

Anexos

Anexo A. Estándar WRAN

En el presente Anexo se muestran las principales características del estándar WRAN (IEEE 802.22). Después se explica con más detalle la técnica de acceso múltiple OFDMA utilizada en dicho estándar.

A.1 Estándar WRAN (IEEE 802.22)

En octubre de 2004 se formó el grupo de trabajo del IEEE 802.22 a raíz del Aviso de reglamentación propuesta (en inglés *Notice of Proposed Rulemaking*, NPRM) emitido por la Comisión Federal de Comunicaciones (en inglés *Federal Communications Commission*, FCC) en mayo de 2004. Pero no sería hasta junio de 2011 cuando se aprobaría el estándar IEEE 802.22 definitivamente.

El estándar IEEE 802.22 (*Wireless Regional Area Network*, WRAN) es el primer estándar para Radio Cognitivo que utiliza los espacios libres en el espectro de televisión (*Television White Spaces*, TVWS). Su objetivo es dar cobertura de banda ancha en zonas remotas utilizando técnicas de Radio Cognitiva a través de los canales del espectro de televisión que no están asignados, sin interferir en los que sí están siendo utilizados. Su topología consiste en redes punto a multipunto donde habrá una estación base (*Base Station*, BS) que gestiona su propia celda y unos terminales de usuario (*Customer Premise Equipment*, CPE). También puede haber otros usuarios utilizando el espectro de televisión, así como micrófonos inalámbricos, por lo que será necesario evitar interferencias con ellos como veremos más adelante. En el caso de que se produzcan sombras de cobertura entre la estación base y los CPE será necesaria la utilización de estaciones repetidoras.

Uno de los puntos fuertes de este estándar es su amplia cobertura, mucho más grande que otros estándares IEEE 802, llegando a tener la celda hasta 100 km de radio. En cuanto a la capacidad que ofrece este estándar hay que decir que los anchos de banda de cada canal de televisión variarán dependiendo de la zona geográfica en la que nos encontremos, lo que implicará que la capacidad del servicio también lo haga. Si tenemos en cuenta que la eficiencia media es de 3 bps/Hz nos encontramos con que en España, donde los canales de televisión tienen un ancho de banda de 8 MHz, podemos alcanzar 24 Mbps. Otro de los puntos fuertes de este estándar es la utilización de la técnica *Bonding Channels*, que consiste en utilizar simultáneamente varios canales contiguos del espectro de televisión, pudiendo juntar hasta tres canales. Las ventajas de utilizar varios canales en conjunto en lugar de hacerlo por separado es que de este modo la señal tiene más diversidad multicamino, evitando así los desvanecimientos profundos. Dicha técnica también nos ayuda a

solucionar el compromiso que existe entre ratio de datos y alcance: un canal de televisión (8MHz) por sí solo no puede soportar una tasa de datos máxima (24 Mbps) por encima de los 30 km de distancia, pero juntando varios canales de televisión sí que puede. El inconveniente de utilizar este sistema es que es necesario dejar un canal de guarda entre los canales *Bonding Channel* y los canales en uso por otros sistemas. Todo ello se puede observar en la Figura A.1, donde se han representado ambos casos.

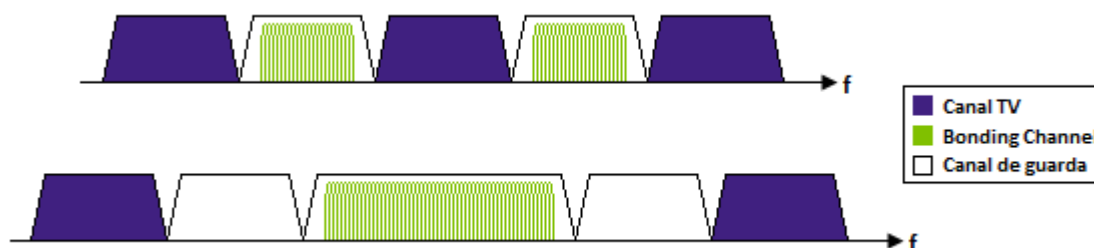


Figura A.1: Uso parcial de los canales disponibles.

La capa MAC tiene que ser muy rápida y responder rápidamente a los cambios del sistema. El espectro va a ser distinto en cada zona geográfica debido a la asignación diferente que se hace de los canales de televisión para evitar interferencias en las zonas limítrofes. Además también puede cambiar en cualquier momento debido a la aparición de usuarios o micrófonos inalámbricos, por lo que será necesario hacer escaneos constantes del mismo para así conocer en todo momento el espectro disponible.

Estas medidas las realizarán las CPE y se dividirán en dos tipos: *In-Band* cuando las medidas se realizan en el canal utilizado por la estación base para comunicarse con el CPE; *Out-of-Band*: las medidas se realizan a los otros canales. Será la estación base la que indique qué CPE debe medir de qué canales, durante cuánto tiempo y con qué probabilidad de detección. Las CPE transmitirán la información del espectro y su posición geográfica a la estación base, la cual hará un mapa del espectro para toda la celda.

Debido a su naturaleza cambiante el estándar WRAN utiliza la técnica de acceso al medio OFDMA, junto con las modulaciones típicas como QPSK, 16 QAM y 64 QAM.

A.2 Modulación OFDMA

La tecnología OFDMA se ha convertido en el estándar más utilizado en los sistemas móviles de banda ancha puesto que presenta un buen número de características que la hacen adecuada para este tipo de sistemas. Dicha tecnología se aplica en los sistemas WiMAX (*Worldwide*

Interoperability for Microwave Access), tanto en su versión para terminales fijos como para terminales móviles, en los sistemas LTE (*Long Term Evolution*), así como en el sistema WRAN como ya hemos comentado anteriormente.

OFDMA se basa en dividir el ancho de banda total del sistema en un número elevado de subportadoras que cumplen con determinadas propiedades de ortogonalidad entre ellas. Cada una de estas subportadoras transporta un símbolo de datos distinto, lo que permite adaptar la transmisión de cada símbolo a las condiciones de canal y combatir mejor los efectos de la propagación multicamino. Por otra parte, la ortogonalidad evita la aparición de interferencia entre subportadoras adyacentes y elimina la necesidad de bandas de guarda, mejorando la eficiencia espectral. A efectos prácticos, se crea una estructura de recursos en 2 dimensiones (tiempo y frecuencia) que el nivel de control de acceso al medio (MAC) deberá repartir entre los usuarios de la forma más eficiente posible. Se analizan a continuación con mayor detalle las características específicas de OFDMA y derivadas de OFDM.

A.2.1 Modulación OFDM

La modulación OFDM puede verse como un caso especial de modulación multiportadora en la que las subportadoras se definen de tal forma que presentan ortogonalidad entre ellas. Como vemos en la Figura A.2, esto permite un importante ahorro de ancho de banda respecto de las soluciones del tipo FDM.

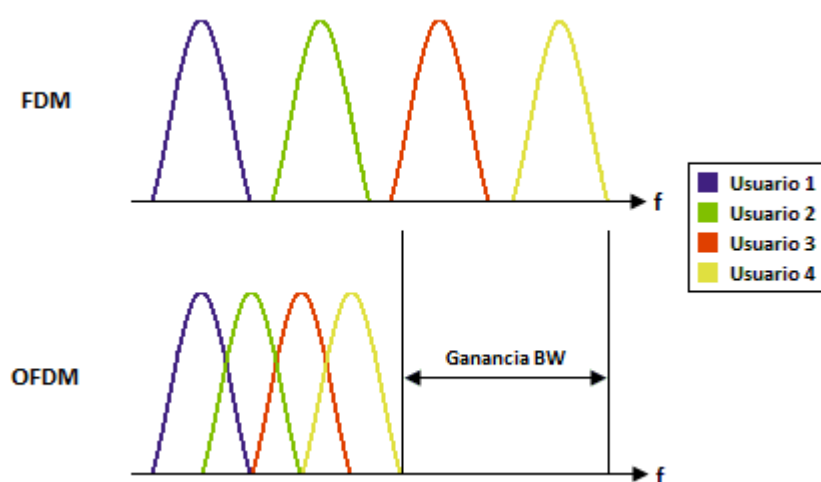


Figura A.2: Ganancia de ancho de banda de OFDM respecto a FDM.

El conformado de los símbolos modulados es tan simple como un pulso rectangular, cuya duración T_b determina el tiempo que compone un símbolo de datos. Este conformado implica que en frecuencia, cada subportadora será una *Sinc*, y presenten un cero de potencia en los valores múltiplos de $1/T_b$ distintos de cero. Por tanto, se pueden transmitir simultáneamente y sin interferencia mutua distintas subportadoras siempre y cuando la separación entre ellas Δf sea

múltiplo de $1/T_b$, como se muestra en la Figura A.3. Esta forma de modular proporciona un mayor aprovechamiento del espectro puesto que las subportadoras presentan realmente solapamiento en frecuencia. Lógicamente, la pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras, debida por ejemplo a imperfecciones de los equipos o a efectos del canal que se describen más adelante, supone que las subportadoras comienzan a interferirse entre ellas, lo que se denomina interferencia intersimbólica (ICI). Esto provoca un aumento de la tasa de error en la demodulación de los símbolos de datos.

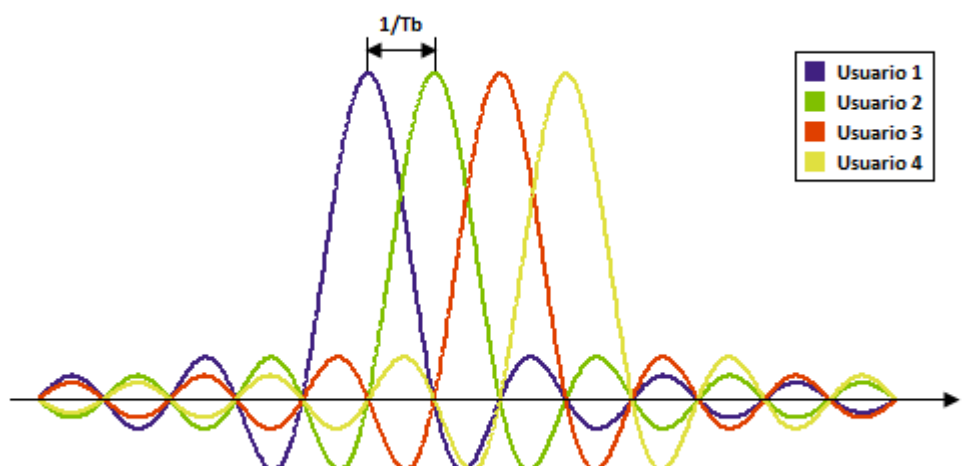


Figura A.3: Espectro de una señal OFDM

En la señal OFDM tienen especial importancia dos aspectos del canal: el efecto Doppler y la propagación multicamino. En primer lugar, la velocidad relativa de desplazamiento entre el emisor y el receptor de la señal provoca un batido aleatorio de sus componentes frecuenciales conocido como efecto Doppler. El rango de posible desviación de dichas componentes frecuenciales crece con la velocidad de desplazamiento. En el caso de la modulación OFDM, el efecto Doppler se traduce en una pérdida de la ortogonalidad entre subportadoras al modificarse la separación entre ellas, lo que provoca un aumento de la tasa de error. La tolerancia al efecto Doppler para el rango de velocidades de desplazamiento considerado en el sistema es un parámetro importante a la hora de determinar la separación frecuencial entre subportadoras, pues a menor separación, mayor es el impacto del efecto Doppler.

