exclusivamente cuando se emplea modulación diferencial. A dichos canales se les aplica modulación DBPSK. Su s portadoras son aleatorias y dependen de cada segmento. Se utilizan diversas tablas

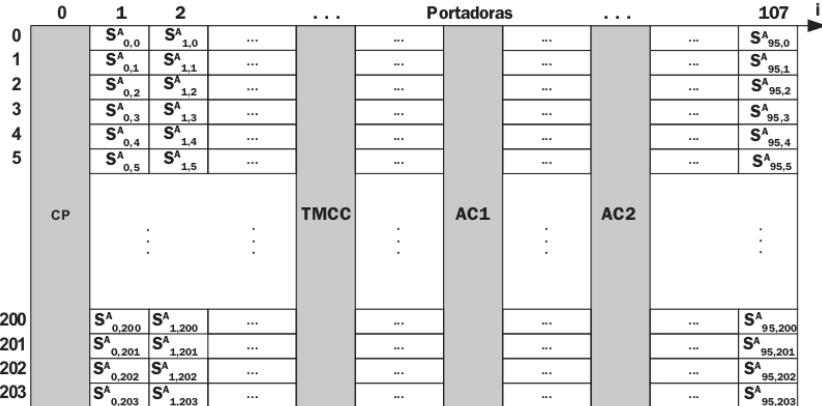
Configuración según Modulación

Mode	Mode 1	Mode 2	Mode 3	
Number of OFDM segments N_s	13			
Bandwidth	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 250/63 \text{ kHz} = 5.575 \text{ MHz}$	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 125/63 \text{ kHz} = 5.573 \text{ MHz}$	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 125/126 \text{ kHz} = 5.572 \text{ MHz}$	
Number of segments of differential modulations	n_d			
Number of segments of synchronous modulations	$n_s (n_s + n_d = N_s)$			
Spacing between carrier frequencies	$250/63 = 3.968 \text{ kHz}$	$125/63 = 1.984 \text{ kHz}$	$125/126 = 0.992 \text{ kHz}$	
Number of carriers	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Data	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,496$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP ^a	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$



Scp corresponde al piloto continuo, que aparece una vez que se han completado los símbolos de los 13 segmentos.

Estructura del segmento para modulación sincronica (Modo 1)

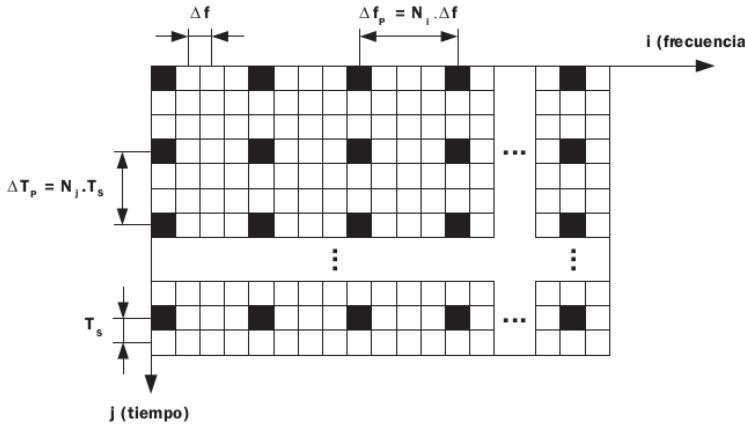


Estructura del segmento para modulación diferencial (Modo 1)

Las portadoras asignadas a TMCC y ACx responden a una distribución aleatoria, estas portadoras se asignan por segmento en base a tablas con valores predeterminados

Algo más acerca las portadoras piloto...

Los pilotos reducen la velocidad binaria y, también reducen la energía disponible por bit y esto debe tenerse en cuenta a la hora de evaluar la eficiencia espectral del sistema. La distribución de los pilotos (SP) en tiempo y en frecuencia está condicionado fundamentalmente por el efecto Doppler y el tiempo máximo de retardo de propagación de las señales



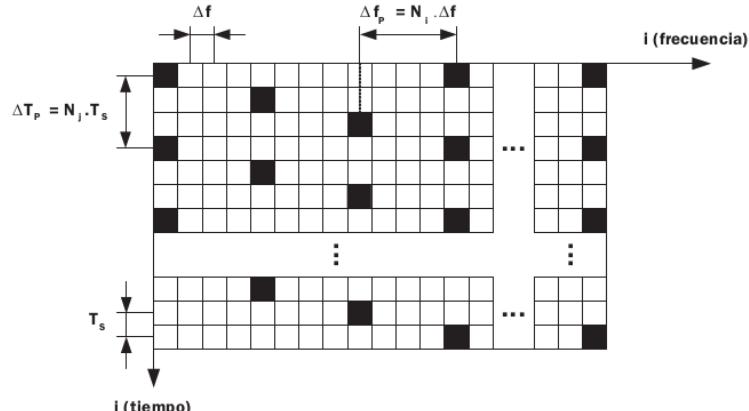
Distribución de portadoras por segmento	Modo 1	Modo 2	Modo 3	
Total de portadoras disponibles	L_s	108	216	432
Portadoras de datos	L_d	96	192	384
Portadoras para pilotos dispersos	$SP = \frac{L_s}{12}$	9	18	36
Control de configuración y multiplexación de transmisión	TMCC	1	2	4
Canales auxiliares	AC1	2	4	8

Se deduce que, dentro de un mismo símbolo OFDM, los pilotos dispersos estarán espaciados cada 12 portadoras

Como dije anteriormente, los pilotos dispersos tienen mayor amplitud que las portadoras de datos, tienen mayor energía que el resto de las portadoras. Esto se realiza para facilitar la detección de los pilotos.

Si se emplea una grilla regular aparecen picos de potencia cada N_j símbolos OFDM. Estas variaciones en los niveles de la señal introducen muchos problemas de diseño en los amplificadores. Para evitar estos inconvenientes, resulta más adecuada una grilla diagonal de pilotos.

A su vez de esta manera se genera un “barrido de frecuencia”, mejorando aún más la capacidad de estimación del sistema.



Algo más acerca el canal TMCC...

El TMCC transporta un total de 204 bits de información en cada cuadro

Bits (b_j)	Descripción	Valor y significado	
Cabecera			
b_0	Referencia de modulación diferencial: Wi	Ver 4.2	
b_1 a b_{16}	Sincronización	Ver 4.3	
b_{17} a b_{19}	Identificación del tipo de segmento	000 111	modulación sincrónica modulación diferencial
b_{20} y b_{21}	Identificación de sistema	00 01 10 y 11	ISDB-T _b ISDB-T _{sB} Reservados
b_{22} a b_{25}	Indicador de cambio de parámetros de transmisión	Ver 4.4	
b_{26}	Control de inicio de alarma EBA (Emergency Broadcast Alarm)	0 1	estado normal inicio de alarma EBA
b_{27}	Información actual	Ver 4.5	Indicador servicio de recepción parcial
b_{28} a b_{40}			Parámetros de transmisión de la capa A
b_{41} a b_{53}			Parámetros de transmisión de la capa B
b_{54} a b_{66}			Parámetros de transmisión de la capa C
b_{67}	Próxima información	Ver 4.5	Indicador servicio de recepción parcial
b_{68} a b_{80}			Parámetros de transmisión de la capa A
b_{81} a b_{93}			Parámetros de transmisión de la capa B
b_{94} a b_{106}			Parámetros de transmisión de la capa C
b_{107} a b_{109}	Bits utilizados en ISDB-T _{sB} (Radiodifusión Sonora)	Todos puestos a 1	
b_{110} a b_{121}	Reservado para futuros usos	Todos puestos a 1 (12 bits)	
b_{122} a b_{203}	Paridad (código de corrección de errores)	Ver 4.6	

Al emplear modulación DBPSK toda la información necesaria para que el receptor pueda demodular correctamente la señal se envía a través del canal, no es necesario equalizar los datos. Aunque es necesario incluir una referencia al inicio de cada cuadro para marcar el inicio de la secuencia.

Cuando las características de la propagación del canal radioeléctrico provocan errores de fase, las modulaciones coherentes o sincrónicas tales como BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM requieren la compensación del error mediante sistemas de ecualización de fase y señales de referencia que permiten determinar el valor correcto de la corrección que debe aplicarse. No es el caso de las modulaciones diferenciales

Cuadro	Bits de sincronización	
n	S0	0011010111101110
n + 1	S1	1100101000010001
n + 2	S0	0011010111101110
n + 3	S1	1100101000010001
	-	-
	-	-
	-	-

Algo más acerca el canal TMCC...

