



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Máster

Evaluación de la calidad de la señal transmitida en sistemas de misión crítica de cuarta generación.

Evaluation of the transmitted signal's quality on fourth generation mission-critical systems.

Autor

Juan Ernesto García Cerezo

Directora

María Paloma García Ducar

ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
2021

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, a la financiación del Gobierno de Aragón (Grupo CeNIT T31-20R), la cofinanciación con Feder 2014-2020 'Construyendo Europa desde Aragón' y al Gobierno de España bajo el proyecto RTI2018-095684-B-I00 del MICINN y Feder.

A mis amigos de El Puerto, mi familia y compañeros por no abandonarme en ningún momento de este largo camino.

A Paloma y Toni por su dedicación y ayuda con este trabajo y mi carrera profesional.

A todas esas personas que de un modo u otro han traído mi vida hasta aquí, me han escuchado y me han hecho crecer como persona, desde Turín hasta Granada.

Evaluación de la calidad de la señal transmitida en sistemas de misión crítica de cuarta generación.

RESUMEN

Este trabajo fin de máster analiza las posibilidades de la señal de cuarta generación como solución en despliegues de misión crítica. Esto consiste en evaluar cómo le afecta a dicha señal emplear las técnicas definidas en el estándar que posibilitan su uso como solución en escenarios críticos, donde que las comunicaciones de todos los usuarios no caigan en ningún momento es vital.

El trascurso del trabajo aborda diferentes fases, desde una inicial de planteamiento de posibles escenarios de misión crítica donde evaluar la señal de cuarta de generación, hasta la creación de bancos de pruebas *hardware* donde testear esas señales.

Para completar dichas tareas se emplean las librerías de MATLAB para poder generar de manera *software* todas las señales, con las modificaciones pertinentes para salvar las limitaciones de estas. Las señales se validan sobre montajes reales en el laboratorio, donde se prepara una cadena transmisora de radiofrecuencia con *hardware* especializado de comunicaciones. Esta cadena puede trabajar en varios puntos, es decir, emitir con diferentes potencias por lo que se hace un barrido de todas ellas, que sumado a las muchas variaciones de potencia planteadas aumentará de manera notable la casuística de supuestos probados. También se verificarán técnicas de predistorsión digital que mejoren los resultados de distorsión dentro y fuera de banda.

Además se estudia lo que ocurre cuando a esa señal de cuarta generación se suma una señal específica de comunicaciones críticas, la cual se evalúa según su proximidad frecuencial a la de cuarta generación o según la potencia con la que es transmitida.

Todos estos resultados dan buena cuenta de cómo un sistema de cuarta generación comercial puede explotarse en un despliegue en comunicaciones críticas, concluyendo al final con sus beneficios y perjuicios a tener en cuenta para hacer que la comunicación sea posible en los niveles de exigencia que una situación crítica demanda.

Índice

1. Introducción	1
1.1. Contexto	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Metodología	3
1.4. Estructura de la memoria	3
1.5. Cronograma	4
2. Tecnologías	5
2.1. LTE (<i>Long Term Evolution</i>)	5
2.1.1. Características físicas y estructura de la señal	5
2.1.2. Modulaciones	7
2.1.3. Generación de señal	8
2.1.4. Características relacionadas con la misión crítica	8
2.2. TETRA (<i>TErrestrial Truncked Radio</i>)	12
2.2.1. Características físicas y estructura de la señal	12
2.2.2. Modulación y generación de la señal	13
2.2.3. Características relacionadas con la misión crítica	14
3. Escenarios de señal y bancos de pruebas	17
3.1. Escenario A: variaciones en los PRBs de la señal LTE	18
3.1.1. Banco de pruebas escenario A	18
3.1.2. Variaciones generadas	18
3.2. Predistorsión digital en el escenario A	20
3.3. Escenario B: señal LTE con agregación de portadoras TETRA en banda de guarda	22
3.3.1. Banco de pruebas escenario B	23
3.3.2. Variaciones generadas	23
4. Resultados	27
4.1. Medidas de evaluación de resultados	27