El efecto de la propagación multicamino en la señal OFDM se manifiesta en la pérdida en el dominio frecuencial de la ortogonalidad de las subportadoras debido al retraso temporal entre las distintas réplicas de la señal recibidas y la aparición de interferencia intersimbólica en el dominio temporal. Cuando se recibe una réplica de la señal con distinto retardo, esta discontinuidad de amplitud y fase se produce durante el periodo de integración en el receptor, con lo que las subportadoras dejan de ser ortogonales y se produce una interferencia entre ellas. Para evitar este efecto se prolonga cíclicamente el símbolo OFDM durante un tiempo de guarda consiguiendo así que haya un número entero de ciclos dentro del periodo del símbolo. Las réplicas que lleguen al receptor con un retardo inferior a la duración del tiempo de guarda no provocaran saltos de amplitud y fase durante el periodo de integración. Además, al utilizar una copia de la parte final del

símbolo OFDM nos aseguramos de que las componentes de dichas replicas en cada subportadora comprendan un numero entero de periodos y, por tanto, al ser integradas junto con las del rayo principal, mejoran la recepción del símbolo recibido. Un ejemplo visual de dicho efecto puede verse en la Figura A.4, donde por simplicidad se asume una modulación QPSK (no hay modificación de amplitud entre dos símbolos consecutivos).

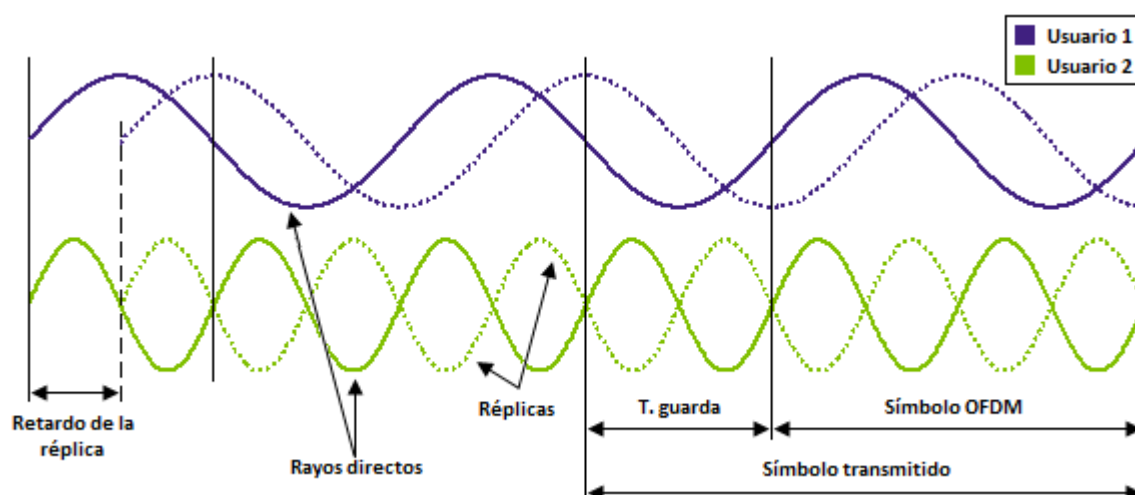


Figura A.4: Efecto de la propagación multicamino

Sin embargo, en el diseño de la duración del tiempo de guarda debe tenerse en cuenta que supone una reducción de la eficiencia del sistema en un factor $T_b/(T_g+T_b)$, por lo que normalmente se elige una duración que permita absorber un determinado rango de posibles dispersiones del canal, generalmente las de mayor potencia, sin que la pérdida de eficiencia sea elevada.

A.2.2 Modulación OFDMA

Para poder aplicar la tecnología OFDM en un sistema móvil de banda ancha, es preciso definir un esquema de acceso múltiple en el que se puedan multiplexar los tráficos de distintos usuarios. Este esquema se denomina OFDMA y se basa en la agrupación de subportadoras OFDM en bloques de recursos (RB: Resource Block), los cuales se reparten entre los distintos flujos de datos. Debido a la propagación multicamino, un usuario ve diferentes ganancias de canal a lo largo de las subportadoras OFDM. Puesto que cada usuario ve un canal distinto, es muy probable que en las subportadoras donde un usuario observa mal el canal, otro observe una buena ganancia. Explotando esta diversidad multiusuario se puede extraer el máximo beneficio del sistema asignando dinámicamente los RBs a cada usuario. Un ejemplo gráfico de ello puede verse en la Figura A.5, donde los usuarios 1 y 2 (cuyas condiciones de canal se representan en azul y verde, respetivamente) reciben idealmente los recursos frecuenciales en los que observa un mejor canal.

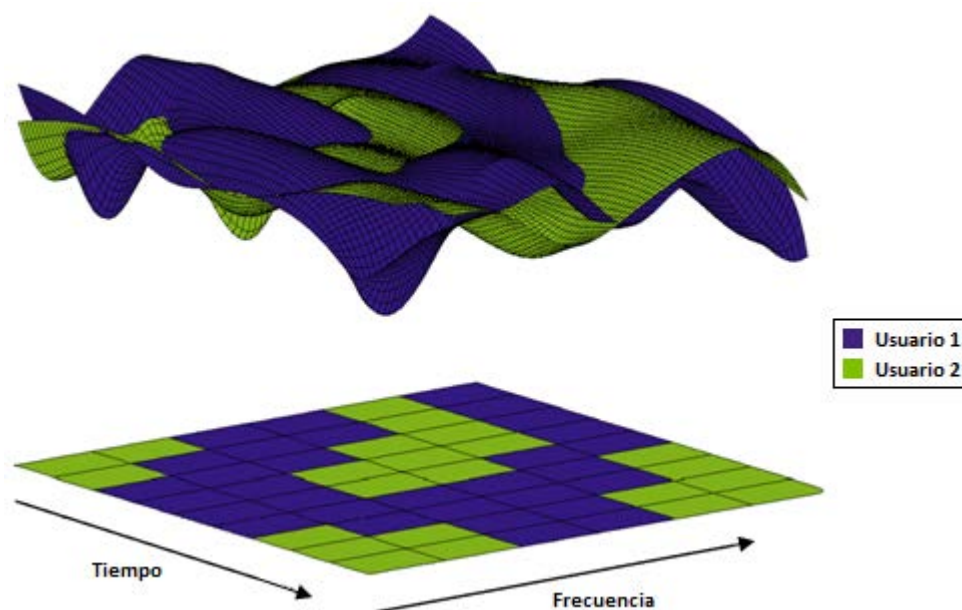


Figura A.5: Desvanecimientos en frecuencia y asignación de recursos para dos usuarios.

La tecnología OFDMA presenta un gran número de ventajas para su implementación en sistemas móviles de alta capacidad, entre las que destacan las siguientes:

- **Robustez frente a la propagación multicamino:** el uso del prefijo cíclico permite eliminar el efecto de la propagación multicamino siempre y cuando el retardo máximo introducido por el canal sea inferior a la duración de dicho prefijo. En caso de exceder la duración del tiempo de guarda, las réplicas provocan interferencia intersimbólica al perder la ortogonalidad entre subportadoras OFDM, aunque generalmente el impacto no será muy importante porque estas réplicas llegaran altamente atenuadas.
- **Facilidad de implementación:** la ortogonalidad entre subportadoras permite implementar la etapa de modulación y demodulación por medio de la IFFT en el transmisor y la FFT en el receptor. Los procesadores digitales de señal son capaces de realizar eficientemente estas operaciones, con lo que la generación de señal es mucho más simple que en otras tecnologías.
- **Escalabilidad:** el ancho de banda del sistema puede ampliarse o reducirse fácilmente sin más que añadir o eliminar subportadoras OFDM. Esto permite adaptar el sistema a cualquier canalización marcada por la regulación en el espectro radio.
- **Diversidad multiusuario:** dado que la asignación de recursos frecuenciales se puede gestionar dinámicamente a lo largo del tiempo, es posible asignar a cada usuario los

recursos frecuenciales en los que mejores condiciones de canal observe. Debido a que cada usuario observa un canal distinto hacia la estación base, es factible encontrar un usuario que tenga buenas condiciones de canal en aquellas subportadoras donde otro observa un desvanecimiento. Lógicamente, este tipo de *scheduling* frecuencial requiere que los usuarios envíen periódicamente informes sobre el estado del canal, lo que reduce la eficiencia del sistema pero que se compensa con creces con la ganancia obtenida al aplicar el *scheduling* frecuencial.

- **Ecualización frecuencial simple:** la ecualización del canal en la modulación OFDM es muy simple si la comparamos con otros sistemas móviles, como por ejemplo WCDMA (*Wireless Code Division Multiple Access*). Para estimar el canal entre usuario y estación base se utilizan las subportadoras piloto. El receptor conoce la secuencia de símbolos transmitidos en ellas y su potencia de transmisión, con lo que puede estimar la respuesta frecuencial del canal que ha atravesado la señal. Esta respuesta del canal se extrapola al resto de subportadoras y se consigue revertir el efecto del canal sobre ellas. Es posible incluso aplicar secuencias ortogonales a las pilotos de sectores o celdas vecinas, de modo que un usuario pueda estimar también con cierta precisión la potencia recibida de cada una de las celdas vecinas, lo que puede ser muy útil para ayudar en los procesos de handover entre sectores o celdas.

Anexo B. Familias de Wavelets

En el presente Anexo se muestran las principales familias de Wavelets con sus características más importantes, así como su representación gráfica y la de sus filtros correspondientes.

B.1 Características de las familias de Wavelets

Existen una gran cantidad de familias de Wavelets a lo largo de la literatura, por lo que solamente se muestran las más representativas. A continuación se muestran las características más importantes de dichas familias resumidas en una tabla.

Familia	Nombre	Orden	Ortogonal	Biortogonal	DWT	Longitud	Simetría
Haar	<i>haar</i>	$N=2$	Sí	Sí	Sí	4	No
Daubechies	<i>db</i>	$N \geq 1$	Sí	Sí	Sí	$2N$	No
Coiflets	<i>coif</i>	$1 \leq N \leq 5$	Sí	Sí	Sí	$6N$	No
Symlets	<i>sym</i>	$N \geq 2$	Sí	Sí	Sí	$2N$	No
Biorthogonal	<i>bior</i>	N_r, N_d^2	No	Sí	Sí	$\max(2N_r, 2N_d)+2$	Sí

Tabla B.1: Características más importantes de las Wavelets más representativas.

B.2 Figuras Wavelet Haar

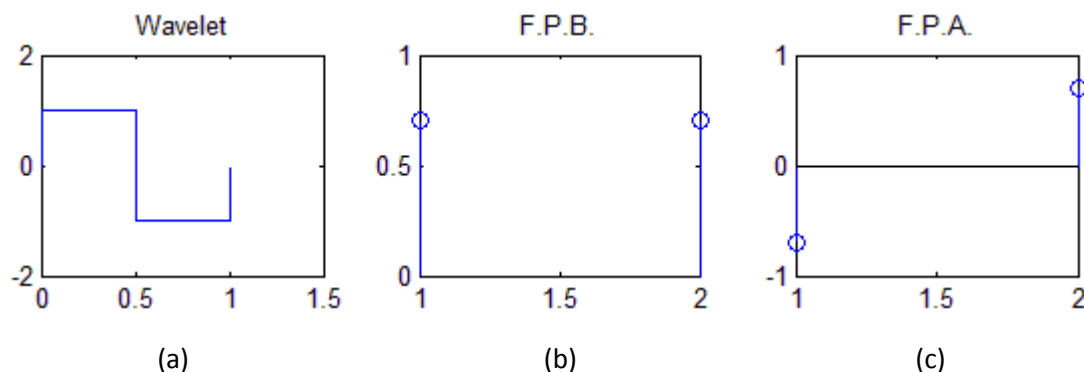


Figura B.1: Wavelet 'haar': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

² N_r : orden de reconstrucción. N_d : orden de descomposición.