El TMCC transporta un total de 204 bits de información en cada cuadro

Bits (b_j)	Descripción		Valor y significado	
Cabecera	b_0	Referencia de modulación diferencial: Wi	Ver 4.2	
	b_1 a b_{16}	Sincronización	Ver 4.3	
	b_{17} a b_{19}	Identificación del tipo de segmento	000 111	modulación sincrónica modulación diferencial
Información del TMCC	b_{20} y b_{21}	Identificación de sistema	00 01 10 y 11	ISDB-T _b ISDB-T _{SB} Reservados
	b_{22} a b_{25}	Indicador de cambio de parámetros de transmisión	Ver 4.4	
	b_{26}	Control de inicio de alarma EBA (Emergency Broadcast Alarm)	0 1	estado normal inicio de alarma EBA
	b_{27}	Información actual	Ver 4.5	Indicador servicio de recepción parcial
	b_{28} a b_{40}			Parámetros de transmisión de la capa A
	b_{41} a b_{53}			Parámetros de transmisión de la capa B
	b_{54} a b_{66}			Parámetros de transmisión de la capa C
	b_{67}			Indicador servicio de recepción parcial
	b_{68} a b_{80}	Próxima información	Ver 4.5	Parámetros de transmisión de la capa A
	b_{81} a b_{93}			Parámetros de transmisión de la capa B
	b_{94} a b_{106}			Parámetros de transmisión de la capa C
	b_{107} a b_{109}	Bits utilizados en ISDB-T _{SB} (Radiodifusión Sonora)	Todos puestos a 1	
	b_{110} a b_{121}	Reservado para futuros usos	Todos puestos a 1 (12 bits)	
	b_{122} a b_{203}	Paridad (código de corrección de errores)	Ver 4.6	

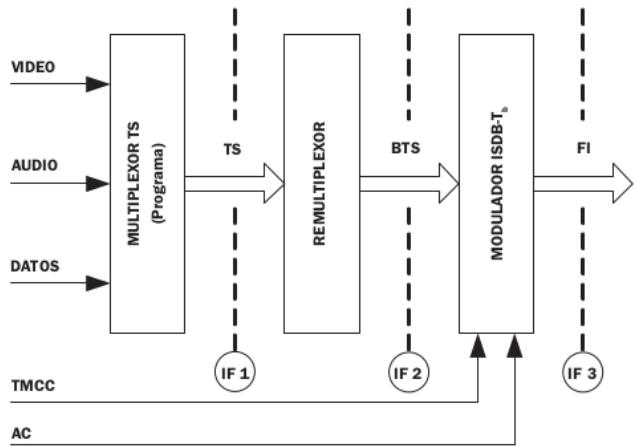
Al emplear modulación DBPSK toda la información necesaria para que el receptor pueda demodular correctamente la señal se envía a través del canal, no es necesario equalizar los datos. Aunque es necesario incluir una referencia al inicio de cada cuadro para marcar el inicio de la secuencia.

Cuando las características de la propagación del canal radioeléctrico provocan errores de fase, las modulaciones coherentes o sincrónicas tales como BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM requieren la compensación del error mediante sistemas de ecualización de fase y señales de referencia que permiten determinar el valor correcto de la corrección que debe aplicarse. No es el caso de las modulaciones diferenciales

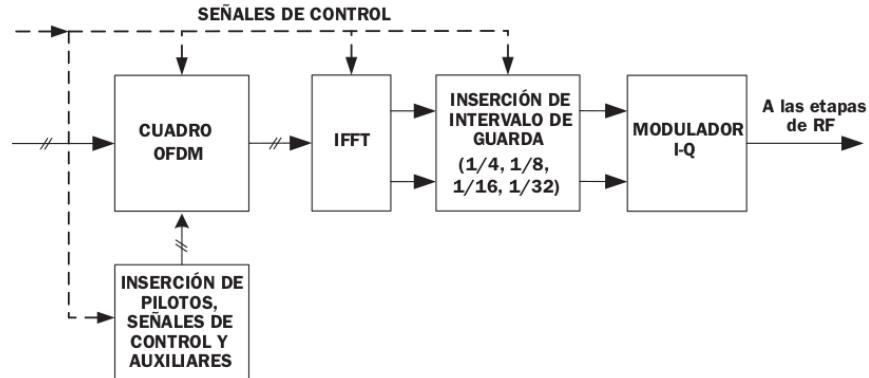
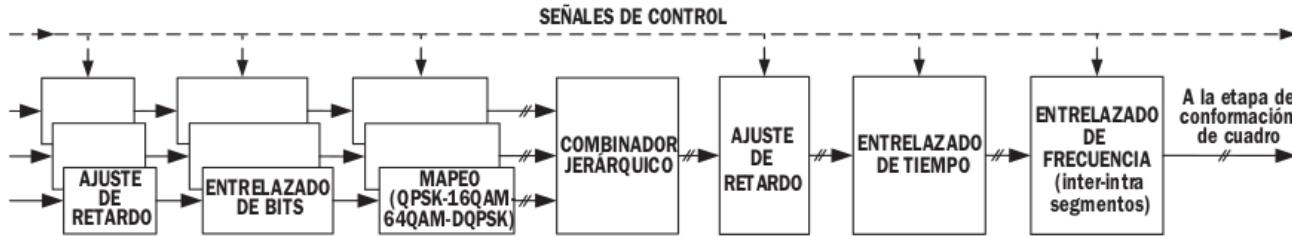
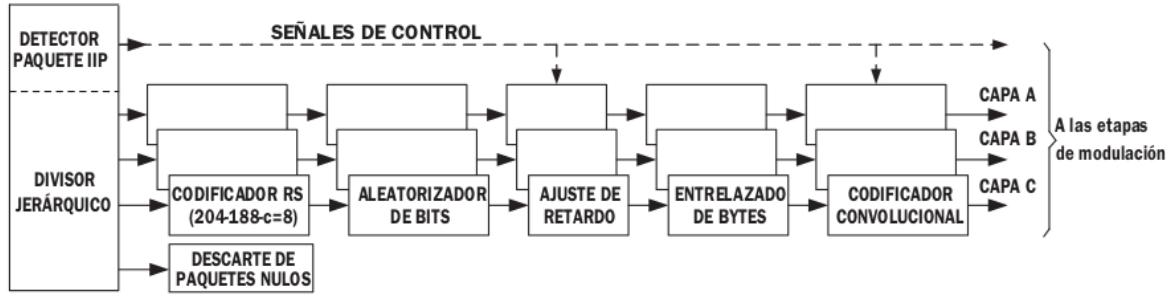
Cuando se cambian los parámetros de transmisión, la modificación no se realiza de manera inmediata y deben transcurrir 15 cuadros en total antes de que se haga efectiva. Estos bits funcionan como un contador regresivo

b_{22} - b_{25}	Estado de la cuenta	b_{22} - b_{25}	Estado de la cuenta
1111	Sin cambio de parámetros	0111	8 cuadros antes del cambio de parámetros
1110	15 cuadros antes del cambio de parámetros	0110	7 cuadros antes del cambio de parámetros
1101	14 cuadros antes del cambio de parámetros	0101	6 cuadros antes del cambio de parámetros
1100	13 cuadros antes del cambio de parámetros	0100	5 cuadros antes del cambio de parámetros
1011	12 cuadros antes del cambio de parámetros	0011	4 cuadros antes del cambio de parámetros
1010	11 cuadros antes del cambio de parámetros	0010	3 cuadros antes del cambio de parámetros
1001	10 cuadros antes del cambio de parámetros	0001	2 cuadros antes del cambio de parámetros
1000	9 cuadros antes del cambio de parámetros	0000	1 cuadro antes del cambio de parámetros

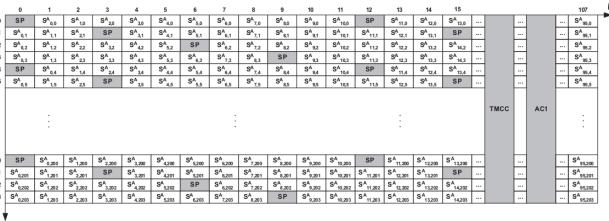
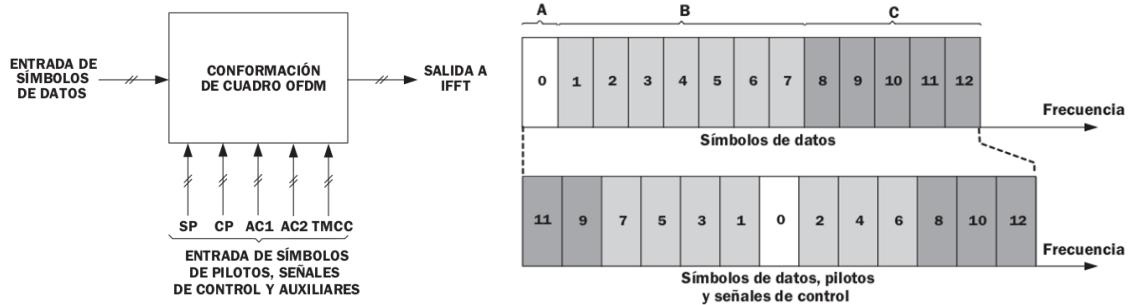
Esquema de modulación			Relación de codificación convolucional		Profundidad del entrelazado de tiempo			Número de segmentos que conforman la capa				
Constelación	Capa A	Capa B	Capa C	K ₁	Capa A	Capa B	Capa C	Capa A	b ₃₇ a b ₄₀	Número de segmentos		
					b ₂₈ a b ₃₀	b ₆₈ a b ₇₀	b ₇₁ a b ₇₃	b ₃₁ a b ₃₃	b ₇₄ a b ₇₆			
					b ₄₁ a b ₄₃	b ₈₁ a b ₈₃	b ₈₄ a b ₈₆	b ₄₄ a b ₄₆	b ₄₇ a b ₄₉			
	Capa A	Capa B	Capa C		b ₅₄ a b ₅₆	b ₉₄ a b ₉₆	b ₅₇ a b ₅₉	b ₆₀ a b ₆₂	Modo			
					b ₉₇ a b ₉₉	b ₁₀₀ a b ₁₀₂	b ₁₀₁ a b ₁₀₃	b ₁₀₂ a b ₁₀₄	1	2	3	
000	DQPSK	000	1/2	000	0	0	0	0000	Reservado			
001	QPSK	001	2/3	001	4	2	1	0001	1 segmento			
010	16-QAM	010	3/4	010	8	4	2	0010	2 segmentos			
011	64-QAM	011	5/6	011	16	8	4	0011	3 segmentos			
100	Reservado	100	7/8	100	Reservado			0100	4 segmentos			
101		101	Reservado	101				0101	5 segmentos			
110		110		110				0110	6 segmentos			
111	Capano utilizada	111	Capa no utilizada	111				0111	7 segmentos			
					Capano utilizada			1100	8 segmentos			
								1101	9 segmentos			
								1010	10 segmentos			
								1011	11 segmentos			
								1100	12 segmentos			
								1101	13 segmentos			
					Capano utilizada			1110	Reservado			
								1111	Capano utilizada			



- IF 1: Flujo binario de transporte del estándar MPEG, denominado TS, con paquetes de 188 bytes.
- IF 2: Flujo BTS de paquetes TSP de 204 bytes, conformando estructuras de cuadro múltiple.
- IF 3: Señal de salida de frecuencia intermedia IF.