4.1.1. ACLR	28
4.1.2. EVM	29
4.2. Evaluación de los escenarios de señal propuestos	30
4.2.1. Escenario A con y sin predistorsión digital	30
4.2.2. Escenario B	40
5. Conclusiones	45
6. Bibliografía	49
Lista de Figuras	53
Lista de Tablas	57
Anexos	58
A. Montajes reales de medidas	61
A.1. Banco de pruebas A	61
A.2. Banco de pruebas B	62
B. Resultados y medidas	65
B.1. Variaciones de potencia escenario A	65
C. Hojas de características	71

Capítulo 1

Introducción

1.1. Contexto

Los sistemas PMR (*Private Mobile Radio*) [1] nacieron como solución para empresas e instituciones con el objetivo de poder tener el control total de las comunicaciones en su entorno profesional. La evolución digital de las comunicaciones móviles [2] trajo el nacimiento de tecnologías como TETRA (*TErrestrial TRunked Radio*) [3], P25 o DMR (*Digital Mobile Radio*) para migrar los anteriores sistemas PMR analógicos. A su vez, y en paralelo, nacieron otros estándares como GSM-R, derivado del estándar comercial GSM (*Global System for Mobile communications*), que cubría las necesidades de comunicaciones en el ámbito del ferrocarril, principalmente en alta velocidad. Esta dinámica, sumada a la necesidad de mayores tasas de transmisión para, entre otros, video de circuito cerrado (CCTV) o imágenes en tiempo real, ha llevado a que los sistemas actuales de gran capacidad de comunicaciones móviles comerciales como LTE (*Long Term Evolution*) [4] o 5G-NR (*5th Generation New Radio*) también se presenten como una solución apropiada o necesaria para dar servicios de comunicaciones críticas en el presente.

Para cumplir dicha tarea, LTE presenta uno de sus principales beneficios al emplear la modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), por la granularidad tiempo-frecuencia que provoca en el espectro, haciéndola una tecnología de máxima flexibilidad a la hora de asignar el ancho de banda disponible. Cada uno de estos recursos radio en que se divide el ancho de banda pueden tener diferentes esquemas de modulación, dependiendo de las características del móvil, del servicio, de la calidad del canal, etc. para ofrecer mayores tasas de transmisión. Uno de los muchos parámetros que estos recursos radio pueden variar también es la potencia con la que son transmitidos individualmente, para satisfacer las necesidades de móviles con peores condiciones de transmisión o solventar situaciones de interferencias como

propone el estándar con el llamado ICIC (*Inter-Cell Interference Coordination*) [5, 6], fundamental en comunicaciones profesionales donde garantizar una calidad de servicio y de disponibilidad de la red a todos los usuarios es básico. Además, la estructura de la señal LTE permite emplear la banda de guarda entre el canal LTE principal y el siguiente asignado, aumentando así la capacidad del sistema, que como se ha estudiado en otros trabajos podrían ser NB-IoT (*Narrow Band-Internet of Things*) [7], ya que el proceso de demodulación es idéntico al de LTE.

1.2. Objetivos

Estas posibilidades que ofrece el estándar son sin duda beneficiosas para la comunicación, pero en este novedoso trabajo se analiza cómo la diferencia de potencias entre esos recursos radio o PRBs (*Physical Resource Blocks*) adyacentes puede degradar la señal, en términos de EVM (*Error Vector Magnitude*), midiendo la degradación en banda, y ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*), evaluándola fuera de la misma. Para dicho propósito se eliminarán algunos de los límites establecidos por el estándar de LTE en cuanto a rango dinámico total de potencia en el DL (*Down-Link*), de forma que se contemplen situaciones que podrían ser de utilidad e incorporarse en especificaciones futuras para satisfacer esos requerimientos de misión crítica que LTE en este caso busca abordar. En esta línea, se tratan los casos donde a los PRBs con diferentes potencias se les varía la modulación que emplean también, tal y como permite el estándar.

Por otro lado, planteando la situación en que el sistema fuese dedicado a comunicaciones críticas, se propone usar la banda de guarda para agregar portadoras de banda estrecha de la tecnología TETRA. Esta posibilidad dota a todo el sistema de mayor capacidad específica para un despliegue profesional y además permite introducir portadoras TETRA en un espectro altamente saturado, donde actualmente es difícil recibir autorización de las administraciones locales para emplazar sistemas TETRA dedicados. Estas portadoras TETRA se verán afectadas por la señal principal LTE y viceversa, evaluando en este trabajo cómo su posición en frecuencia dentro de la banda de guarda de la señal degrada las prestaciones de ambas señales y cómo afectan dos portadoras agregadas en guarda, que son el número empleado típicamente en despliegues exclusivos de misión crítica.