B.3 Figuras Wavelet *Daubechies*

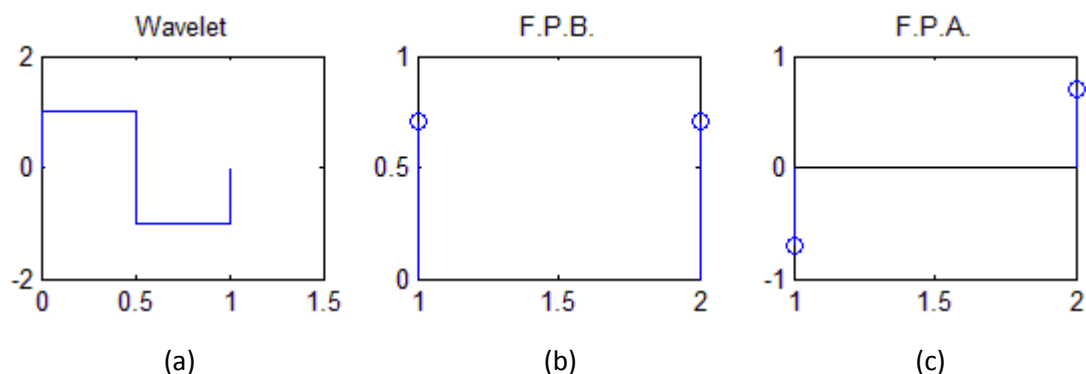


Figura B.2: Wavelet 'db1': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

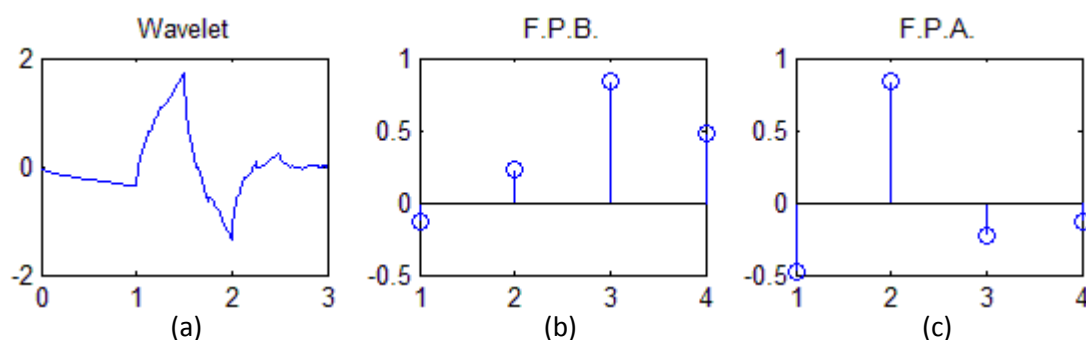


Figura B.3: Wavelet 'db2': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

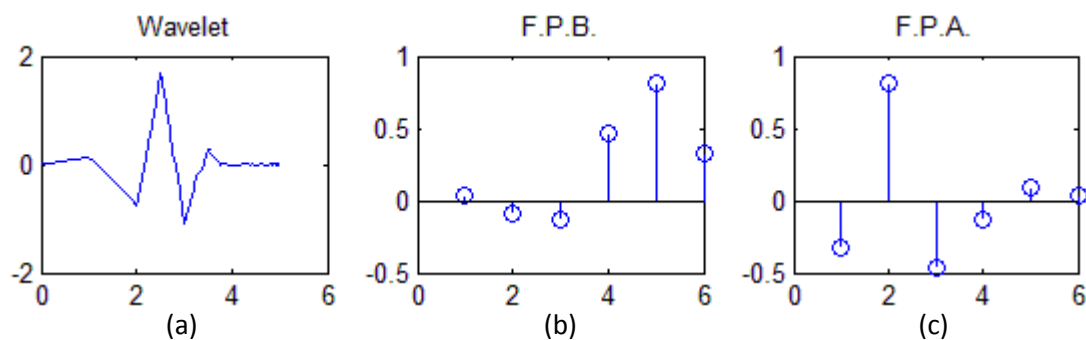


Figura B.4: Wavelet 'db3': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

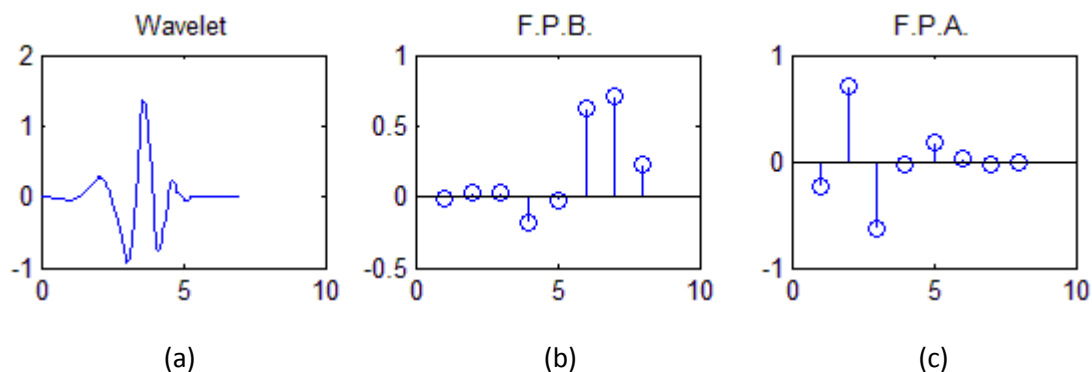


Figura B.5: Wavelet 'db4': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

B.4 Figuras Wavelet Coiflets

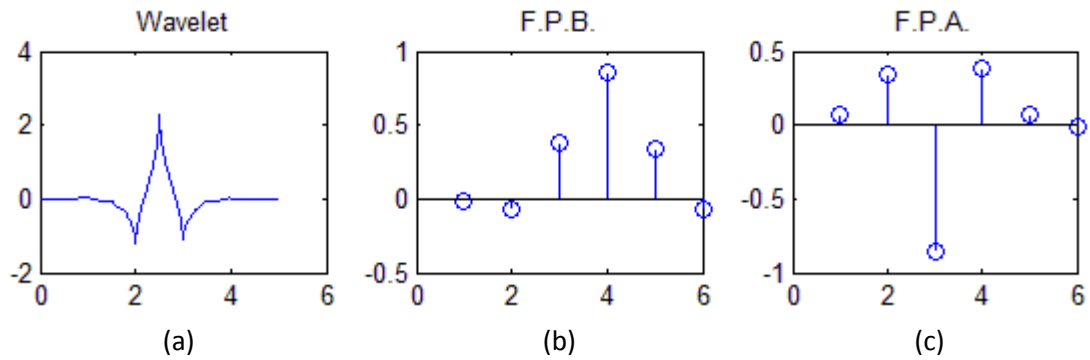


Figura B.6: Wavelet 'coif1': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

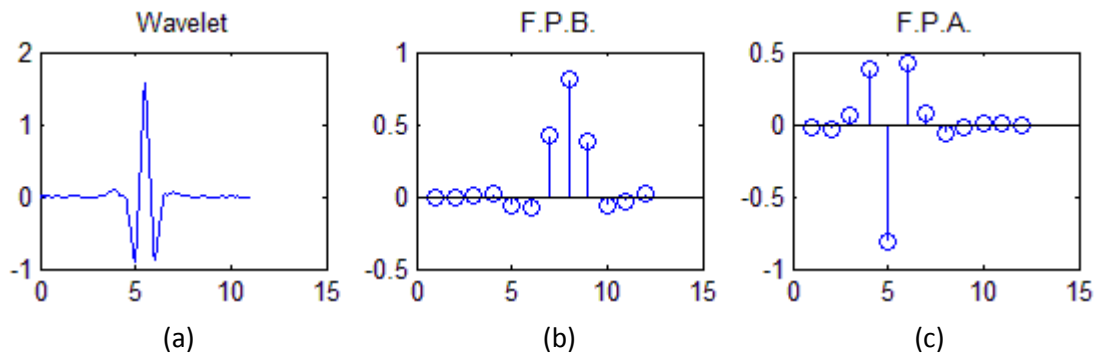


Figura B.7: Wavelet 'coif2': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

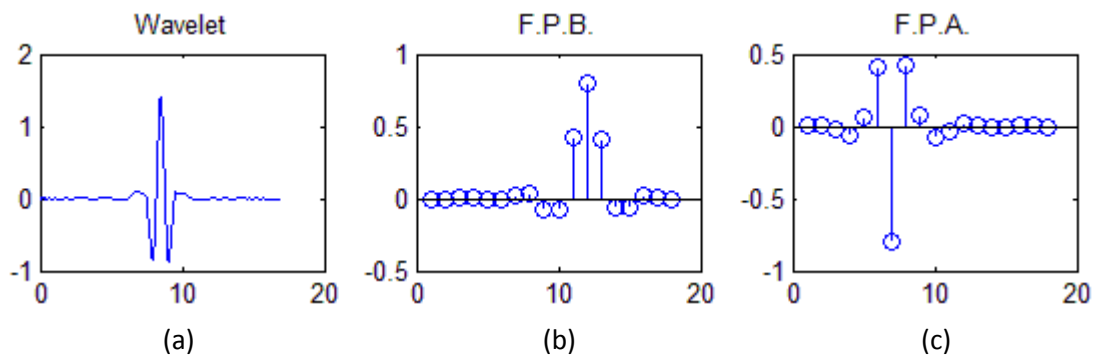


Figura B.8: Wavelet 'coif3': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

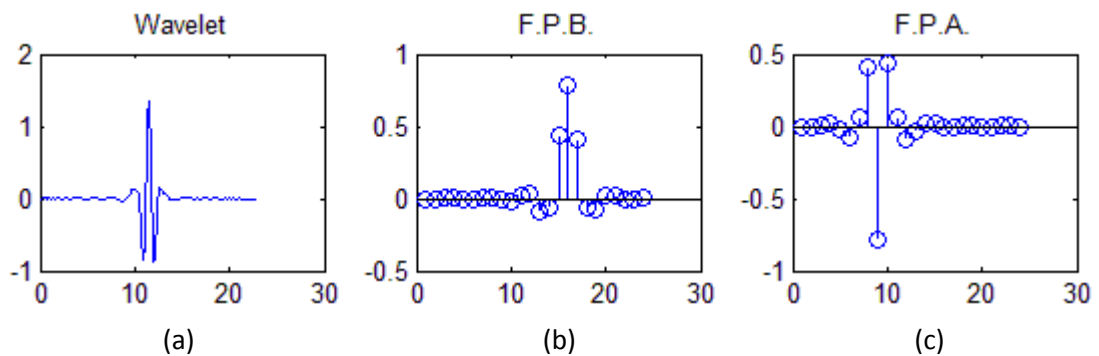


Figura B.9: Wavelet 'coif4': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

B.5 Figuras Wavelet *Symlets*

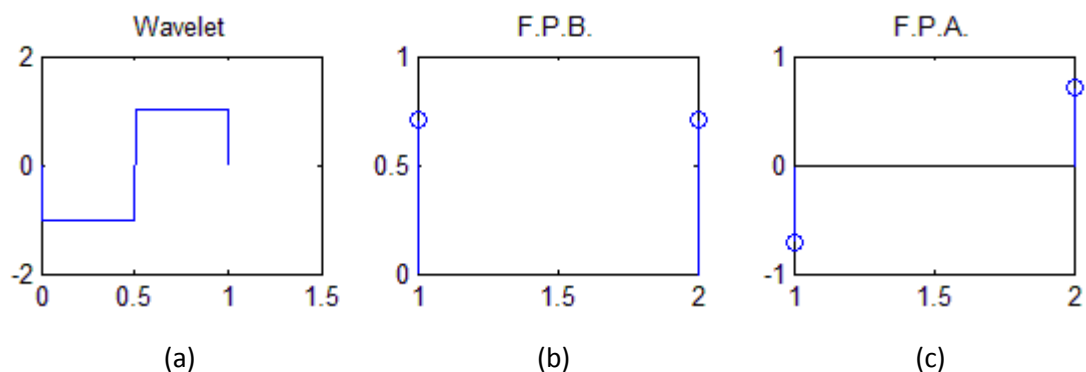


Figura B.10: Wavelet 'sym1': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