Formación de Cuadro OFDM

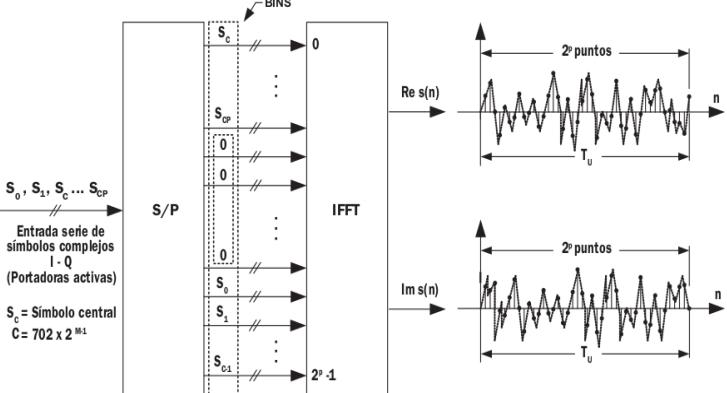


IFFT

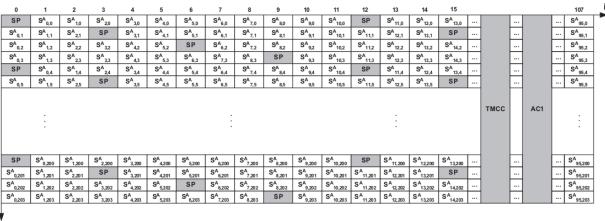
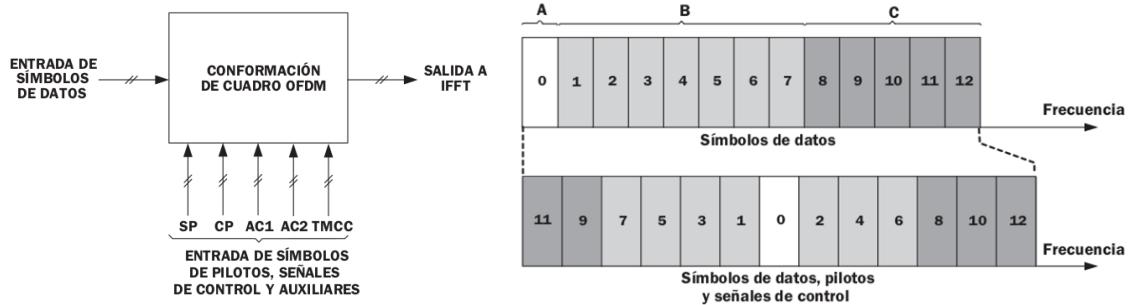
Modo (M)	Δf (kHz)	Símbolos activos		IFFT			Símbolos nulos	
		Total	BW_{OFDM} (MHz)	p	Módulo	BW (MHz)		
1	$\frac{250}{63}$	1405	$L \Delta f$	5,575	11	2048	2K	643
2	$\frac{125}{63}$	2809		5,573	12	4096	4K	
3	$\frac{125}{126}$	5617		5,572	13	8192	8K	2575

Deben tomarse grupos de $(2^{M-1} \times 108 \times 13) + 1$ símbolos de datos y señales auxiliares para procesarlos en el bloque IFFT al mismo tiempo. Se procesan tanto los símbolos activos como los nulos (que se reparten en iguales cantidades por encima y por debajo de la señal).

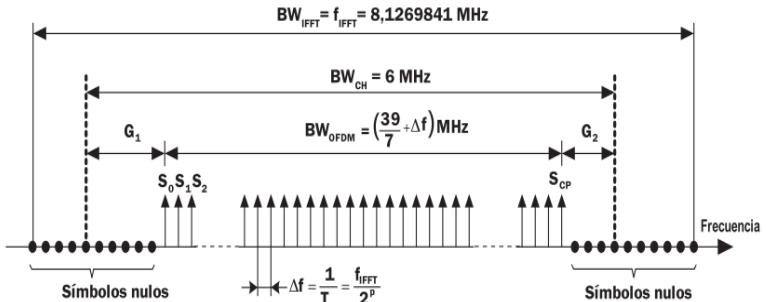
Cada una de las muestras que conforman la señal $s(n)$ en el dominio del tiempo discreto depende de la totalidad de los símbolos complejos de entrada, tanto los que corresponden a las portadoras activas como a los símbolos nulos



Formación de Cuadro OFDM

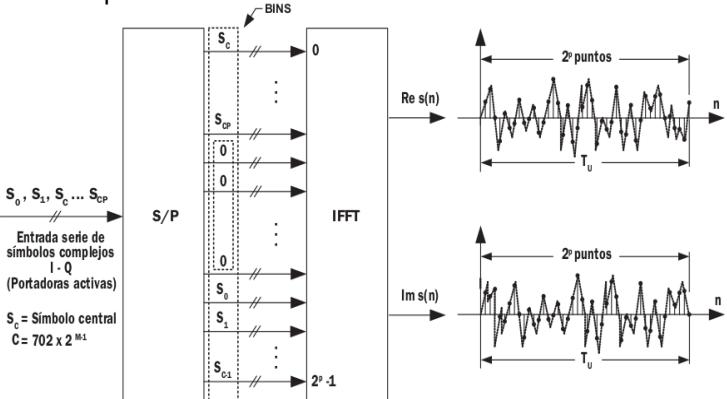


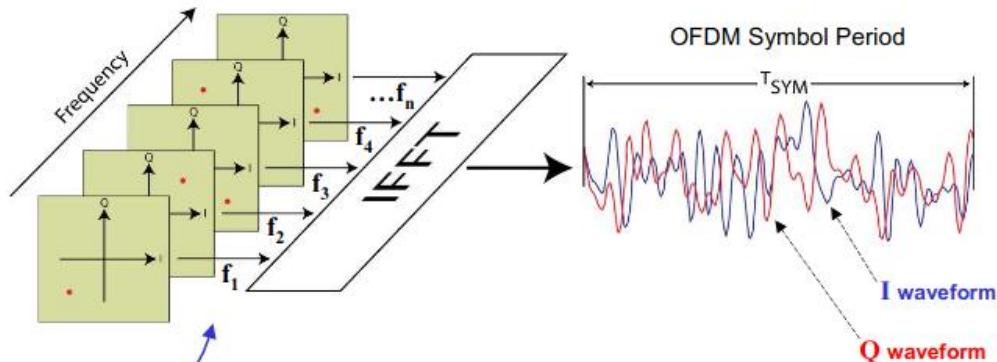
IFFT



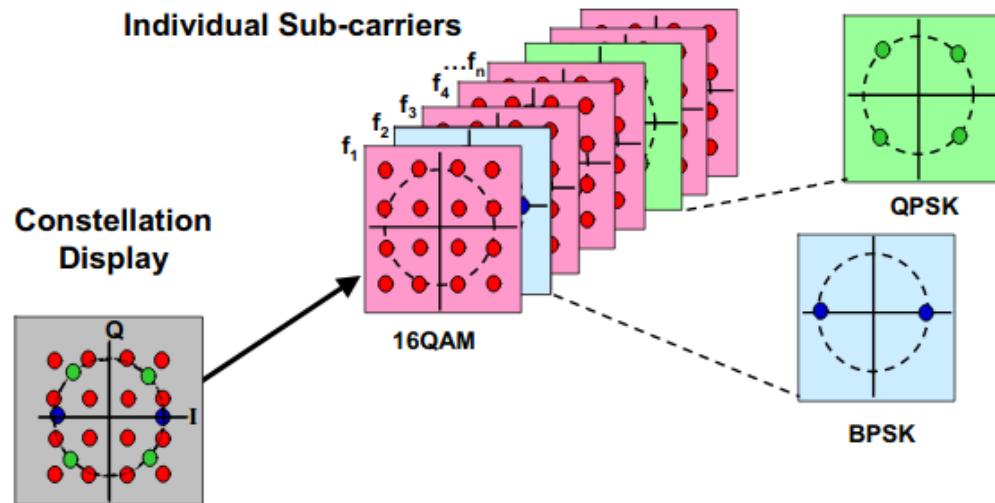
De acuerdo al modo empleado, el bloque IFFT generará 2048, 4096 u 8192 muestras complejas (con parte real e imaginaria) en el dominio del tiempo.
El bloque S/P bajara la velocidad de los datos N veces.