A su vez, se tiene que verificar que existe la posibilidad de emplear técnicas de

variación de potencia entre recursos radio y a la vez mantener las prestaciones, por lo que se estudia el uso de técnicas de predistorsión digital (DPD) para reducir los efectos no lineales que el *front-end* de radio frecuencia (RF) introduce en la señal transmitida y así disminuir la degradación en términos de EVM y ACPR. Con esto se pretende conseguir una mejora en el nivel de señal a ruido e interferencia ($S/(N + I)$) y por lo tanto un aumento del *throughput* [8].

Como resumen, este TFM pretende alcanzar unos objetivos como garantizar la máxima eficiencia espectral en sistemas de cuarta generación, así como su aplicación en despliegues de misión crítica. Para ello se contemplan una serie de escenarios donde se varían los parámetros de cada recurso radio de la señal LTE por separado además de agregar portadoras TETRA en la banda de guarda de esa señal LTE.

1.3. Metodología

La metodología adoptada aborda en un principio la revisión bibliográfica de la norma estandarizada por el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) y el estudio de las bibliotecas de MATLAB que permiten generar esas formas de onda que se quiere verificar. Finalmente, esta metodología cambiará al plano de la práctica y pruebas, ya que se evalúan dichas señales en bancos de pruebas reales de sistemas de comunicaciones móviles, empleando *hardware* especializado para radiofrecuencia. Esos resultados de medidas son volcados en tablas que permiten plasmar los resultados de las citadas situaciones y obtener conclusiones.

1.4. Estructura de la memoria

Esta memoria está formada por 5 capítulos, donde este primero introduce el contexto del problema y los objetivos del trabajo. El capítulo 2 cubrirá las tecnologías empleadas, describiendo sus principales características y justificando la elección de estas. El capítulo 3 muestra esos escenarios de señal mencionados que permiten evaluar la calidad de la señal en determinadas situaciones y en el capítulo 4 los resultados de esas pruebas son presentados. Por último, el capítulo 5 trae unas conclusiones y líneas futuras de este trabajo.

1.5. Cronograma

Para lograr todos estos objetivos, se ha llevado un orden cronológico como el que muestra la figura 1.1.