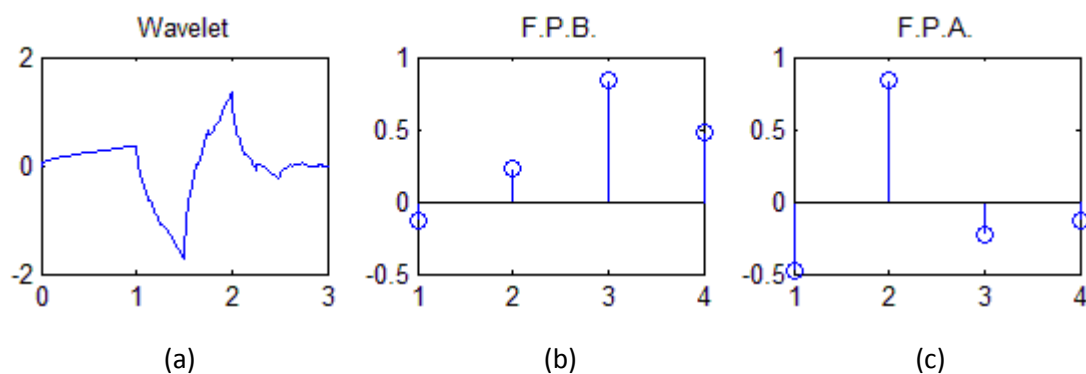


Figura B.11: Wavelet 'sym2': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

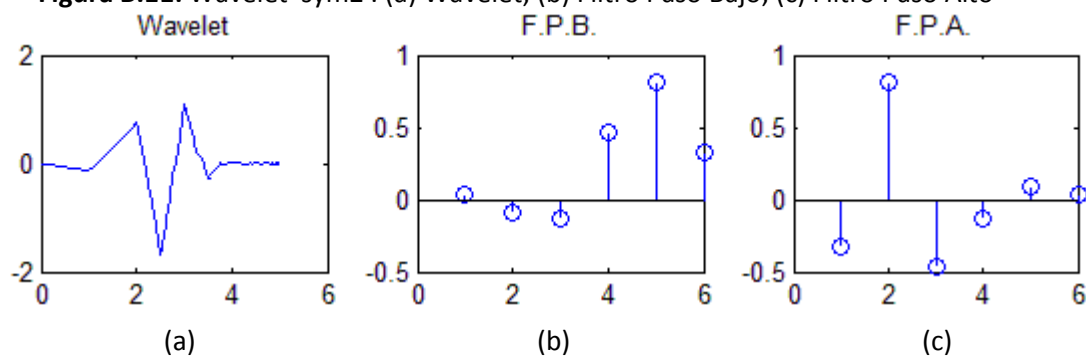


Figura B.12: Wavelet 'sym3': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

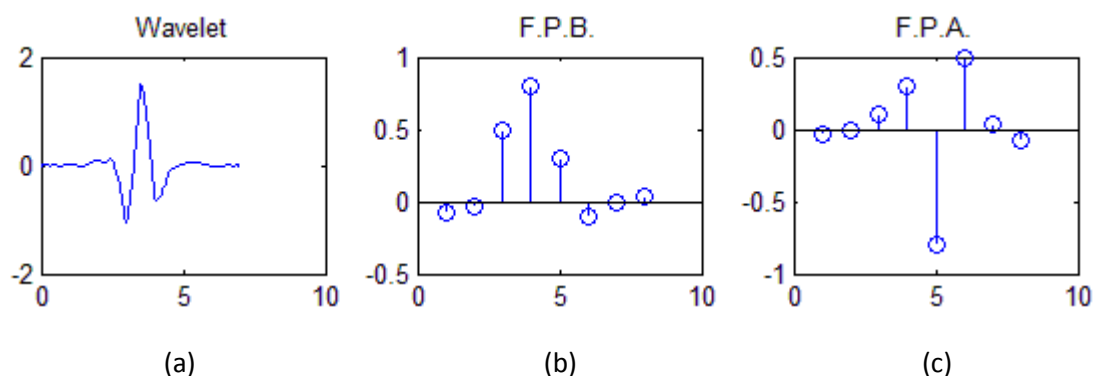


Figura B.13: Wavelet 'sym4': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

B.6 Figuras Wavelet *Biorthogonal*

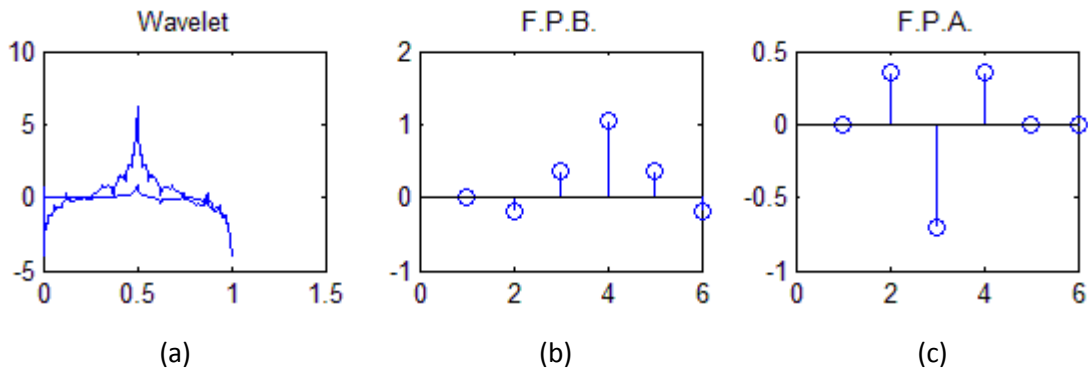


Figura B.14: Wavelet 'bior2.2': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

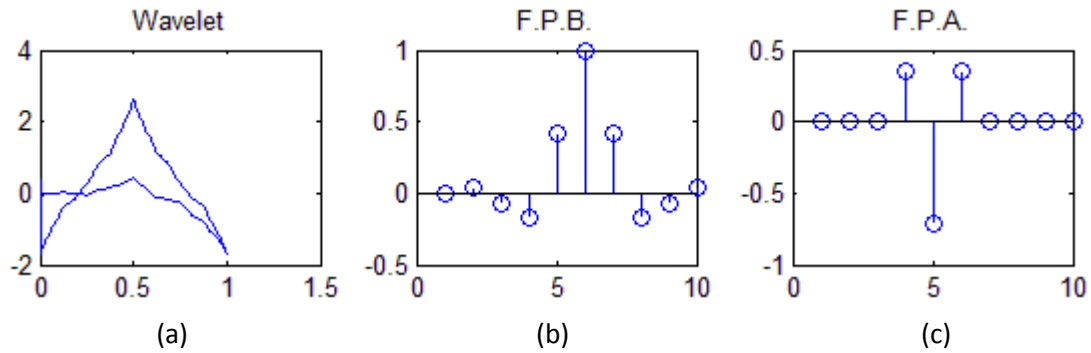


Figura B.15: Wavelet 'bior2.4': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

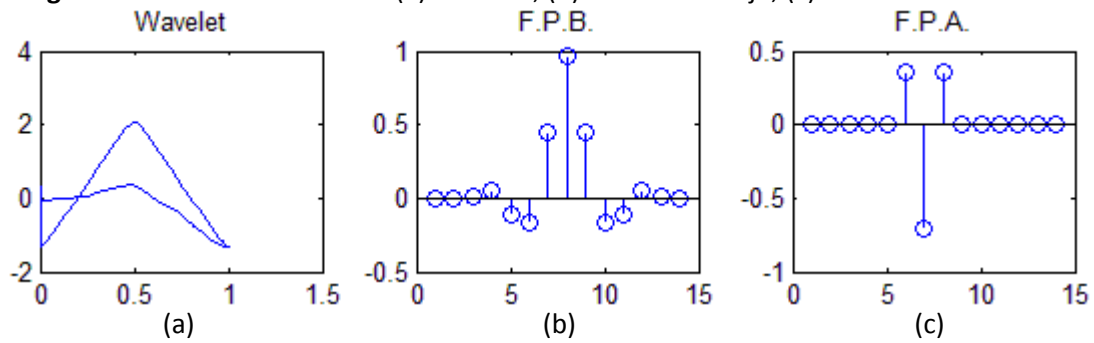


Figura B.16: Wavelet 'bior2.6': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

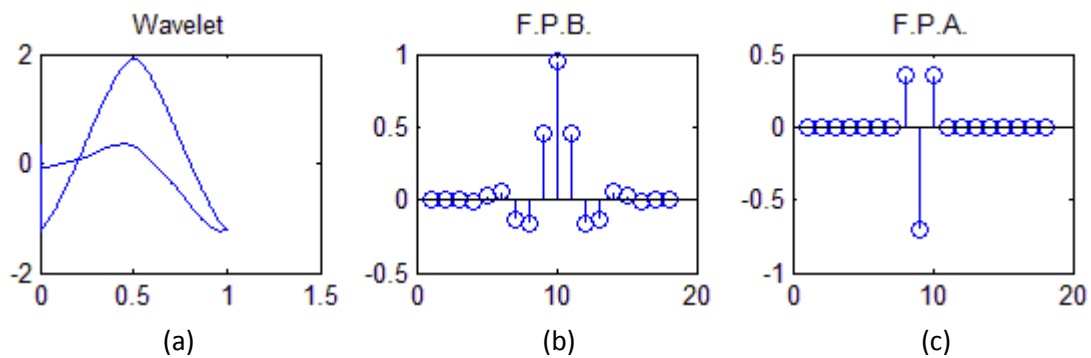


Figura B.17: Wavelet 'bior2.8': (a) Wavelet; (b) Filtro Paso Bajo; (c) Filtro Paso Alto

Anexo C. Resultados

En el presente Anexo se presentan el resto de medidas y resultados obtenidos. En la primera parte se muestran las características más importante de todas las señales que se han capturado en el laboratorio y en la segunda parte se muestran los resultados del promediado en tiempo de la coherencia para el resto de señales.

A continuación se muestran todas las señales capturadas tanto a la entrada como a la salida, así como sus características más importantes. El valor del IBO es respecto del punto de 1 dB de compresión, el cual se calcula previamente para cada tipo de señales.

C.1 Señales capturadas

C.1.1 Señales capturadas *monocanal*

En primer lugar tenemos las señales LTE, correspondientes al enlace descendente capturadas para diferentes potencias. En la Tabla C.1 aparecen las señales correspondientes a la modulación QPSK, en la Tabla C.2 a la 16QAM y en la Tabla C.3 a la 64QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.5402	3.5772	-6.9630	-14.1146	26.0166	40.1312	7.9144
1	10.5551	4.1003	-6.4549	-15.2040	25.4263	40.6303	7.9144
2	10.5227	4.6893	-5.8334	-16.2067	24.7546	40.9613	7.9144
3	10.4996	5.3703	-5.1263	-17.1497	24.0126	41.1624	7.9144
4	10.5140	6.0466	-4.4675	-18.1389	23.2118	41.3508	7.9144
5	10.5631	6.8431	-3.7200	-19.0243	22.3514	41.3757	7.9144

Tabla C.1: Señales LTE de un canal con modulación QPSK.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.2227	3.5486	-6.6740	-14.0663	26.0583	40.1247	7.9144
1	10.1898	4.1041	-6.0857	-15.1594	25.4646	40.6239	7.9144
2	10.2523	4.6719	-5.5804	-16.1651	24.8033	40.9684	7.9144
3	10.1680	5.3700	-4.7980	-17.1104	24.0735	41.1839	7.9144
4	10.1492	5.9660	-4.1832	-18.1036	23.2774	41.3811	7.9144
5	10.1726	6.7142	-3.4584	-18.9890	22.4163	41.4053	7.9144

Tabla C.2: Señales LTE de un canal con modulación 16QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.9887	3.5299	-7.4587	-14.1519	26.0102	40.1620	7.9538
1	10.9802	4.1342	-6.8460	-15.2458	25.4013	40.6471	7.9538
2	11.0136	4.7496	-6.2640	-16.2508	24.7139	40.9647	7.9538
3	10.9049	5.4445	-5.4604	-17.1938	23.9637	41.1576	7.9538
4	10.9767	6.1670	-4.8097	-18.1845	23.1484	41.3329	7.9538
5	10.9761	6.8810	-4.0951	-19.0665	22.2782	41.3447	7.9538

Tabla C.3: Señales LTE de un canal con modulación 64QAM.