Cada una de las muestras que conforman la señal s(n) en el dominio del tiempo discreto depende de la totalidad de los símbolos complejos de entrada, tanto los que corresponden a las portadoras activas como a los símbolos nulos

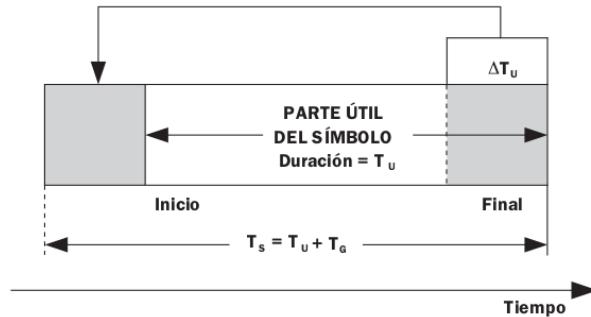




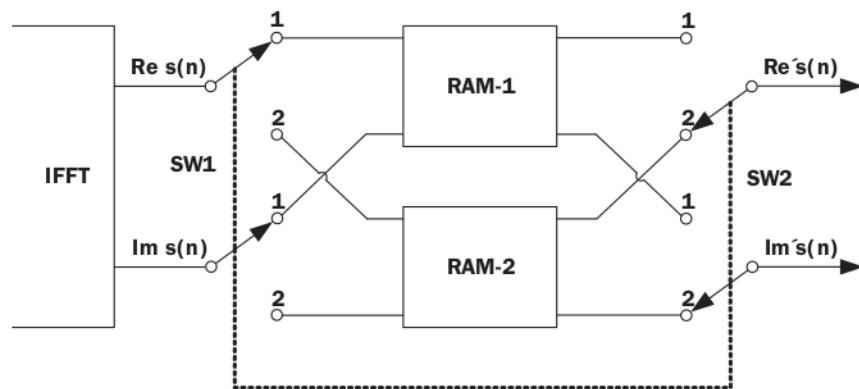
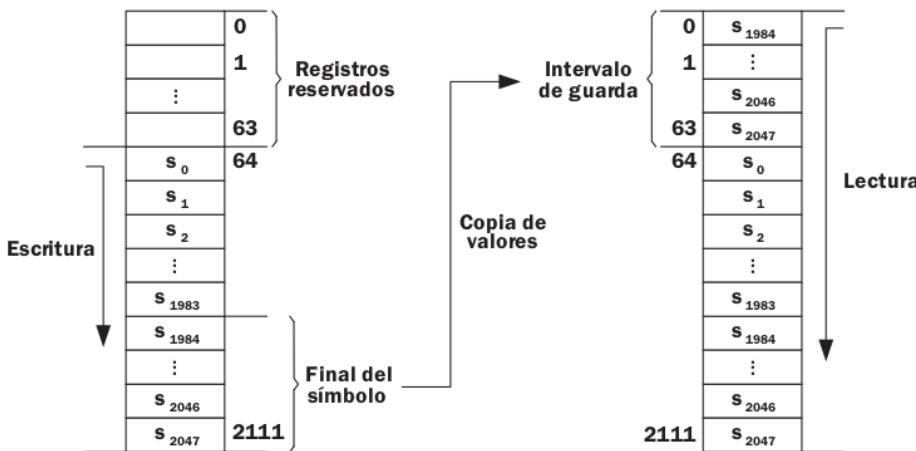
Multiple carriers will transmit multiple symbols in parallel.
Carriers may have different modulations – BPSK, QPSK...



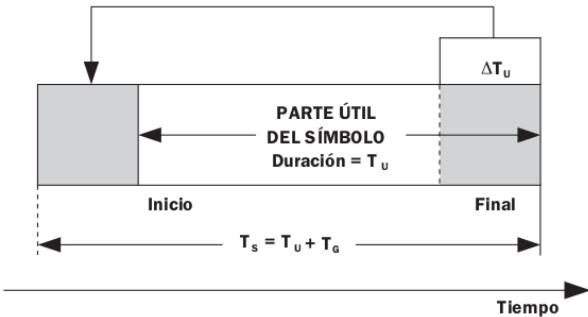
Inserción del Intervalo de Guarda



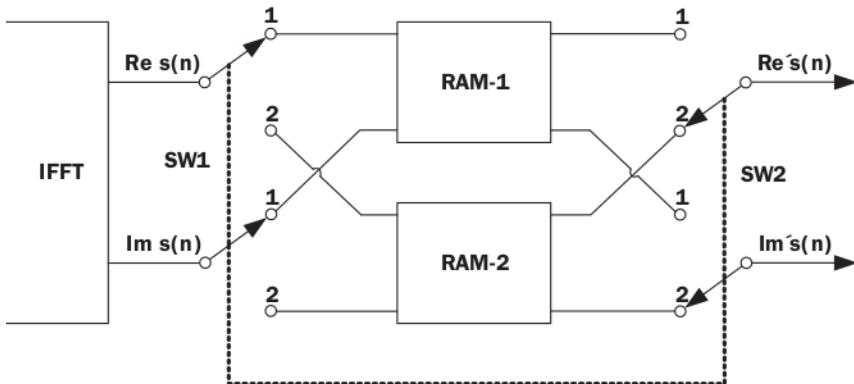
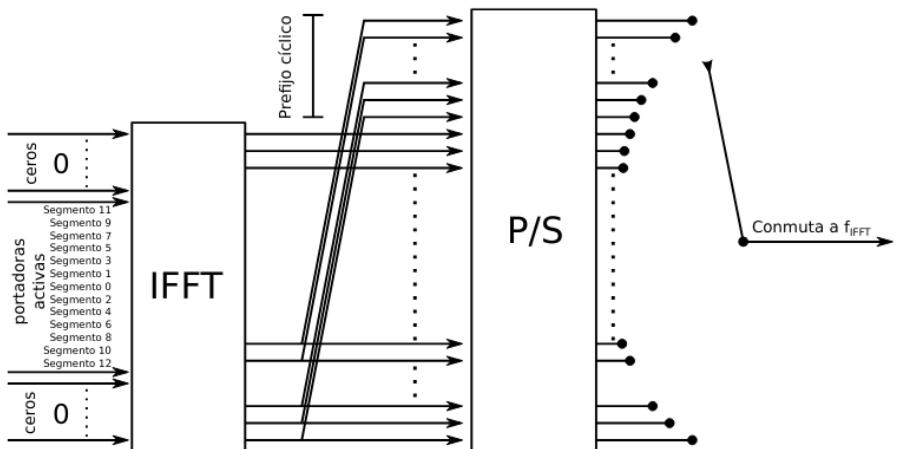
r	Relación de guarda $\Delta = \frac{1}{2^r}$	Intervalos de guarda		
		Modo 1 (2048 muestras)	Modo 2 (4096 muestras)	Modo 3 (8192 muestras)
2	1/4	512	1024	2048
3	1/8	256	512	1024
4	1/16	128	256	512
5	1/32	64	128	256



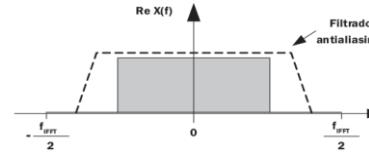
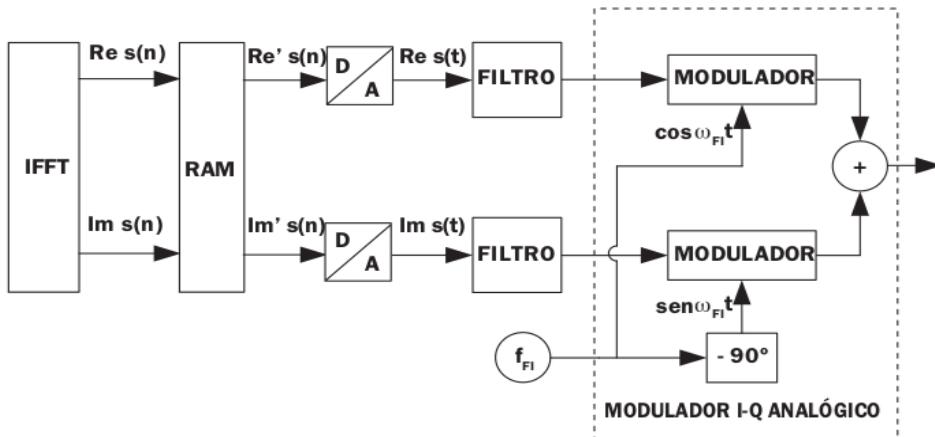
Inserción del Intervalo de Guarda



r	Relación de guarda $\Delta = \frac{1}{2^r}$	Intervalos de guarda		
		Modo 1 (2048 muestras)	Modo 2 (4096 muestras)	Modo 3 (8192 muestras)
2	1/4	512	1024	2048
3	1/8	256	512	1024
4	1/16	128	256	512
5	1/32	64	128	256

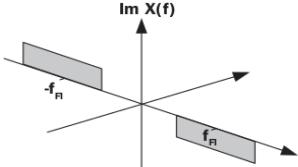
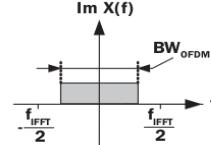
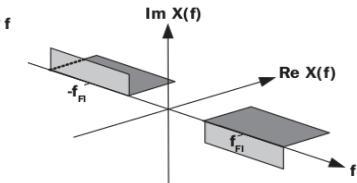
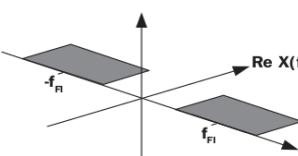
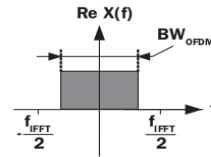