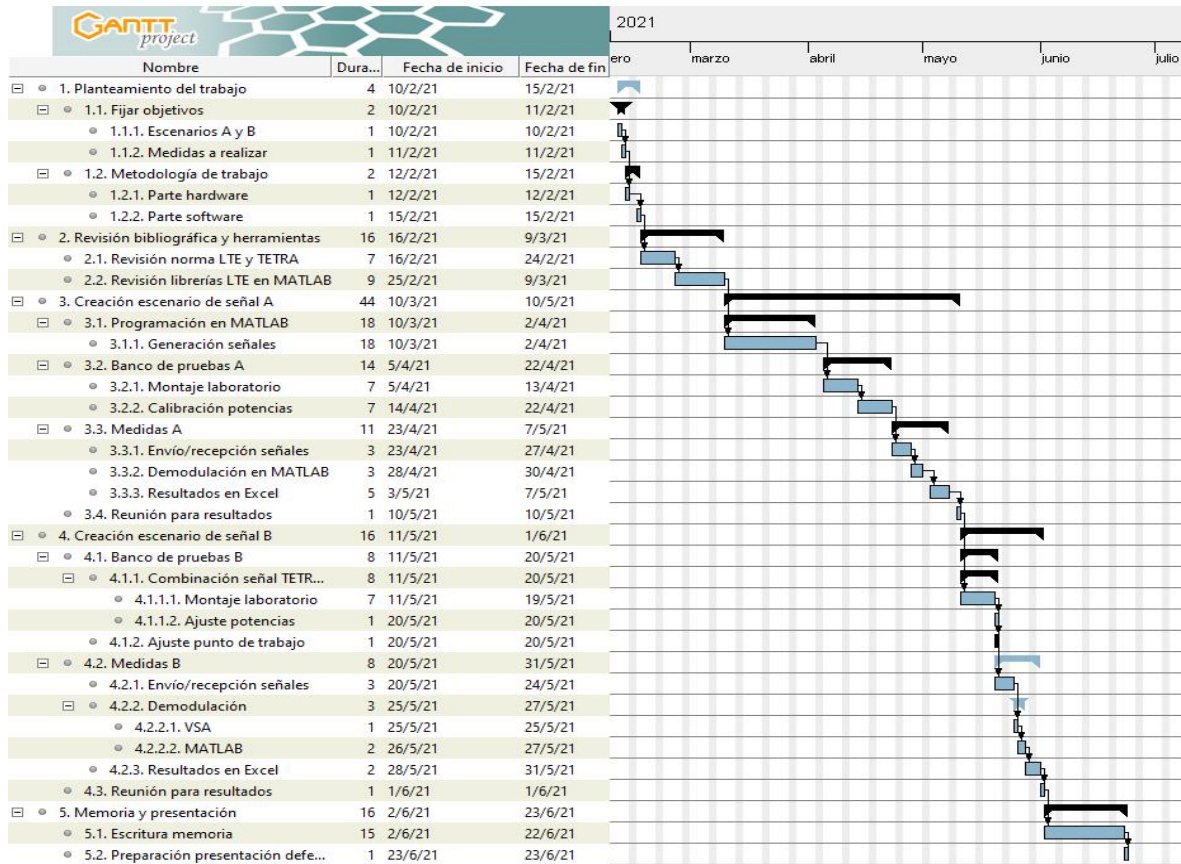


Figura 1.1: Diagrama de Gantt

Capítulo 2

Tecnologías

En este primer apartado teórico se van a presentar las características técnicas de LTE y TETRA, las dos tecnologías que este TFM recoge, describiendo tanto las formas de onda de sus señales como los requisitos técnicos que hacen que ambos estándares sean apropiados para despliegues de misión crítica.

2.1. LTE (*Long Term Evolution*)

La tecnología LTE, conocida popularmente como 4G (cuarta generación), es el estándar para comunicaciones inalámbricas definido por el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) que permite transferir a altas tasas de transmisión tanto voz como datos entre terminales móviles.

2.1.1. Características físicas y estructura de la señal

Esta tecnología fundamenta sus transmisiones sobre OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), que consiste en usar múltiples portadoras ortogonales consecutivas de banda estrecha cubriendo, en su conjunto, grandes anchos de banda. Esto posibilita la transmisión de banda ancha sobre canales donde la señal puede desvanecer en algunos puntos, efecto conocido como *fading*, al simplificar el proceso de ecualización, ya que la señal completa se puede tratar por fracciones y no necesariamente en conjunto.

En los sistemas basados en LTE, el ancho de banda total se divide en N_{FFT} subportadoras ortogonales, separadas entre sí Δf Hz (separación entre subportadoras). Todas estas subportadoras no son utilizadas para el transporte de datos, apareciendo por un lado las N_{used} subportadoras activas, es decir, transmiten datos, mientras que el resto quedan inactivas a ambos lados del canal, formando la banda de guarda, la cual es necesaria para limitar las interferencias en canal adyacente, es decir, la afeción

que tiene mi ancho de banda sobre el siguiente canal asignado.

Como se verá más adelante, esta banda de guarda puede emplearse para ubicar allí subportadoras de otras tecnologías como NB-IoT o TETRA, lo que permitirá dotar al sistema de mayor capacidad y hacer un uso más eficiente del espectro global, con el requisito indispensable de que esas portadoras agregadas cumplan con las normas de máxima transmisión en canal adyacente impuestas por el estándar [7]. Además, aparecen algunas otras subportadoras activas, usadas para la transmisión de señales de referencia (no son datos), necesarias en el proceso de estimación del canal en recepción para la posterior asignación de recursos según la calidad de ese canal entre el usuario y la estación transmisora. Por último, es importante resaltar que la subportadora central no se usa en LTE. Toda esta explicación viene ilustrada en la figura 2.1