A continuación se muestran las señales WiMAX correspondientes al enlace de subida. Igual que en el caso anterior aparecen para diferentes potencias y para diferentes modulaciones.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.2239	4.4314	-5.7925	-15.1625	25.0743	40.2368	7.1925
1	10.2328	5.0644	-5.1683	-16.1662	24.3959	40.5621	7.1925
2	10.1681	5.7275	-4.4406	-17.1105	23.6616	40.7721	7.1625
3	10.2029	6.3829	-3.8200	-17.9897	22.8810	40.8707	7.1925
4	10.2038	7.0929	-3.1109	-18.9836	22.0492	41.0328	7.1925
5	10.2297	7.7516	-2.4782	-19.9843	21.1062	41.0904	7.1925

Tabla C.4: Señales WiMAX de un canal con modulación QPSK.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.2558	4.3808	-5.8751	-15.1582	25.1291	40.2873	7.1925
1	10.2825	5.0238	-5.2587	-16.1594	24.4506	40.6100	7.1925
2	10.2047	5.6547	-4.5500	-17.1120	23.7234	40.8355	7.1925
3	10.2241	6.3215	-3.9026	-18.1625	22.9449	41.1074	7.1925
4	10.2107	7.0046	-3.2061	-18.9843	22.1149	41.0993	7.1925
5	10.1974	7.6846	-2.5128	-19.9828	21.1720	41.1548	7.1925

Tabla C.5: Señales WiMAX de un canal con modulación 16QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.1991	4.1666	-6.0325	-15.1643	25.3658	40.5301	7.1925
1	10.2703	5.0548	-5.2155	-16.1652	24.4214	40.5866	7.1925
2	10.1581	5.6789	-4.4792	-17.1130	23.6883	40.8013	7.1925
3	10.2620	5.8158	-4.4462	-18.1660	23.4631	41.6291	7.1925
4	10.2212	7.0327	-3.1885	-18.9865	22.0774	41.0639	7.1925
5	10.1877	7.7285	-2.4593	-19.9846	21.1338	41.1185	7.1925

Tabla C.6: Señales WiMAX de un canal con modulación 64QAM.

Por último aparecen las señales DVBT2, que no pertenecen al estándar WRAN pero se han utilizado por pertenecer a la TDT, estrechamente relacionada con nuestro estándar. Como en los casos anteriores se muestran las señales para diferentes IBO y para diferentes modulaciones.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	11,5050	3,6365	-7,8685	-14,5156	26,0795	40,5952	7,6341
1	11,4854	4,2695	-7,2159	-15,6088	25,4101	41,0189	7,6341
2	11,5170	4,9516	-6,5654	-16,6141	24,6638	41,2779	7,6341
3	11,4167	5,6468	-5,7699	-17,5633	23,8697	41,4330	7,6341
4	11,4803	6,4673	-5,0130	-18,5541	23,0054	41,5595	7,6341
5	11,5536	7,2721	-4,2814	-19,4349	22,0864	41,5213	7,6341

Tabla C.7: Señales DVBT2 de un canal con modulación QPSK.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	P _{in}	P _{out}	G	BW
0	10,1439	3,2469	-6,8970	-14,0185	26,2879	40,3064	7,6249
1	10,1172	3,8237	-6,2936	-15,1303	25,6249	40,7551	7,6249
2	10,0170	4,4532	-5,5637	-16,1327	24,9309	41,0636	7,6249
3	9,9229	5,1646	-4,7583	-17,0567	24,1617	41,2184	7,6249
4	9,9943	5,8955	-4,0988	-18,0500	23,3198	41,3698	7,6249
5	10,0957	6,6625	-3,4331	-18,9316	22,4214	41,3529	7,6249

Tabla C.8: Señales DVBT2 de un canal con modulación 16QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	P _{in}	P _{out}	G	BW
0	9,8559	3,5384	-6,3175	-14,4804	26,1591	40,6395	7,6341
1	9,8586	4,0970	-5,7616	-15,4850	25,5168	41,0018	7,6341
2	9,7758	4,7542	-5,0217	-16,4447	24,7887	41,2335	7,6341
3	9,8116	5,4088	-4,4027	-17,4371	24,0157	41,4528	7,6341
4	9,8296	6,1375	-3,6920	-18,3208	23,1681	41,4889	7,6341
5	9,8219	6,8550	-2,9670	-19,3145	22,2658	41,5803	7,6341

Tabla C.9: Señales DVBT2 de un canal con modulación 64QAM.

C.1.2 Señales capturadas *bicanal*

En este caso se trata de analizar el efecto de *Bonding Channel* por lo que sólo disponemos de las señales LTE y WiMAX, propias del estándar WRAN. En primer lugar tenemos las señales LTE, correspondientes al enlace descendente capturadas para diferentes potencias. En la Tabla C.10 aparecen las señales correspondientes a la modulación QPSK, en la Tabla C.11 a la 16QAM y en la Tabla C.12 a la 64QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	P _{in}	P _{out}	G	BW
0	10.6256	4.1361	-6.4896	-14.2221	25.9421	40.1642	15.8257
1	10.7023	4.4847	-6.2176	-15.3172	25.3161	40.6332	15.8287
2	10.6241	5.0406	-5.5835	-16.3224	24.6151	40.9376	15.8287
3	10.5834	5.6743	-4.9091	-17.2590	23.8561	41.1151	15.8257
4	10.6467	6.4103	-4.2364	-18.2546	23.0306	41.2852	15.8287
5	10.6733	7.1264	-3.5469	-19.1402	22.1497	41.2899	15.8287

Tabla C.10: Señales LTE de dos canales con modulación QPSK.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.0968	4.0463	-6.0506	-14.2238	26.0033	40.2271	15.8287
1	10.1454	4.3532	-5.7922	-15.2230	25.3876	40.6106	15.8287
2	10.0464	4.9573	-5.0892	-16.1858	24.6970	40.8829	15.8287
3	10.0530	5.5365	-4.5166	-17.1668	23.9450	41.1118	15.8287
4	10.1026	6.2148	-3.8878	-18.0495	23.1266	41.1761	15.8287
5	10.0373	6.8809	-3.1564	-19.0432	22.2471	41.2903	15.8287

Tabla C.11: Señales LTE de dos canales con modulación 16QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.9375	4.1406	-6.7969	-14.2576	25.9365	40.1941	15.8287
1	10.9611	4.7495	-6.2116	-15.3493	25.3241	40.6734	15.8257
2	10.9517	5.1916	-5.7601	-16.3527	24.6308	40.9835	15.8287
3	10.8170	5.8606	-4.9564	-17.2916	23.8832	41.1748	15.8287
4	10.8486	6.3794	-4.4693	-18.2852	23.0690	41.3542	15.8287
5	10.9315	7.0944	-3.8371	-19.1696	22.1910	41.3607	15.8287

Tabla C.12: Señales LTE de dos canales con modulación 64QAM.

Ahora aparecen las señales WiMAX correspondientes al enlace ascendente. Igual que en los casos anteriores para diferentes IBO y diferentes modulaciones.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.1815	4.5537	-5.6278	-15.2155	25.0072	40.2227	14.3805
1	10.0954	5.2131	-4.8822	-16.1806	24.3176	40.4982	14.3850
2	10.1394	5.8418	-4.2976	-17.1877	23.5771	40.7648	14.3850
3	10.0521	6.4975	-3.5547	-18.1557	22.7869	40.9426	14.3850
4	10.1491	7.2015	-2.9476	-19.0388	21.9491	40.9879	14.3850
5	10.1631	7.8528	-2.3102	-20.0371	20.9985	41.0356	14.3850

Tabla C.13: Señales WiMAX de dos canales con modulación QPSK.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.1827	4.5842	-5.5985	-15.2154	25.0325	40.2479	14.3850
1	10.1325	5.1794	-4.9531	-16.1792	24.3433	40.5225	14.3850
2	10.0300	5.8136	-4.2164	-17.1615	23.6041	40.7655	14.3850
3	10.0300	6.4590	-3.5710	-17.1615	22.8181	39.9795	14.3850
4	10.1141	7.1322	-2.9819	-19.0358	21.9828	41.0186	14.3850
5	10.1626	7.8252	-2.3374	-20.0353	21.0336	41.0689	14.3850

Tabla C.14: Señales WiMAX de dos canales con modulación 16QAM.

IBO	PAPR _{in}	PAPR _{out}	Δ PAPR	Pin	Pout	G	BW
0	10.1634	4.5937	-5.5697	-15.2142	25.0172	40.2314	14.3850
1	10.1553	5.2020	-4.9533	-16.1793	24.3302	40.5095	14.3850
2	10.1701	5.8408	-4.3293	-17.1617	23.5891	40.7508	14.3850
3	10.1445	6.5076	-3.6369	-18.0378	22.8040	40.8419	14.3850
4	10.0989	7.2379	-2.8610	-19.0403	21.9153	40.9556	14.3850
5	10.1435	7.8335	-2.3099	-20.1376	21.0200	41.1576	14.3850

Tabla C.15: Señales WiMAX de dos canales con modulación 64QAM.

C.2 Resultados de coherencia

A continuación se muestran los promediados en tiempo de la coherencia obtenidos para el resto de señales.

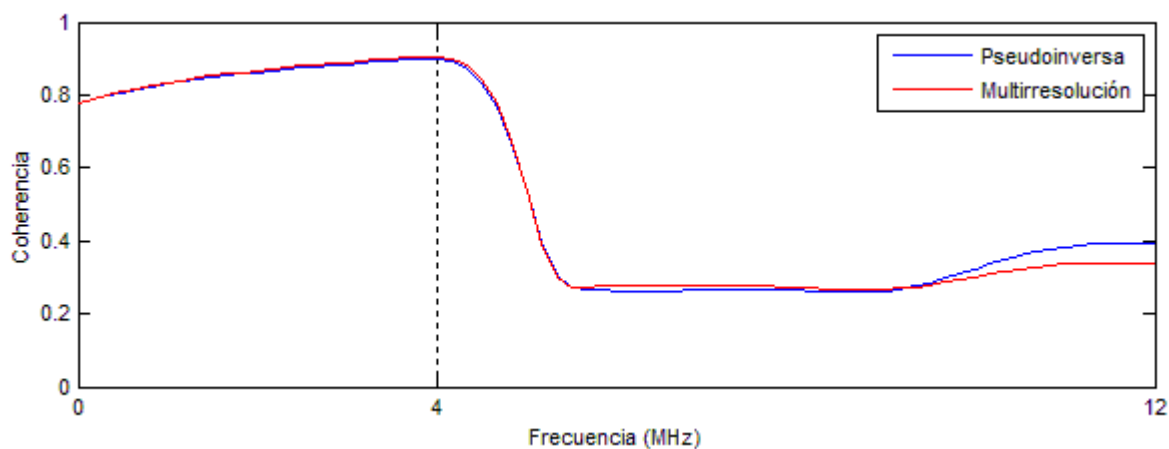


Figura C.1: Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal *monocanal2*.

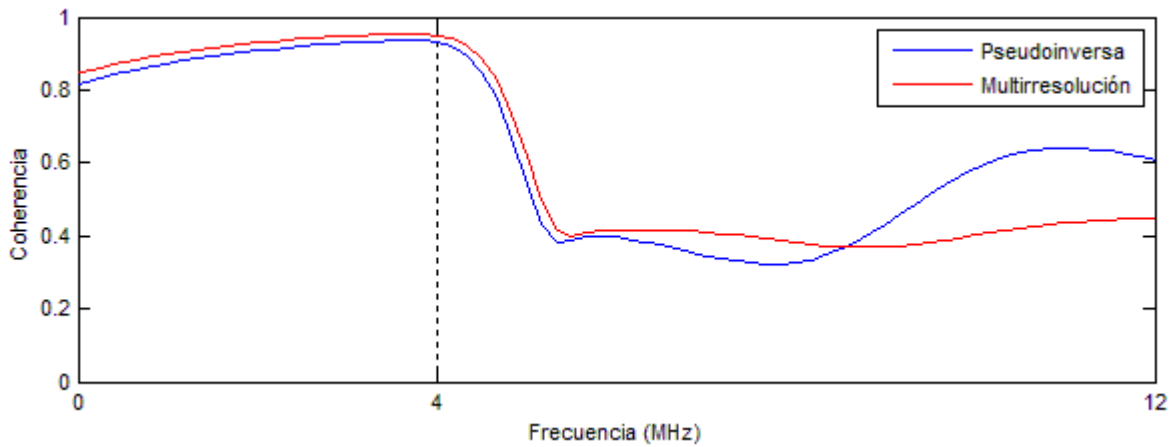


Figura C.2: Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal *monocanal3*.