Modulador I-Q

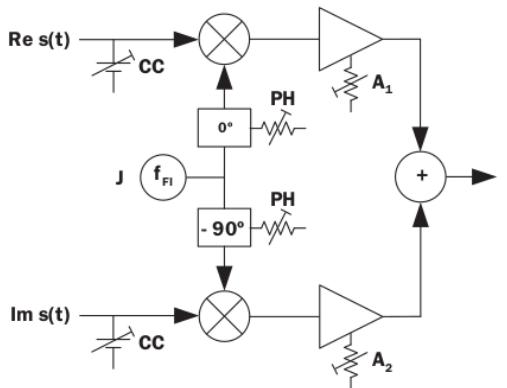


$$\frac{1}{T_u} = \frac{f_{IFFT}}{2^p}$$

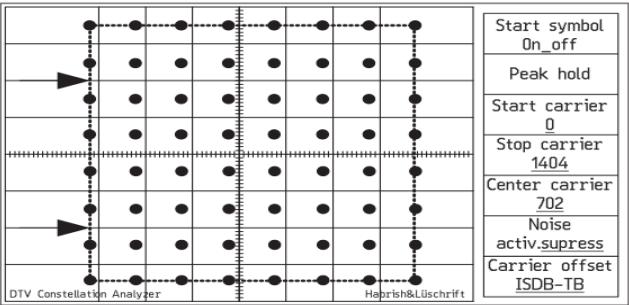
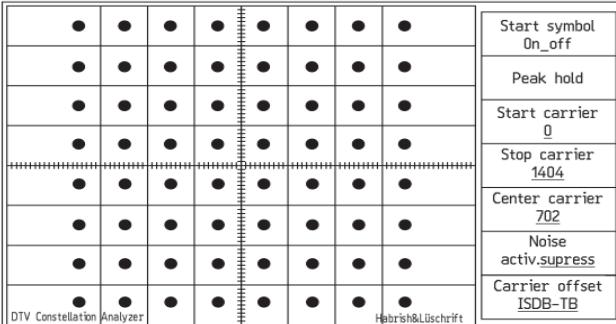
En esta etapa se combinan estas dos secuencias en un modulador I-Q, con el objetivo de generar el símbolo OFDM y obtener una señal de RF real en el dominio del tiempo



Erros Modulador IQ



Las fuentes más comunes de error: desbalance de ganancias (A), errores de fase (PH) y presencia de componentes de tensión continua (CC)



La presencia de una componente de tensión continua en alguno de los dos caminos provoca la aparición de una portadora residual, que se suma la frecuencia intermedia. Desplaza la constelación en el sentido horizontal

$$CS \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{RC}}} \right)$$

P_{sig} es la potencia de la señal OFDM en la frecuencia central (libre de portadora residual)

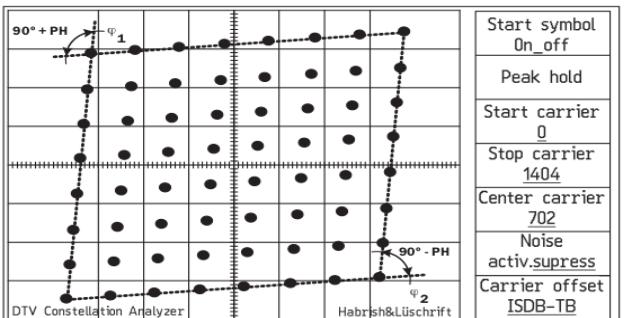
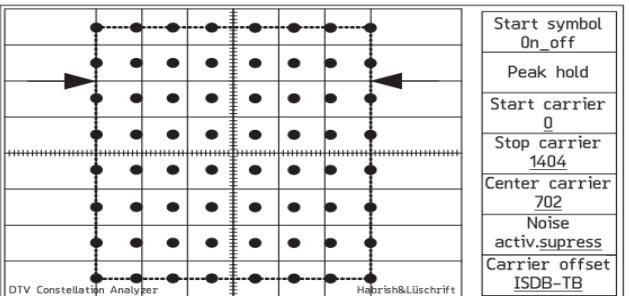
P_{RC} es la potencia de la portadora residual

El desequilibrio de amplitudes produce una distorsión de compresión de la constelación en el sentidos vertical u horizontal

$$\Delta A \text{ (\%)} = \left(\frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \times 100$$

A_1 es la ganancia del camino de la señal en fase.

A_2 es la ganancia del camino de la señal en cuadratura.

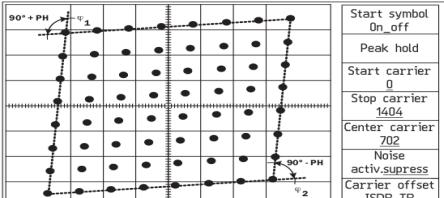
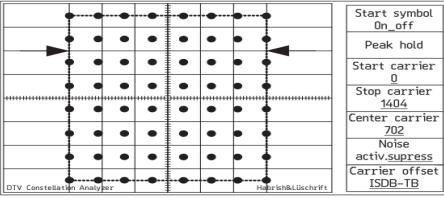
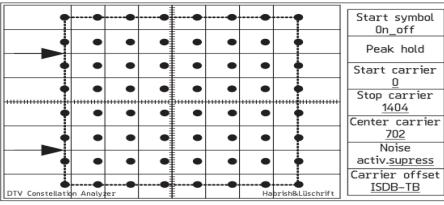
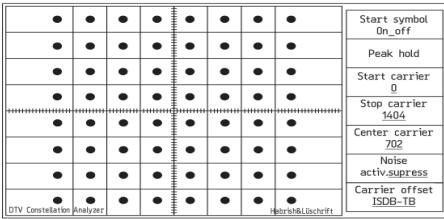


Los errores de fase se manifiestan por el aspecto de romboide que adquiere la constelación. El error de fase se calcula en base a la medición de los ángulos del romboide

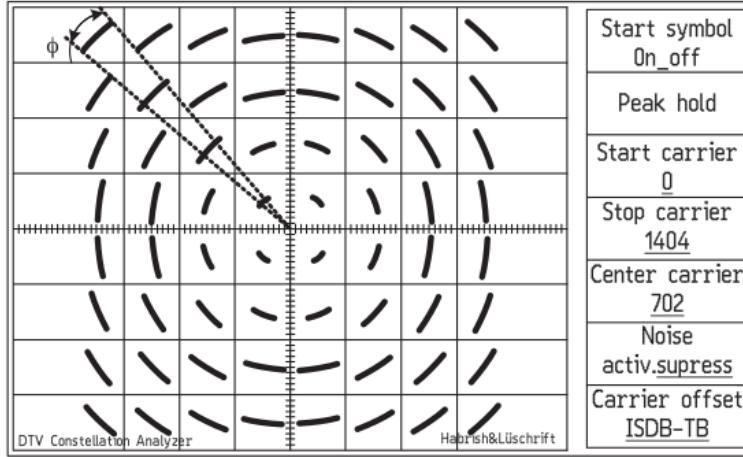
$$\phi_1 = 90^\circ + PH \quad y \quad \phi_2 = 90^\circ - PH$$

$$PH = \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}$$

Errores Modulador IQ



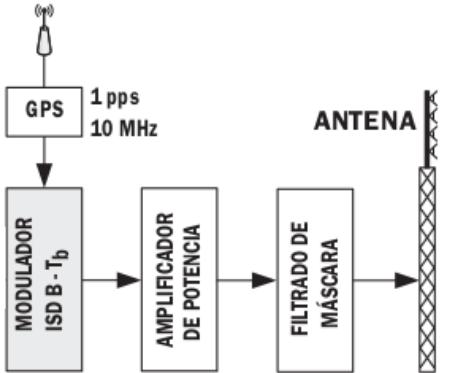
Otra de las fuentes más comunes de error es aquella conocida como fluctuaciones o jitter de fase (J)



Provoca un giro en vaivén de la constelación alrededor del punto central. La medición se realiza determinando el valor angular del giro en los puntos más alejados del centro.

El ruido de fase existe porque los osciladores locales no son capaces de generar ondas puramente sinusoidales a una frecuencia fija

Transmisión



Debe haber un receptor de posicionamiento global (GPS). Sus señales se utilizan como referencias de tiempo y frecuencia para la sincronización de redes de frecuencia única (SFN)

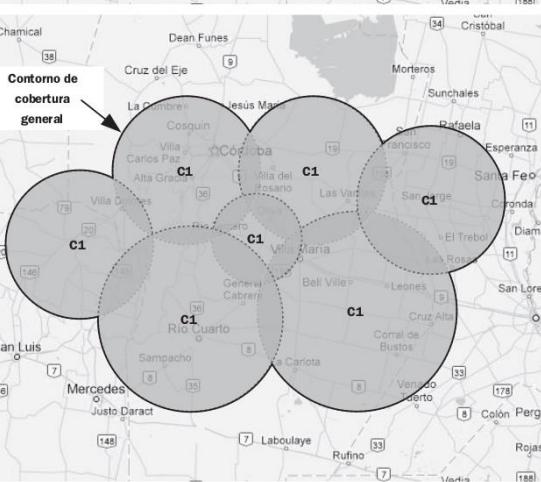
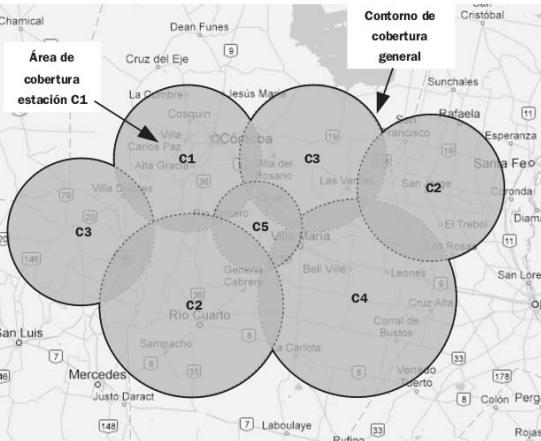
Redes de Frecuencias Múltiples (MFN)

Red formada por varios emisores, donde cada uno utiliza una frecuencia diferente, un receptor no debe ser alcanzado por las señales provenientes de dos transmisores que empleen la misma frecuencia. Esta configuración se aplica tanto en televisión analógica como en digital.