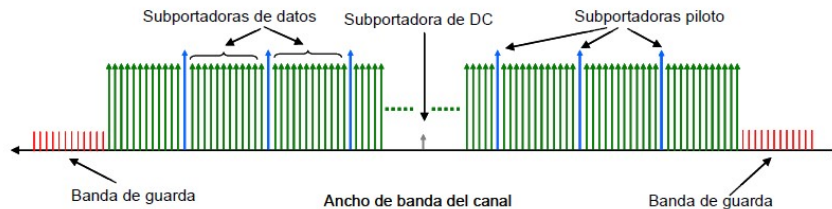


Figura 2.1: Conjunto de subportadoras que forman el espectro en LTE

Una vez definida la estructura en frecuencia, conviene describir también la organización de los recursos radio que se ubican dentro del ancho de banda disponible. La unidad mínima de división de dicha estructura se denomina *Resource Element* (RE) y se compone de una subportadora OFDM (cada una de las flechas de colores en la figura 2.1) durante un símbolo (0,5 ms divididos entre 6 ó 7 símbolos, dependiendo si se emplea prefijo cíclico extendido o normal, como muestra la figura 2.2 [4, pags. 189-193]). Estas unidades mínimas se agrupan en otras unidades básicas denominadas

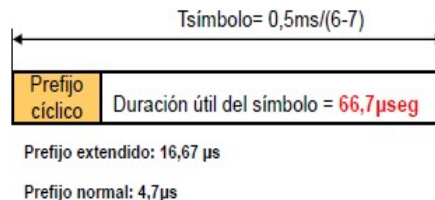


Figura 2.2: Estructura del símbolo OFDM

Physical Resource Block (PRB), compuestas por 12 subportadoras durante un slot (1 subslot, 0,5 ms) y comúnmente se tratan como par, es decir, se denomina par de PRB a la unidad más básica compuesta por 12 subportadoras durante 1 subtrama (1 ms),

como se ilustra en la figura 2.3.

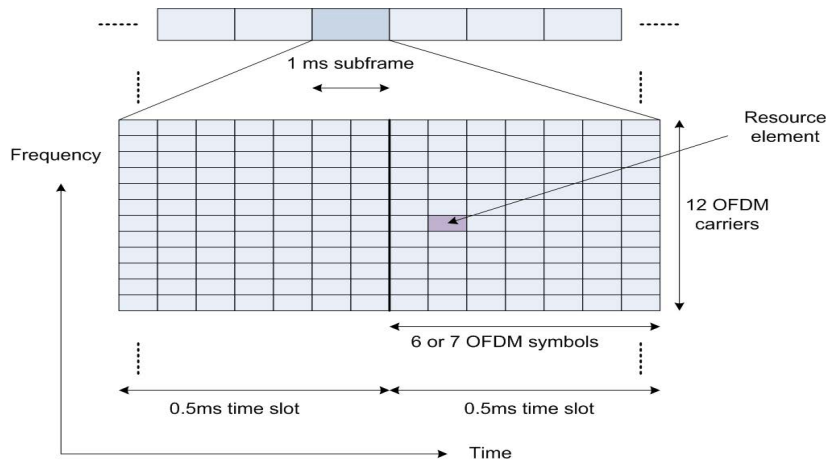


Figura 2.3: Granularidad señal LTE en tiempo-frecuencia

Con la figura 2.3 como referencia, donde se desglosa un par PRB (en adelante PRB), se puede observar cómo el ancho de banda en frecuencia ocupado en LTE vendrá dado por una serie de parámetros definidos en el estándar (tabla 2.1).

2.1.2. Modulaciones

Otra gran ventaja que presenta LTE es que se pueden transmitir sobre cada uno de los símbolos OFDM los datos modulados con diferentes esquemas de modulación en cada uno de ellos, según se designe en la parte inteligente de la red dependiendo de la situación de cada móvil en un instante determinado. Para los canales de datos se permiten modulaciones tanto PSK (*Phase-Shift Keying*), concretamente la QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), idóneas para situaciones donde se busque robustez en la transmisión, como modulaciones QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), con las que se consiguen mayores tasas de transmisión, de las que se permiten varias introducidas a lo largo de las nuevas actualizaciones del estándar con 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM y hasta 1024-QAM.