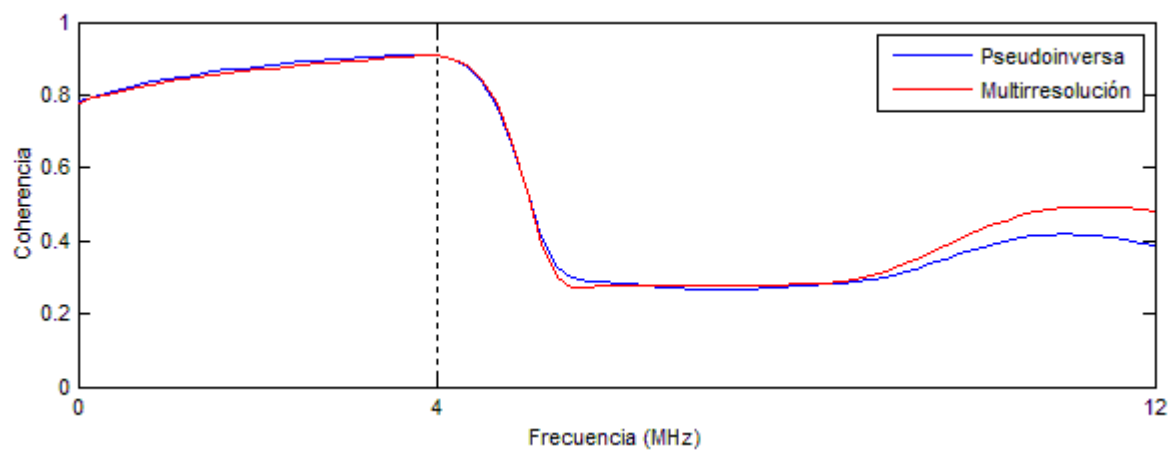


Figura C.3: Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal *monocanal4*.

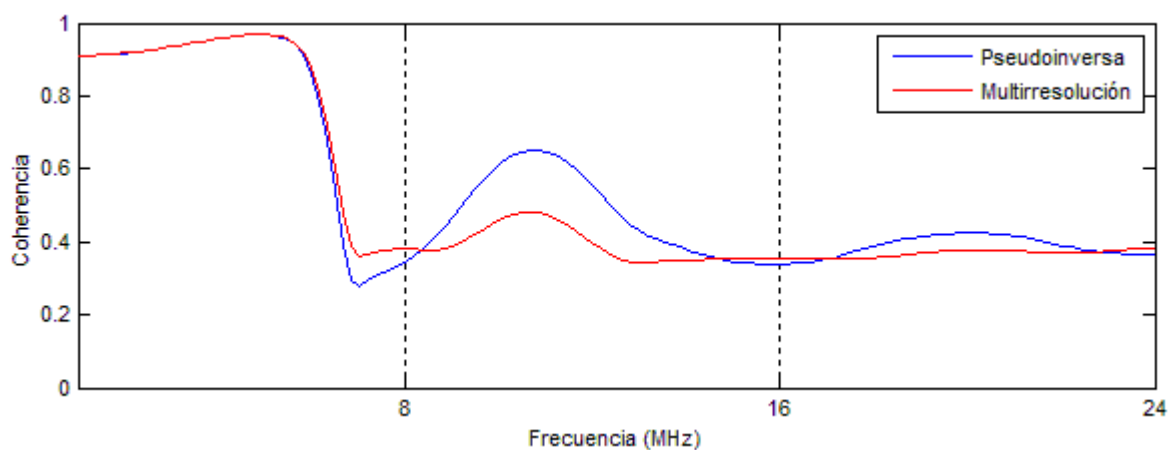


Figura C.4: Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal *bicanal2*.

Anexo D. Montajes experimentales

En el presente Anexo se van a detallar los montajes experimentales que han sido necesarios para el desarrollo del presente Proyecto Fin de Carrera.

D.1 Montaje para la captura del espectro de TV

En la Figura D.1 aparece el montaje necesario para la captura del espectro de TV. Como se ve en dicha figura el montaje consiste en una antena omnidireccional, un amplificador de potencia, una fuente de alimentación y un analizador de espectros.

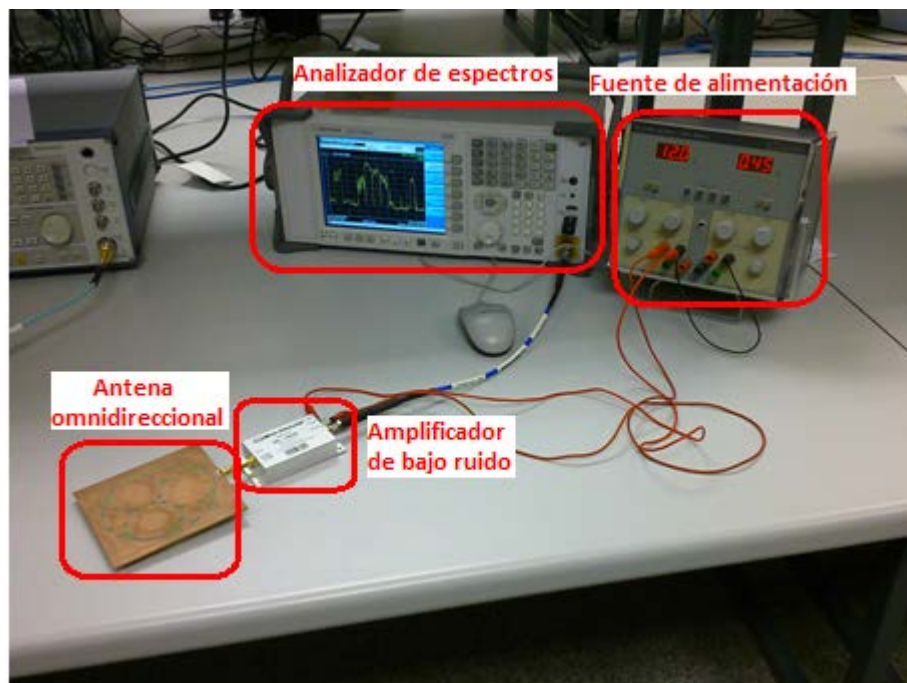


Figura D.1: Montaje experimental para la captura del espectro de TV.

Para la captura de señales el montaje es el que aparece en la Figura D.2. Consiste en el generador de señal, un PC con Matlab, el osciloscopio en modo analizador de espectros, el propio PA alimentado por la fuente de alimentación y un atenuador para no dañar los equipos.



Figura D.2: Montaje experimental para la captura de señales con el osciloscopio en modo analizador de espectros.

Anexo E. Programas de Matlab

En el presente Anexo se muestran los programas más importantes utilizados con Matlab para el desarrollo del Proyecto Fin de Carrera.

E.1 Programas para la técnica de Pseudoinversa

```
function [a,error,y_est] = train_pseudo(sigin,sigout,orden,memoria)
% TRAIN_PSEUDO Calcula la señal de salida estimada, los coeficientes y el
% error cometido. Los parámetros utilizados son:
%   - sigin: Señal de entrada.
%   - sigout: Señal de salida.
%   - orden: Orden de la matriz.
%   - memoria: Memoria de la matriz.
```

```
Espacio = matrix_data_pseudo(sigin,orden,memoria);
d=transpose(sigout);
a=pinv(Espacio)*d;
y_est=Espacio*a;
y=transpose(sigout);
error=10*log10(mean(abs(y-y_est).^2)/mean(abs(y).^2));
end
```

```
function [U] = matrix_data_pseudo(sigin,orden,memoria)
% MATRIX_DATA_PSEUDO Crear la matriz de datos con la técnica de la
% pseudoinversa.
% Con esta función se consigue poner en forma matricial la señal de
% entrada. Los parámetros utilizados son:
%   - sigin: Señal de entrada.
%   - orden: Orden de la matriz.
%   - memoria: Memoria de la matriz.
%   - U: Matriz de datos.
```

```
base=fliplr(eye(orden));
M=memoria;
N=orden;
x=sigin;
```

```
U=zeros(length(sigin),M*N);
for n=1:length(x)
    for k=1:N
        for m=1:M
            if (n-(m-1) > 0)
                U (n,(k-1)*M+m)=x (n-(m-1));
            end;
        end;
        ind=((k-1)*M+1):((k-1)*M+M);
        U(n,ind)=U(n,ind).*polyval(base(k,:),abs (U (n,ind)));
    end;
end;
end
```

E.2 Programas para la técnica de Multirresolución

```
function [a,error,y_est] = train_mulres(sigin,sigout,orden,memoria,nivel_mulres,wavelet)
% TRAIN_MULRES Calcula la señal de salida estimada, los coeficientes y % el error cometido. Los
parámetros utilizados son:
% - sigin: Señal de entrada.
% - sigout: Señal de salida.
% - orden: Orden de la matriz.
% - memoria: Memoria de la matriz.
% - nivel_mulres: Nivel de descomposición multirresolución.
% - wavelet: Wavelet utilizada en la descomposición.
```

```
Espacio = matrix_data_mulres(sigin,orden,memoria,nivel_mulres,wavelet);
d=transpose(sigout);
a=pinv(Espacio)*d;
y_est=Espacio*a;
y=transpose(sigout);
error=10*log10(mean(abs(y-y_est).^2)/mean(abs(y).^2));
end
```

```
function [U] = matrix_data_mulres(sigin,orden,memoria,nivel_mulres,wavelet)
% MATRIX_DATA_MULRES Crear la matriz de datos con la técnica de la
% multirresolución
% Con esta función se consigue poner en forma matricial la señal de
% entrada. Los parámetros utilizados son:
% - sigin: Señal de entrada.
% - orden: Orden de la matriz.
% - memoria: Memoria de la matriz.
% - nivel_mulres: Nivel de descomposición multirresolución.
% - wavelet: Wavelet utilizada en la descomposición.
% - U: Matriz de datos.
```

```
[H] = matrix_data_pseudo(sigin,orden,memoria);
```

```
for i=1:(orden*memoria)
    [Asenal,Dsenal] = genmulres(H(:,i),wavelet,nivel_mulres);
    coarse(:,i)=transpose(Asenal(nivel_repr,:));
    details(:,i)=transpose(Dsenal(nivel_repr,:));
    details2(:,i)=transpose(Dsenal(nivel_repr-1,:));
end;
```

```
U=[coarse details details2];
end
```

```
function [Asenal,Dsenal] = genmulres(senal,nivel_mulres,wavelet)
% GENMULRES Descompone la señal de entrada.
% Con esta función se consigue descomponer la señal de entrada hasta % el nivel de
multirresolución deseado. Los parámetros utilizados % son:
% - senal: Señal de entrada.
% - nivel_mulres: Nivel de descomposición multirresolución.
% - wavelet: Wavelet utilizada en la descomposición.
% - Asenal: Aproximación de la señal.
% - Dsenal: Detalles de la señal.
```

```
mzero = zeros(length(senal));
senal_re=real(senal);
senal_im=imag(senal);
[SWAsenal_re,SWDsenal_re] = swt(senal_re,nivel_mulres,wavelet);
[SWAsenal_im,SWDsenal_im] = swt(senal_im,nivel_mulres,wavelet);
```

```
% Calcular la aproximación del nivel deseado
Asenal_re = mzero;
Asenal_im = mzero;
Asenal_re = iswt(SWAsenal_re,mzero,wavelet);
Asenal_im = iswt(SWAsenal_im,mzero,wavelet);
```

```
% Calcular los detalles del nivel deseado
Dsenal_re= mzero;
Dsenal_im= mzero;
Dsenal_re = iswt(mzero,SWDsenal_re,wavelet);
Dsenal_im = iswt(mzero,SWDsenal_im,wavelet);
```

```
% Reconstrucción de la señal
Asenal=Asenal_re + sqrt(-1)*Asenal_im;
Dsenal=Dsenal_re + sqrt(-1)*Dsenal_im;
end
```