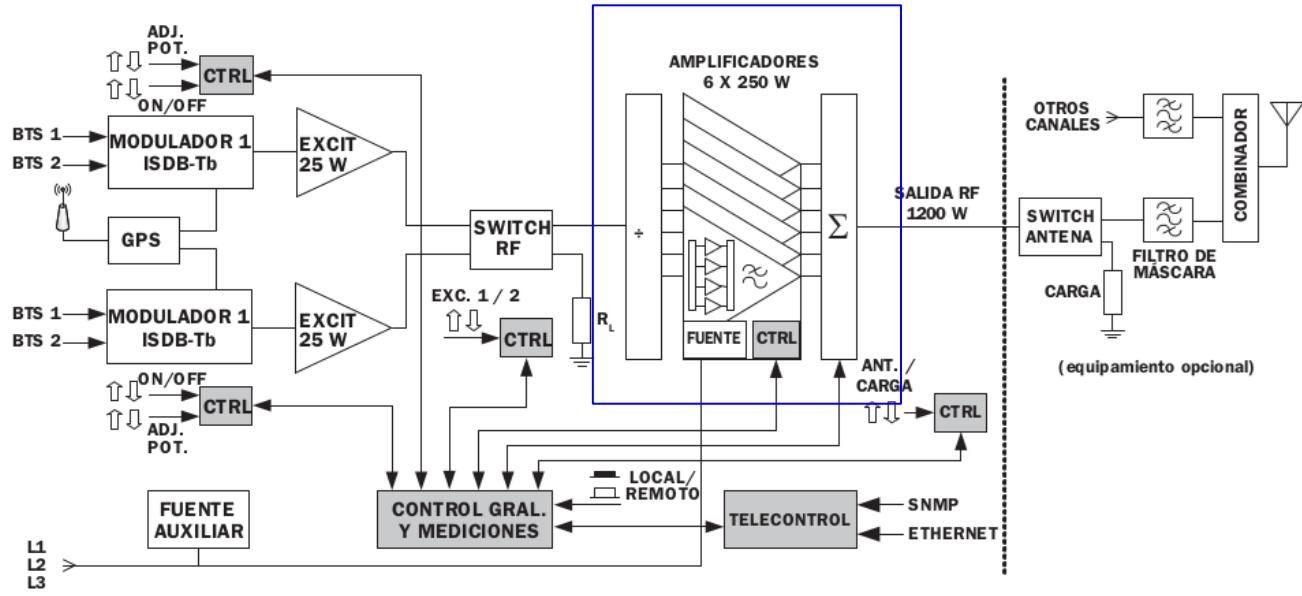
La ventaja de este tipo de red es su simplicidad de instalación y administración, cada transmisor recibe la señal de alguna de las estaciones vecinas y la retransmite en otra frecuencia. La principal desventaja es que requiere un gran espectro radioeléctrico

Redes de Frecuencia Única (SFN):

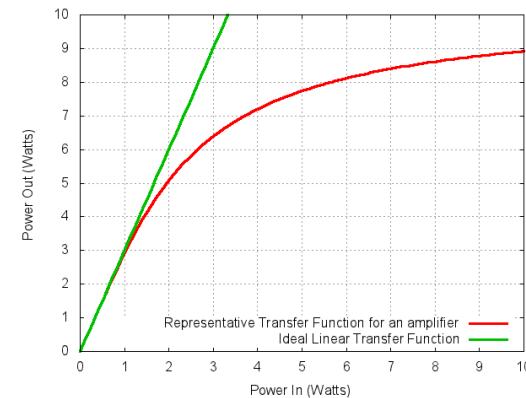
Se aplican únicamente a los sistemas de transmisión digitales, donde se necesita tan solo un canal para dar servicio en toda el área de interés. Con las SFN se consigue un uso altamente eficiente del espectro. En las zonas de solapamiento no hay interferencia porque existe sincronización entre los transmisores y cualquier receptor que reciba dos o tres señales de distintos transmisores podrá demodular correctamente la señal, siempre y cuando los tiempos de retraso se encuentren dentro del intervalo de guarda. Para conformar las SFN se utiliza un adaptador especial en la estación principal, que permite sincronizar en frecuencia y en tiempo cada estación, valiéndose de las señales suministradas por el sistema de posicionamiento global GPS. Los transmisores deben funcionar sincronizado. Son emisores que operan en las mismas frecuencias de la estación principal dentro de la misma zona geográfica



Amplificador

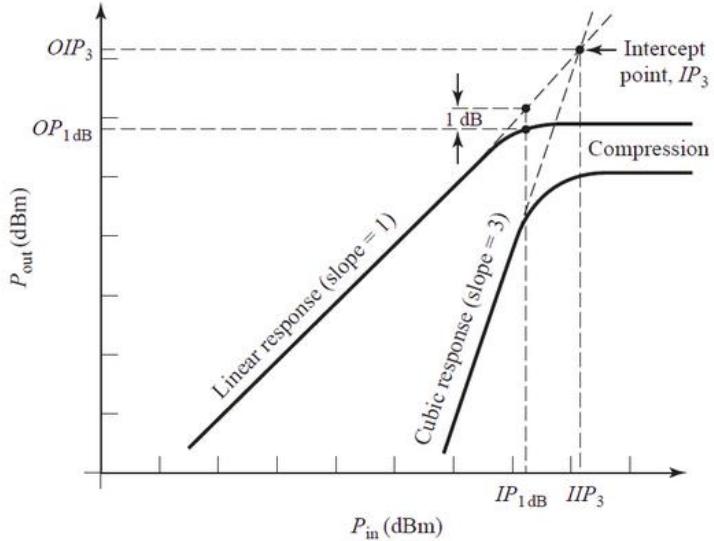
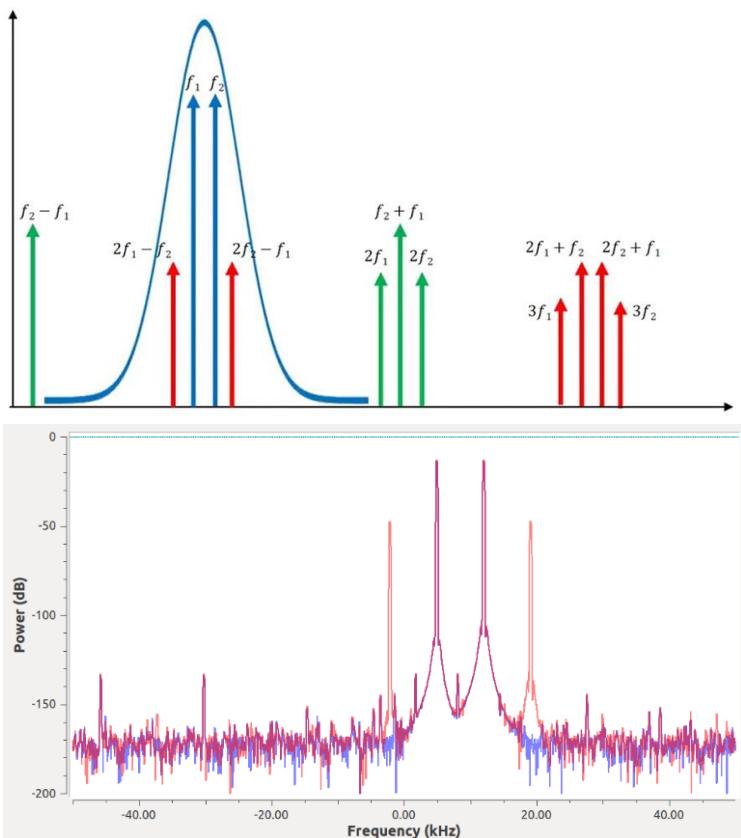


Debido a la diferencia de potencia de las portadoras se puede dar una falta de linealidad en el procesamiento de alguna de las componentes de frecuencia debido a la saturación de las etapas amplificadoras debido a un exceso en el nivel de entrada de las señales.



No-linealidad del Mezclador y del Amplificador (IP3/TOI)

Aparecerán productos de la intermodulación

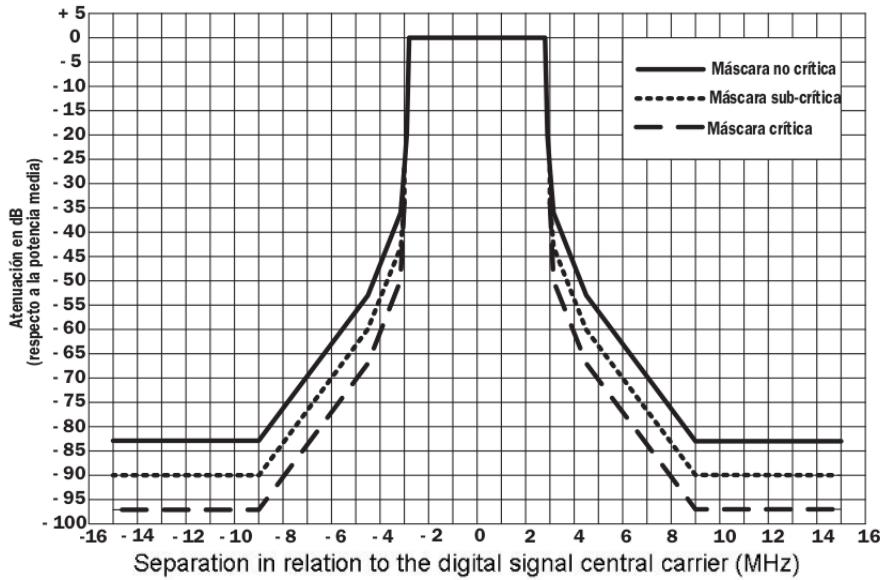


Pendiente Fundamental=1:1

Pendiente Productos Tercer Orden=3:1

Cuanto mayor sea el punto de compresión de tercer orden, mejor será la linealidad y menor será el nivel de distorsión de intermodulación