Parámetro	Valor					
Ancho de banda (MHz)	1,4	3	5	10	15	20
Separación entre subportadoras (Δf)	15 kHz					
Frecuencia de muestreo (MHz)	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
# PRBs	6	15	25	50	75	100
# subportadora útiles	72	180	300	600	900	1200
# subportadoras en banda de guarda	52	105	211	423	635	847
Ancho de banda útil (MHz)	1,140	2,265	4,515	9,015	13,515	18,015

Tabla 2.1: Parámetros configurables de la señal LTE

2.1.3. Generación de señal

Por último, y englobando todos los términos previamente descritos, se tiene la expresión analítica cerrada de la generación de señal LTE. Es una adaptación de la formulación genérica de OFDM para incluir sobre ella los parámetros concretos de LTE y además eliminar la portadora central. Matemáticamente, la generación de la señal en tiempo para el puerto de antena p y el símbolo l sería [9]:

$$s_l^p(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor}^{-1} a_{k^{(-)},l}^p \cdot \exp^{j2\pi k \Delta f (t - N_{CP,l} T_s)} + \sum_{k=1}^{\lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor} a_{k^{(+)},l}^p \cdot \exp^{j2\pi k \Delta f (t - N_{CP,l} T_s)} \quad (2.1)$$

$$k^{(-)} = k + \lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor \quad (2.2)$$

$$k^{(+)} = k + \lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor - 1 \quad (2.3)$$

donde $s_l^p(t)$ es la señal en tiempo en el puerto de la antena p para el símbolo l , $a_{k^{(-)},l}^p$ es el contenido del elemento (k, l) para el puerto p , N_{sc}^{RB} es el tamaño de un RB, expresado en número de subportadoras, N_{RB}^{DL} es la configuración de ancho de banda expresada en términos de N_{sc}^{RB} , T_s es el tiempo de símbolo, $N_{CP,l}$ es la longitud del prefijo cíclico para el símbolo l y Δf es la separación entre suportadoras (15 kHz).

Dada la naturaleza de la expresión, la modulación, al igual que en los transmisores OFDM básicos, se llevará a cabo mediante la *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) [4, págs. 179-183], siendo este método una forma más eficiente en términos de cómputo de calcular la señal modulada.

2.1.4. Características relacionadas con la misión crítica

Una vez descrita la forma de señal de LTE, se debe resaltar que fue un estándar de comunicaciones pensado para voz y datos en el ámbito comercial. En el caso concreto de aplicación para misión crítica, conviene destacar que no fue hasta la *release* 12 donde estos servicios tuvieron cabida dentro del estándar.

El parámetro fundamental gracias al cual es posible definir estos servicios críticos en un tecnología que fue pensada para comunicaciones comerciales es el QCI (*QoS Class Identifier*) [4, págs. 121-125]. Los QCI, en general, permiten al sistema proveer a cada portadora de datos de una calidad de servicio (QoS) apropiada para satisfacer las necesidades de tráfico que tenga que soportar. Cada QCI lleva asociados unos valores: tipo de portadora (de tráfico garantizado (GBR) o no garantizado (Non-GBR)),

prioridad, retardo máximo y tasa de pérdida de paquetes, que los hacen idóneos para unos servicios u otros. Estos QCI empezaron siendo 9 (1 a 9 en la tabla 2.2) en los albores del estándar, centrándose en las comunicaciones comerciales de voz y datos únicamente. Como se ha comentado, fue en la *release* 12 cuando se produjo la inclusión por parte del 3GPP de 4 nuevos valores dedicados a servicios de misión crítica.

Como figura en la mencionada tabla 2.2, estos fueron el 65, 66, 69 y 70, donde destacan fundamentalmente el 65 y 69 que conjuntamente están pensados para proporcionar el servicio MCPTT (*Mission Critical Push-To-Talk*), que es uno de los servicios más destacados en comunicaciones profesionales y piedra angular de otros sistemas de comunicaciones para misión crítica como se verá más adelante en este trabajo.