E.3 Programas para la elección de parámetros

```
function [n_opt,m_opt,nivel_mulres_opt] = BIC_multires(sigin,sigout,wavelet)
%BIC_MULTIRES Calcula los parámetros óptimos de diseño n, m y k.
% - sigin: Señal de entrada.
% - sigout: Señal de salida.
% - wavelet: Wavelet utilizada en la descomposición.
% - n_opt: Orden óptimo.
% - m_opt: Memoria óptima.
% - nivel_mulres_opt: Orden de descomposición óptimo.

% Calcula el orden óptimo n_opt
n=[3 5 7 9 11 13 15 17 19];
for k=1:length(n)
    [a,error,y_est]=train_mulres(sigin,sigout,n(k),0,0,wavelet);
    error = sigout - y_est.';
    sigma = var(abs(error));
    IC(k)=log(sigma)+k*log(length(sigin))/(length(sigin));
end
IC_min = min(IC);
n_opt = n(find(IC==IC_min));

% Calcula la memoria óptima m_opt
m = [0 1 2 3 4 5];
for k=1:length(m)
    [a,error,y_est]=train_mulres(sigin,sigout,n_opt,m(k),0,wavelet);
    error = y - y_est.';
    sigma = var(abs(error));
    IC(k)=log(sigma)+k*log(length(x))/(length(x));
end
IC_min = min(IC);
m_opt = m(find(IC==IC_min));

% Calcula el nivel de multirresolución óptimo nivel_mul_opt
nivel_mul = [1 2 3 4 5 6 7];
for k=1:length(nivel_mul)
    [a,error,y_est]=train_mulres(sigin,sigout,n_opt,m_opt,nivel_mul(k),wavelet);
    error = sigout - y_est.';
    sigma = var(abs(error));
    IC(k)=log(sigma)+k*log(length(sigin))/(length(sigin));
end
IC_min = min(IC);
nivel_mul_opt = nivel_mul(find(IC==IC_min));
end

function [n_opt,m_opt] = BIC_pseudo(sigin,sigout)
%BIC_PSEUDO Calcula los parámetros óptimos de diseño n y m.
% - sigin: Señal de entrada.
% - sigout: Señal de salida.
% - n_opt: Orden óptimo.
% - m_opt: Memoria óptima.

% Calcula el orden óptimo n_opt
n=[3 5 7 9 11 13 15 17 19];
for k=1:length(n)
    [a,error,y_est]=train_pseudo(sigin,sigout,n(k),0);
    error = sigout - y_est.';
    sigma = var(abs(error));
    IC(k)=log(sigma)+k*log(length(sigin))/(length(sigin));
end
IC_min = min(IC);
```

```

n_opt = n(find(IC==IC_min));

% Calcula la memoria óptima m_opt
m = [0 1 2 3 4 5];
for k=1:length(m)
    [a,error,y_est]=train_pseudo(sigin,sigout,n_opt,m(k));
    error = y - y_est.';
    sigma = var(abs(error));
    IC(k)=log(sigma)+k*log(length(x))/(length(x));
end
IC_min = min(IC);
m_opt = m(find(IC==IC_min));
end

function [wavelet] = eleccion_wavelet(sigin,sigout,n_opt,m_opt,n_mulres_opt)
% TRAIN_PSEUDO Calcula la señal de salida estimada, los coeficientes y el
% error cometido. Los parámetros utilizados son:
% - sigin: Señal de entrada.
% - sigout: Señal de salida.
% - n_opt: Orden óptimo.
% - m_opt: Memoria óptima.
% - n_mulres_opt: Nivel de descomposición óptimo.
% - wavelet: Wavelet seleccionada.

for i=1:20
    wavelet=['db',num2str(i)] ;
    [a,error,y_est]=train_mulres(sigin,sigout,n_opt,m_opt,n_mulres_opt,wavelet);
    errorWAVELET(i)=error;
end

error_min = min(errorWAVELET);
wavelet=['db',num2str(find(IC==IC_min))];
end

```

E.4 Programas para el análisis de resultados

```

function [P_util_dBm, P_canal_adyacente_dBm,ACPR_dB] = calculoACPR(signal,BW)
% CALCULOACPR Calcula el ratio entre potencia en canal útil y
% potencia en canal adyacente. Para el cálculo del ACPR se toma el
% peor caso de potencia en canal adyacente, esto es se calcula la
% potencia en ambos canales adyacentes y se toma la más alta.

BW=BW*1e6;

if(BW==8e6)
    tramo_izq=(signal.frequencies>((-3*BW)/2) & signal.frequencies<(-BW/2));
    tramo_central=(signal.frequencies>(-BW/2) & signal.frequencies<(BW/2));
    tramo_der=(signal.frequencies>(BW/2) & signal.frequencies<(3*BW/2));
else
    tramo_izq=(signal.frequencies>((-3*BW)/2) & signal.frequencies<(-BW));
    tramo_central=(signal.frequencies>(-BW/2) & signal.frequencies<(BW/2));
    tramo_der=(signal.frequencies>(BW) & signal.frequencies<(3*BW/2));
end

% Cálculo de la potencia en canal útil
Scpc=signal.data(tramo_central);
fc=signal.frequencies;
fc=fc(tramo_central);
Pcpc=trapz(fc,Scpc)/100;
P_util_dBm=10*log10(Pcpc)+30;
%Cálculo de la potencia en canal adyacente inferior
Scpi=signal.data(tramo_izq);
fi=signal.frequencies;
fi=fi(tramo_izq);
Pcpi=trapz(fi,Scpi)/100;
p_izq=10*log10(Pcpi)+30;
%Cálculo de la potencia en canal adyacente superior
Scpd=signal.data(tramo_der);
fd=signal.frequencies;
fd=fd(tramo_der);

```



```

Pcpd=trapz(fd,Scpd)/100;
p_der=10*log10(Pcpd)+30;
% Elección del peor caso de potencia en canal adyacente
p_ady_cha=p_izq;
if p_der>p_izq
p_ady_cha=p_der;
end
P_canal_adyacente_dBm=p_ady_cha;
% Cálculo de ACPR
ACPR_dB=P_util_dBm-P_canal_adyacente_dBm;
end

function varargout = tfcohf(x,y,nfft,spec_win,sm_win,tstep,fs)
% TFCOHF Time-frequency coherency
% Estimates the complex coherency coefficients using Fourier decomposition
% of vector X and vector Y. The cross and auto spectra are smoothed with
% identical smoothing windows (sm_win).
%
%
% ARGUMENTS:
%      x          -- signal 1 (vector)
%      y          -- signal 2 (vector)
%      nfft        -- length of fft, zero-padded if spec_win has less
%                  -- than n points
%      spec_win    -- length of window in samples used for spectral
%                  -- decomposition (Hamming window)
%      sm_win      -- length of window used for smoothing the auto
%                  -- and cross spectra (Gauss window)
%      tstep       -- number of samples the window is slided forward
%      fs          -- sample frequency
%
%
% OUTPUTS:
%      C           -- complex valued time-frequency coherency
%                  -- [N,M] matrix with N frequencies and M
%                  -- time-points
%      F           -- frequency vector
%      T           -- time vector

if length(spec_win)==1
    wl = spec_win;
else
    wl = length(spec_win);
end

% Zero-padding of signal
x_new = zeros(length(x)+wl,1);
y_new = x_new;
x_new(fix(wl/2):fix(wl/2)+length(x)-1) = x;
y_new(fix(wl/2):fix(wl/2)+length(x)-1) = y;

% Compute Fourier coefficients
if rem(nfft,2), % nfft odd
    select = [1:(nfft+1)/2];
else
    select = [1:nfft/2+1]; % include DC AND Nyquist
end

X = zeros(length(select),fix(length(x)/tstep)+1);
Y = X;

if length(spec_win)==1
    window = hamming(spec_win);
else
    window = spec_win;
end
index = 1:wl;
for k = 1:fix(length(x)/tstep)+1
    temp = fft(detrend(x_new(index),'constant')).*window,nfft);
    X(:,k) = temp(select);
    temp = fft(detrend(y_new(index),'constant')).*window,nfft);
    Y(:,k) = temp(select);

    index = index+tstep;
end

```

```

end

% compute cross and auto spectra
XY = X .* conj(Y);
X = abs(X).^2;
Y = abs(Y).^2;

% smooth spectra using sm_win
if numel(sm_win) == 1;
    window = gausswin(round(sm_win*fs/tstep));
elseif numel(sm_win) == 2
    window = gausswin(round(sm_win(1)*nfft/fs))*gausswin(round(sm_win(2)*fs/tstep));
else
    window = sm_win;
end
window = window/sum(window(:));

if length(window)==numel(window)
    for f = 1:size(X,1)
        X(f,:) = conv(X(f,:),window,'same');
        Y(f,:) = conv(Y(f,:),window,'same');
        XY(f,:) = conv(XY(f,:),window,'same');
    end
else
    X = conv2(X,window,'same');
    Y = conv2(Y,window,'same');
    XY = conv2(XY,window,'same');
end

% compute tfcoh
Cxy = XY./sqrt(X.*Y);

% if no output arguments plot results
if nargout == 1
    varargout{1} = Cxy;
elseif nargout == 3;
    varargout{1} = Cxy;
    varargout{2} = (select - 1)*fs/nfft;
    varargout{3} = [1:tstep:length(x)]/fs;
else
    figure
    freq = (select - 1)*fs/nfft;
    time = [1:tstep:length(x)]/fs;

    subplot(2,1,1)
    imagesc(time,freq,abs(Cxy))
    title('time-frequency coherency')
    xlabel('time [s]')
    ylabel('frequency [Hz]')

    subplot(2,1,2)
    imagesc(time,freq,abs(Cxy).^2)
    title('time-frequency coherence')
    xlabel('time [s]')
    ylabel('frequency [Hz]')
end

```

E.5 Programas algoritmo LMS

```

function (Kdpd, error, s)= LMS(sigin,sigout,mu,m,n)
% TRAIN_PSEUDO Calcula los coeficientes, la señal de salida y el error a partir del algoritmo LMS.
% - sigin: Señal de entrada.
% - sigout: Señal de salida.
% - mu: Paso de actualización.
% - m: Memoria.
% - n: Nivel de descomposición.
% - Kdpd: Coeficientes.
% - error: Error calculado.
% - s: Señal de salida estimada.

```

```

sigpred=zeros(size(sigin));
sigpredv=zeros(size(sigin));
sigoutpred =zeros(size(sigout));
sigoutpredv=zeros(size(sigout));

for n = 1:length(sigin)
    for kk=1:orden2
        for mm=1:MemDPD
            if (n-(mm-1) >0)
                sigpredv(n,(kk-1)*MemDPD+mm)=polyval(M(kk,:),abs(sigin(n-(mm-1))));
            else
                sigpredv(n,(kk-1)*MemDPD+mm)=0;
            end;
        end;
    end;

    sigpredv(n,:)=fliplr(sigpredv(n,:));
    sigpred(n)=sigin(n)*(Kdpd(n,:) *((sigpredv(n,:)))');

    for kk=1:orden2
        for mm=1:MemPA
            if (n-(mm-1) >0)
                sigoutpredv(n,(kk-1)*MemPA+mm)=polyval(M(kk,:),abs(sigpred(n-(mm-1))));
            else
                sigoutpredv(n,(kk-1)*MemPA+mm)=0;
            end;
        end;
    end;

    sigoutpredv(n,:)=fliplr(sigoutpredv(n,:));
    sigoutpred(n)=sigpred(n)*(Klms(tap,:) *((sigoutpredv(n,:)))');

    % Calculamos el error del LMS en la muestra n
    error (n)=sigin(n)-sigoutpred (n)/Glin;
    s=sigin(n)*sigpredv(n,:);

    % Actualizamos los coeficientes
    Kdpd (n+1,:)=Kdpd (n,:)+(error (n))*mu.*conj (s);
end;

end;

```


Anexo F. Hojas técnicas

En el presente Anexo se incluye las hojas técnicas de los amplificadores utilizados en el Proyecto Fin de Carrera. En primer lugar aparece el amplificador de potencia con el que se desarrolla todo el proyecto, en concreto el ZHL-4240 de Mini-Circuits. Posteriormente se muestra el amplificador de bajo ruido para la captura del espectro, el ZRL-1150LN+ de Mini-Circuits.