Filtrado de Máscara



La señal de salida de RF llevada a la potencia de transmisión, debe ser filtrada de acuerdo a la potencia autorizada para la emisora y a la posibilidad de producir interferencias sobre canales adyacentes. De acuerdo a las necesidades, el filtro puede ser de máscara no crítica, sub-crítica o crítica. Este filtro debe soportar toda la potencia de salida del transmisor

Separation in relation to the digital signal central carrier MHz	Minimum attenuation in relation to average power, measured at carrier central frequency		
	Non-critical mask dB	Sub-critical mask dB	Critical mask dB
- 15	83.0	90.0	97.0
- 9	83.0	90.0	97.0
- 4.5	53.0	60.0	67.0
- 3.15	36.0	43.0	50.0
- 3.00	27.0	34.0	34.0
- 2.86	20.0	20.0	20.0
- 2.79	0.0	0.0	0.0
2.79	0.0	0.0	0.0
2.86	20.0	20.0	20.0
3.00	27.0	34.0	34.0
3.15	36.0	43.0	50.0
4.5	53.0	60.0	67.0
9	83.0	90.0	97.0
15	83.0	90.0	97.0

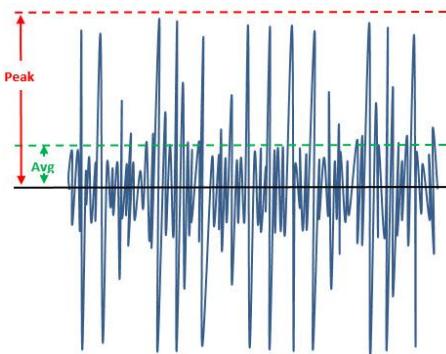
Digital station class	A, B and C				Special		
Distance in relation to the adjacent channel installed in the same location	< 400 m		> 400 m		Absence of adjacent channel foreseen or installed in the same location	Presence of adjacent channel foreseen or installed in the same location	Absence of adjacent channel foreseen in the same location
Type of channel modulation of the adjacent channel foreseen or installed in the same location	Analogue	Digital	Analogue	Digital			
$P_{digital} < P_{adjacente} + 3 \text{ dB}$	Critical	Sub-critical	Critical		Non-critical	Critical	
$P_{digital} > P_{adjacente} + 3 \text{ dB}$	Critical	Critical					
$P_{digital}$ = ERP Power of the digital station							
$P_{adjacente}$ = ERP Power of the adjacent channel station							

Algunas Mediciones...

- PAR/PAPR: Peak to Average Ratio
- MER: Modulation Error Rate
- EVM: Error Vector Magnitude
- CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function

PAR/PAPR

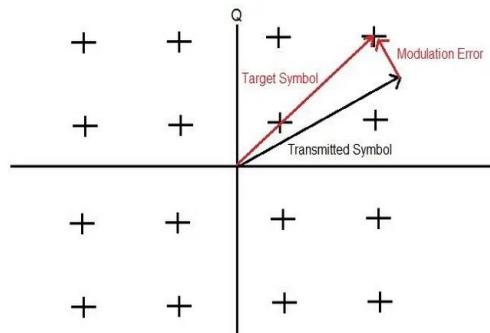
La relación de potencia de pico a de potencia promedio se denomina PAPR. Esta es muy alta en un sistema de multiportadoras ya que las diferentes subportadoras están desfasadas entre sí, pero cuando todas ellas alcanzan el valor máximo simultáneamente se genera un pico en la salida



$$PAR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{peak}}{P_{avg}} \right)$$

MER

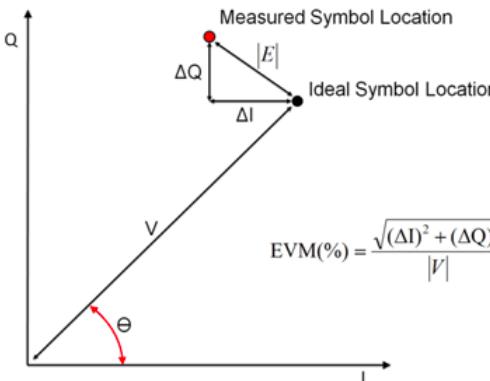
Es una medida utilizada para cuantificar el rendimiento de un transmisor o receptor en un sistema de comunicaciones digital



$$MER(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{signal}}{P_{error}} \right)$$

Se calcula con la potencia promedio, tanto de la señal como del error

EVM

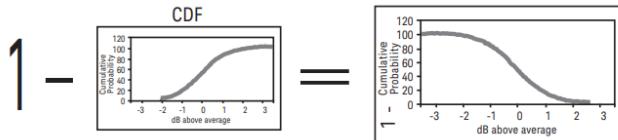
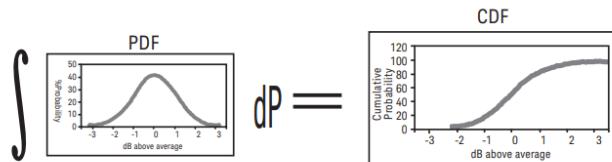
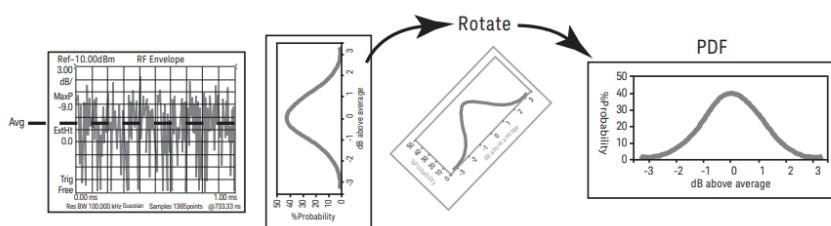


$$EVM(\%) = \frac{\sqrt{(\Delta I)^2 + (\Delta Q)^2}}{|V|}$$

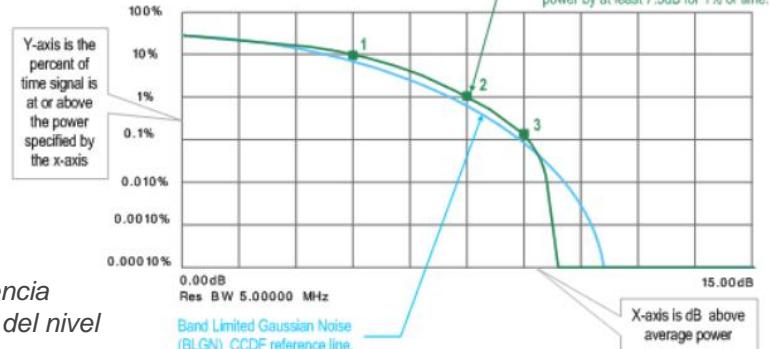
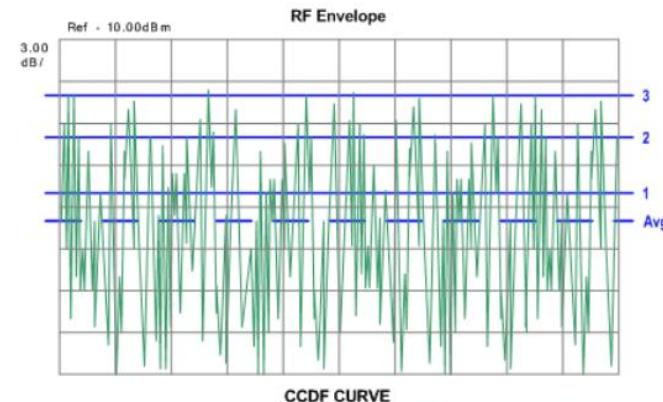
$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M |Z(k) - R(k)|^2}{\sum_{k=1}^M |R(k)|^2}}$$

CCDF

Como la señal de salida es similar al ruido se va a hacer uso de una descripción estadística de sus niveles de potencia (curva CCDF). Una curva CCDF muestra cuánto tiempo pasa la señal por encima de un nivel de potencia dado. El nivel de potencia se expresa en dB en relación con la potencia media. Una curva CCDF es un gráfico de niveles de potencia relativa versus probabilidad



En realidad estamos midiendo la relación pico-average, y no los niveles de potencia absoluta. El eje y es el porcentaje de tiempo que la señal pasa en o por encima del nivel de potencia especificado por el eje x



GNURadio

Conclusiones



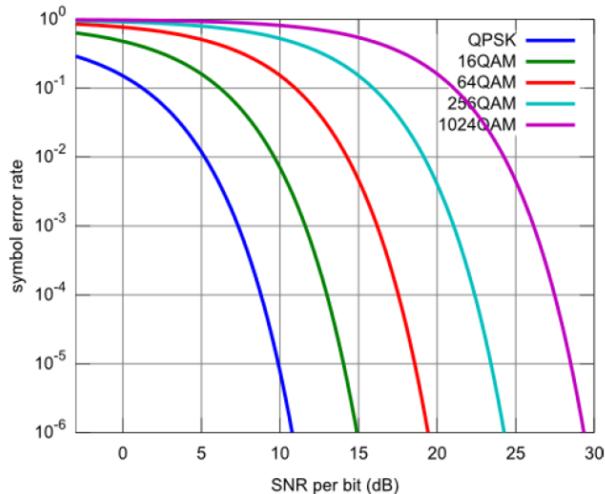
MER

MER PARAMETERS		
64 QAM MER	256 QAM MER	QUALITY
>35	>35	Excellent
30-34	33-34	Good
27-30	31-32	Okay
24-26	29-30	Repeat Call
<23	<28	Fail

QAM modulation order (symbols per constellation)	Minimum Unequalized MER (dB)
QPSK (4-QAM)	10-13
16-QAM	17-20
64-QAM	22-24
256-QAM	28-30

Por tratarse de una medida del desempeño del receptor o el transmisor en un sistema de comunicaciones digital, el MER debe ser medido luego de la etapa de sincronización. Es la representación numérica del vector de error, que es la diferencia entre la señal patrón que debería recibirse y la señal con errores que realmente se recibe.