Además, en la *release* 14 se introdujeron dos nuevos QCI (75 y 79) pensados para comunicaciones vehiculares (V2X). Por último, en las *release* 15 y 16, se definieron también el QCI 67 y 80 en la primera y del 71 a 76 en la segunda. Por detallar, el 67 se propone para el plano de usuario de los servicios de vídeo para misión crítica (CCTV) y el 80 es planteado para los nuevos servicios 5G relacionados con las aplicaciones eMBB (*Enhanced Mobile BroadBand*) de baja latencia y servicios de realidad aumentada. Junto a ellos, en la *release* 15 hay otros 4 QCI nuevos para portadoras GBR, en los que se definen nuevas características como es el máximo volumen que puede tener cada ráfaga de datos (pensado para difusión en mensajes a grupo) y la ventana de promediado de la tasa de transmisión, que define la duración de la ventana deslizante sobre la que se calculan los valores de GBR y MBR [10]. Los 4 QCI añadidos en la *release* 16 soportan los servicios de streaming en directo en el uplink (FLUS: Framework for Live Uplink streaming), que ofrecen un abanico mayor de posibilidades de QoS sobre los enlaces radio.

Existe además un parámetro que quizá pudiera pasar desapercibido en la primera definición del estándar, pero no es así cuando se trata de emplear LTE en misión crítica. Este es la cantidad de portadoras radio de datos que pueden ser establecidas simultáneamente por un UE (User Equipment), como muestra la figura 2.4. En el caso de comunicaciones comerciales, esto no es un problema, porque rara vez un dispositivo móvil de bolsillo va a trabajar en más de 8 servicios a la vez (máximo número de portadoras posibles hasta la *release* 14), pero si se trata de un equipo para tareas de misión crítica, como podría ser un tren conectado a la red LTE, el número de conexiones o servicios activos a la vez puede incrementar, dado que se multiplican las

QCI	Tipo de bearer	Prioridad	Retardo máximo del paquete (ms)	Tasa de pérdida de paquetes (%)	Ejemplo de posible uso
1	GBR	2	100	10^{-2}	VoIP conversacional
2		4	150	10^{-3}	Video conversacional (live streaming)
3		3	50	10^{-3}	Juego en tiempo real
4		5	300	10^{-6}	Video no conversacional (buffered streaming)
65		0,7	75	10^{-2}	Voz Push To Talk (plano de usuario) para misión crítica (MCPTT)
66	2	100	10^{-2}	Voz Push To Talk (plano de usuario) para misión crítica	
5	Non-GBR	1	100	10^{-6}	Señalización IMS
6		6	300	10^{-3}	Video (buffered streaming), servicios basados en TCP como email, chat, ftp, etc.
7		7	100	10^{-6}	Voz, vídeo (live streaming), juego interactivo
8		8	300	10^{-6}	Vídeo, servicios basados en TCP como email, chat, ftp, etc
9				10^{-6}	
69		0,5	60	10^{-6}	Señalización sensible al retardo en misión crítica (p.ej. señalización MCPTT)
70		5,5	200	10^{-6}	Datos para misión crítica (p.ej. los mismo servicios que QCI 6/8/9)

Tabla 2.2: Valores de QCI en la *release* 12 y 13

funciones que puede desempeñar el equipo al mismo tiempo (ahora el equipo es un tren entero). En la *release* 15 se aumenta este número de portadoras de datos activas simultáneamente a 15, dando un mayor grado de flexibilidad a los equipos conectados.

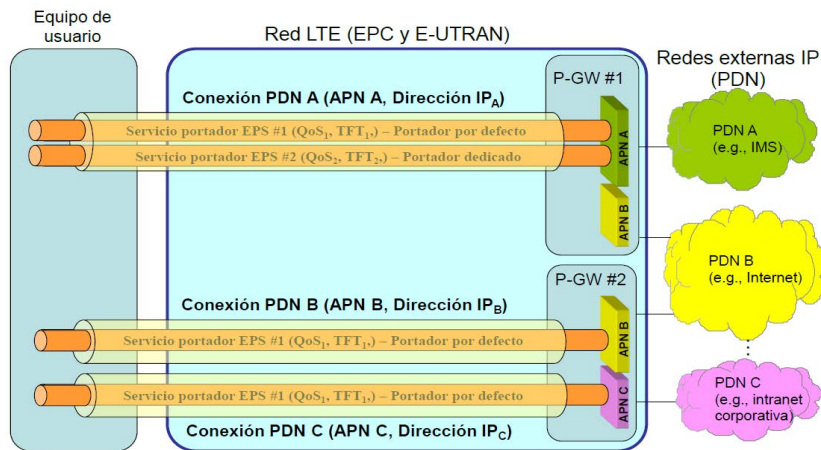


Figura 2.4: Conexión entre el UE y las redes externas mediante portadoras radio por defecto y dedicadas [4].