F.1 Amplificador de potencia

Coaxial

Amplifier

ZHL-4240

50 Ω Medium High Power 700 to 4200 MHz

Features

- wideband, 700-4200 MHz
- high IP3, +30 dBm typ.
- high gain, 40 dB min.
- medium high power, 28dBm min

Applications

- communication systems
- instrumentation
- satellite dist/GPS/PCS
- laboratory



CASE STYLE: U36			
Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZHL-4240	\$1395.00 ea.	(1-9)

Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)		GAIN (dB)		MAXIMUM POWER OUTPUT (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (-1) Max.		DC POWER	
	f ₁	f ₂	Min.	Flatness Max.	(1 dB Compr.) Min.	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (A) Max.
ZHL-4240	700	4200	40	±1.5*	+28	-5	8.0	+38	2.5	2.5	15	0.90

* Measured at 25°C

Open load is not recommended, potentially can cause damage.
With no load derate max input power by 20 dB

Maximum Ratings

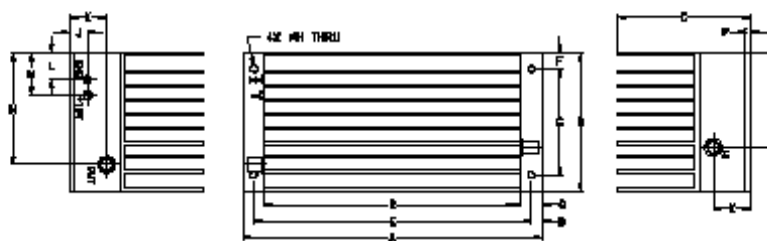
Operating Temperature -20°C to 65°C

Storage Temperature -55°C to 100°C

DC Voltage +20V Max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (Inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	wt
7.00	3.25	2.13	.25	6.500	.38	2.500	.156	.73	.88	.83	1.13	2.23	.125	.50	6.00	2.23	grams
177.80	82.55	54.10	6.35	165.10	9.65	63.50	3.96	18.54	22.35	16.00	28.70	56.64	3.18	12.70	152.40	56.64	900

Mini-Circuits®

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 954-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

IFRF MICROWAVE COMPONENTS

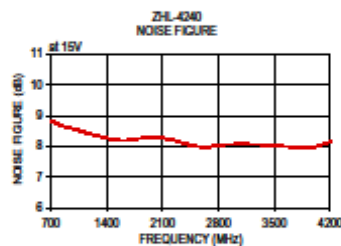
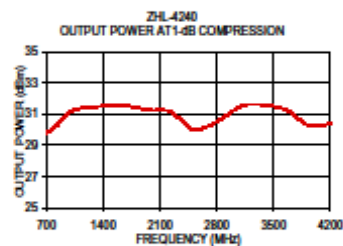
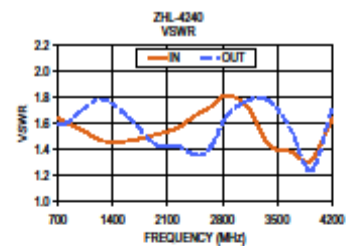
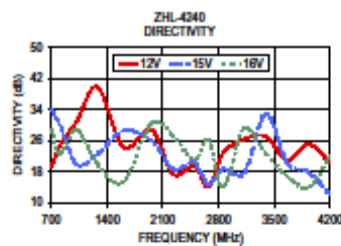
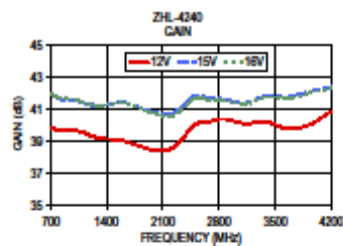
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchases of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MC/SLdocs/terms.jsp.

REV OR
M08142
ZHL-4240
080819
Page 1 of 2

Typical Performance Data/Curves

ZHL-4240

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT		
700.00	39.92	42.00	42.04	19.20	34.20	28.70	1.65	1.60	8.85	29.80
814.00	39.70	41.88	41.72	24.90	30.00	22.50	1.61	1.61	8.80	30.21
1020.00	39.70	41.60	41.64	31.00	19.90	28.90	1.55	1.71	8.54	31.22
1280.10	39.25	41.22	41.26	39.90	22.60	19.80	1.47	1.79	8.34	31.45
1605.20	39.05	41.46	41.43	24.30	28.60	15.40	1.47	1.65	8.19	31.59
1956.40	38.51	40.92	40.81	28.90	26.10	30.50	1.52	1.44	8.30	31.27
2225.60	38.61	40.79	40.64	17.40	18.70	27.30	1.57	1.43	8.20	31.16
2494.90	40.04	41.85	41.71	19.40	20.30	20.90	1.68	1.36	8.01	30.04
2674.40	40.26	41.72	41.63	14.00	14.70	28.20	1.74	1.44	7.98	30.19
2853.90	40.42	41.66	41.62	22.80	18.70	14.10	1.82	1.66	8.05	30.69
3123.10	40.14	41.41	41.35	26.40	17.70	29.20	1.73	1.78	8.07	31.55
3392.30	40.23	41.88	41.79	27.10	33.20	22.60	1.44	1.78	8.04	31.58
3661.50	39.81	41.80	41.70	21.00	20.20	16.80	1.39	1.57	7.99	31.25
3930.80	40.08	42.14	42.07	25.10	17.00	14.00	1.32	1.24	7.95	30.29
4200.00	40.90	42.45	42.34	20.20	11.90	22.10	1.64	1.72	8.14	30.37



Mini-Circuits

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0000 (718) 654-4500 Fax (718) 352-4661 The Design Engineers Search Engine

For detailed performance specs
& shipping rates see web site

Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions collectively, "Standard Terms". Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MC/StandardTerms.jsp.

Page 2 of 2

F.2 Amplificador de bajo ruido para la captura del espectro

High IP3

Low Noise Amplifier

ZRL-1150LN+

50Ω

650 to 1400 MHz

Features

- High IP3, +40 dBm typ.
- Low Noise figure, 0.8 dB typ.
- Broadband flat gain response
- Internal voltage regulated
- Over-voltage and transient protected

Applications

- Very low noise, preamplifier
- Analog/digital cellular
- PCS, GSM, TDMA, CDMA
- GPS and MAS
- Aeronautical and defense communications



Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZRL-1150LN+	\$119.95 ea.	(1-9)

RoHS Compliant
The + suffix identifies RoHS Compliance. See our website for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

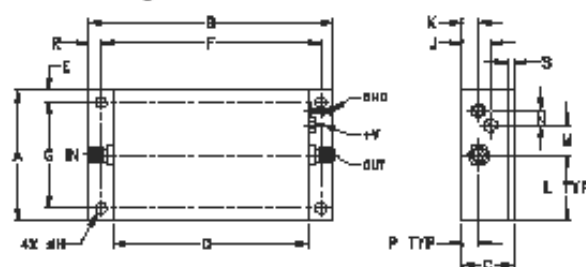
Electrical Specifications at 25°C

Parameter	Condition (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		650		1400	MHz
Noise Figure	650 - 1400	—	1.1	1.7	dB
	650 - 1000	—	0.8	1.4	dB
Gain	650 - 1400	25	32	—	dB
	650 - 1000	27	34	—	dB
Gain Flatness	650 - 1400	—	±2.0	—	dB
	650 - 1000	—	±0.5	±1.0	dB
Output Power at 1dB compression	650 - 1400	22	25	—	dBm
	650 - 1000	22	25	—	dBm
Output Power at 3dB compression	650 - 1400	—	20.3	—	dBm
	650 - 1000	—	20.0	—	dBm
Output third order intercept point ¹	650 - 1400	—	+41	—	dBm
	650 - 1000	—	+41	—	dBm
Input VSWR	650 - 1400	—	1.25	—	:1
	650 - 1000	—	1.20	—	:1
Output VSWR	650 - 1400	—	1.20	—	:1
	650 - 1000	—	1.25	—	:1
Active Directivity	650 - 1400	—	14	—	dB
	650 - 1000	—	15	—	dB
DC Supply Voltage ²		—	12	—	V
Supply Current		—	400	500	mA

1. 1 MHz tone spacing.

2. Unit is internally voltage regulated for 6.5 to 17VDC input voltage range.

Outline Drawing



Maximum Ratings

Parameter	Rating
Operating Temperature	-40°C to 80°C case -40°C to 60°C ambient
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+17V
Input RF Power (no damage)	+10 dBm

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Dimensions (Inch)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	Wt
2.00	3.75	0.80	3.00	0.19	3.374	1.624	0.16	0.44	0.26	1.00	0.81	0.22	0.26	—	0.19	0.10	grams
50.80	95.25	20.32	76.20	4.83	85.70	41.25	3.95	11.18	6.50	25.40	20.55	5.59	6.60	—	4.83	2.54	135

Notes

A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.

B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.

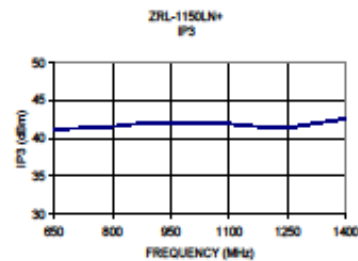
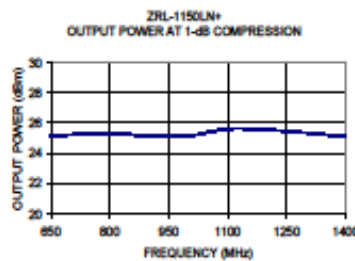
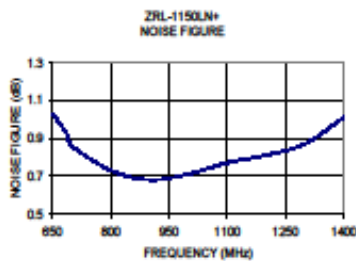
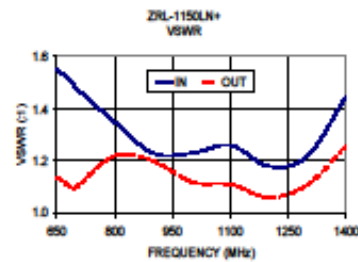
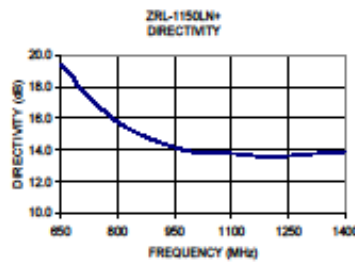
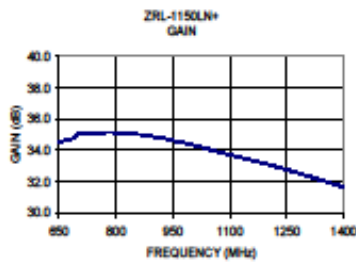
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp
www.minicircuits.com P.O. Box 35166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. K
M131927
ZRL-1150LN+
626020900
01007
Page 1 of 2

Typical Performance Data/Curves

ZRL-1150LN+

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1dB COMPR. (dBm)	OUTPUT IP3 (dBm)
	12V	12V	IN	OUT	12V	12V	12V
650.00	34.54	19.40	1.55	1.14	1.03	25.15	41.25
685.00	34.74	18.48	1.51	1.10	0.93	25.19	41.26
700.00	35.03	17.90	1.48	1.10	0.86	25.23	41.51
800.00	35.13	15.77	1.35	1.22	0.73	25.32	42.02
900.00	34.87	14.57	1.23	1.20	0.68	25.15	41.91
1000.00	34.35	13.87	1.23	1.12	0.71	25.15	41.98
1100.00	33.71	13.77	1.26	1.11	0.77	25.61	41.59
1200.00	33.11	13.56	1.18	1.06	0.81	25.55	41.39
1300.00	32.40	13.73	1.22	1.11	0.87	25.35	41.95
1400.00	31.66	13.89	1.45	1.26	1.01	25.10	42.59



Notes

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp



www.minicircuits.com P.O. Box 35166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 634-4500 sales@minicircuits.com

Page 2 of 2

Page 2 of 2