El concepto de MER está estrechamente relacionado con el de SNR, pero a diferencia de este no solo incluye el ruido térmico/aleatorio pero también todas las imperfecciones, incluido el desequilibrio de amplitud, el error de cuadratura, la distorsión, etc. La información que aporta es equivalente a aquella brindada por el SNR para las modulaciones analógicas.



Mask

$\uparrow \text{IP 3} \Rightarrow \downarrow \text{Productos Intermodulacion}$

A lo largo de la cadena aparecerán elementos no lineales que provocan la aparición de productos de intermodulación, que ensanchan el espectro y que aumentan la emisión fuera de banda que interfiere en los canales adyacentes y también degrada la calidad de la señal por la interferencia entre portadoras. Para reducir estas emisiones fuera de banda debemos incorporar un filtro externo en la salida del transmisor para eliminar los productos de intermodulación generados.

La caracterización de la máscara de transmisión es una de las medidas más importantes para lograr un eficiente uso del espectro

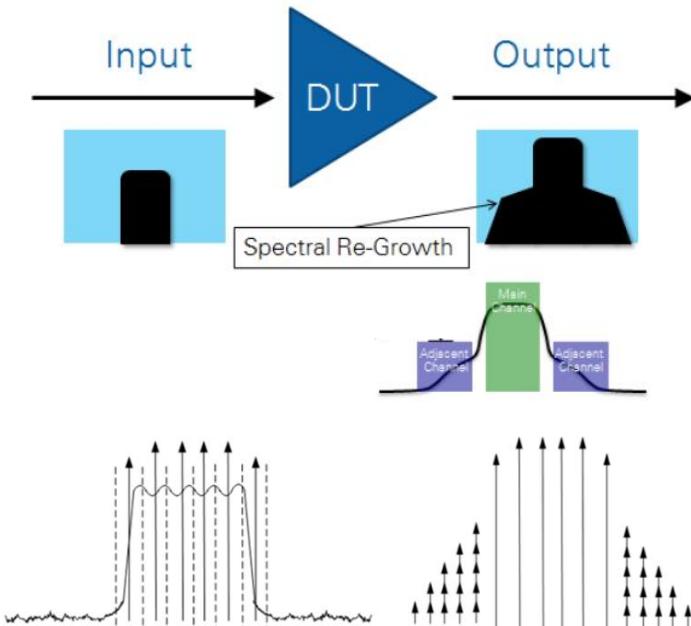
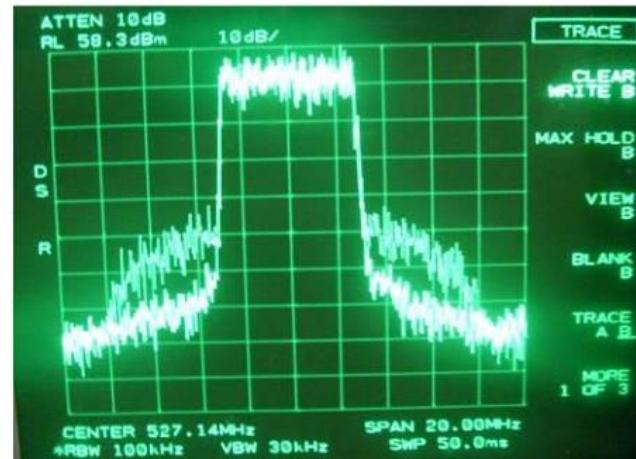


Figure 12: Spectral Re-growth Modeled as Intermodulation Tones



spectral growth caused by the input mixer level.

Mask

$\uparrow IP\ 3 \Rightarrow \downarrow$ Productos Intermodulacion

A lo largo de la cadena aparecerán elementos no lineales que provocan la aparición de productos de intermodulación, que ensanchan el espectro y que aumentan la emisión fuera de banda que interfiere en los canales adyacentes y también degrada la calidad de la señal por la interferencia entre portadoras. Para reducir estas emisiones fuera de banda debemos incorporar un filtro externo en la salida del transmisor para eliminar los productos de intermodulación generados.

La caracterización de la máscara de transmisión es una de las medidas más importantes para lograr un eficiente uso del espectro

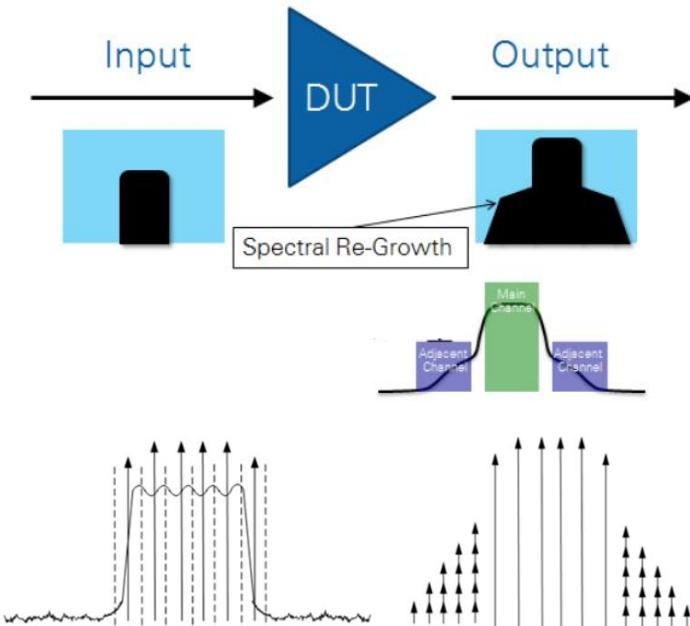
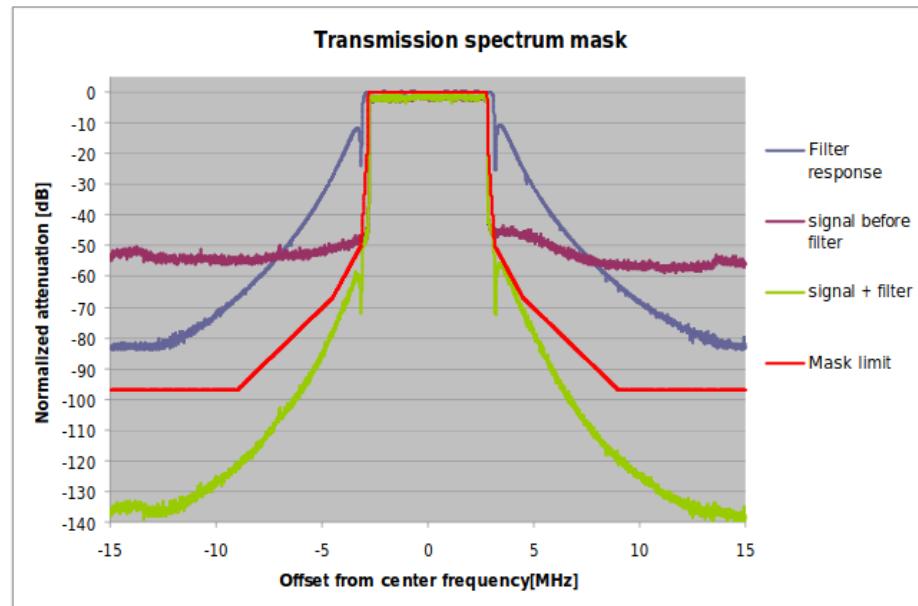


Figure 12: Spectral Re-growth Modeled as Intermodulation Tones



Referencias

BRAZILIAN STANDARD ABNT NBR 15601

"Implementación de un Transmisor de ISDB-T Abierto Bajo el Paradigma de Radio Definida por Software - Memoria de proyecto presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República " - Javier Hernández, Santiago Castro

"La norma ISDB-T y un receptor implementado en SDR -Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República" - Pablo Flores Guridi

"Sistema ISDB-Tb (Primera parte)" - Néstor Oscar Pisciotta

"Transmisión de Televisión Digital Terrestre en la Norma ISDB-Tb" -Pisciotta/Liendo/Laura

"Multiplexación por división en frecuencias ortogonales (OFDM)" - Margarita Cabrera/Francesc Tarrés

<https://la.mathworks.com/discovery/ofdm.html>

<https://www.wirelesstrainingsolutions.com/understanding-ofdm-part-5-spreading-new/>

<https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/intersymbol-interference>

<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/10654/memoria.pdf?sequence=1&isAllowed=y>

https://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/understanding_physical_layer_principles_wlan_wimax_lte.pdf

https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/7mh89/7MH89_0E.pdf

<https://www.ni.com/es-cr/innovations/white-papers/06/ofdm-and-multi-channel-communication-systems.html>

https://iie.fing.edu.uy/investigacion/grupos/artes/wp-content/uploads/sites/13/2017/04/tesis_MSc_pflores-corregida2-acta.pdf

<https://dspillustrations.com/pages/posts/misc/the-cyclic-prefix-cp-in-ofdm.html>

<https://dspillustrations.com/pages/index.html>

<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/10654/memoria.pdf?sequence=1&isAllowed=y>

https://www.ripublication.com/irph/ijece/ijecev8n1_01.pdf

https://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/understanding_physical_layer_principles_wlan_wimax_lte.pdf

<https://scdn.rohde->

[schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/7bm103/7BM103_1E.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/7bm103/7BM103_1E.pdf)

http://www.ni.com/pdf/en/Optimizing_IP3_and_ACPR_Measurements_With_the_PXle_5668R.pdf

<https://www.imeko.org/publications/tc4-2011/IMEKO-TC4-2011-009.pdf>