Otro aspecto fundamental del estándar que permite garantizar una calidad del servicio proporcionado a todos los usuarios a los que se da cobertura en una situación crítica es el ICIC (Inter-cell Interface Coordination) [5, 6]. ICIC se basa en la aplicación, de forma coordinada entre eNBs contiguos, de restricciones en las decisiones de asignación de recursos radio efectuadas por el *scheduler* de cada eNB. El objetivo es que se pueda realizar un despliegue con reuso unidad de frecuencias, es

decir, que celdas adyacentes usen la misma frecuencia de portadora, pero se eviten interferencias en los solapamientos de cobertura, o lo que es lo mismo, la SINR (*Signal to Interference Noise Ratio*) vista por esos usuarios en el límite de la celda aumente.

Esta técnica puede ser *hard* o *soft*, asignando las potencias a los recursos radio en la banda disponible como muestra la figura 2.5. En este TFM las situaciones serán las conocidas como *soft*, donde parte del ancho de banda útil transmite con más potencia que otros, justo en las zonas coordinadas con otros eNB para crear ortogonalidades entre señales.

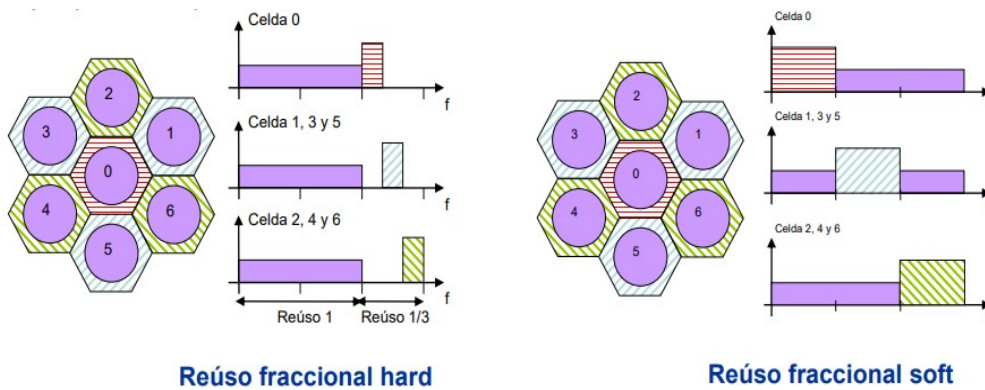


Figura 2.5: Reuso unidad con coordinación entre celdas.

Por otro lado, y de manera incluso más simple, esta explicación de posible aplicación de los escenarios donde unos PRB transmiten con más potencia que otros podría definirse como la necesidad de dar cobertura a un usuario de un operativo ubicado en el límite de la celda de la estación transmisora que proporciona el servicio crítico, aunque no hubiese otras celdas adyacentes interferentes. El usuario allí ubicado generará en la estación base una demanda de potencia mayor en sus PRBs para conseguir recibir señal suficiente en su posición límite [11], manteniéndose la potencia de los PRBs asignados a otros usuarios en un nivel normal para evitar hacer un uso ineficiente de los recursos energéticos en el transmisor. Claramente, al igual que en el caso del ICIC, estamos en una situación donde va a existir un cambio abrupto en la potencia entre PRBs dentro del mismo ancho de banda, siendo necesaria una evaluación de esta nueva situación de señal.

Pese a las modificaciones realizadas con vistas a introducir todos los servicios críticos en el estándar LTE, sigue habiendo algunas deficiencias en determinados servicios básicos en comunicaciones profesionales, como la voz, que hacen complicado por ahora que sistemas originales dedicados a las comunicaciones críticas queden desbancados pese a los beneficios que esa convergencia traería para proveedores de servicios a la

hora de desplegar y licitar estos sistemas de comunicaciones [12, 13, 14].

2.2. TETRA (*TErrestrial Truncked Radio*)

TETRA (*TErrestrial Truncked Radio*) es el estándar digital europeo elaborado por el ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) para comunicaciones móviles por radio privadas (PMR), que ofrecen servicios de radiocomunicaciones profesionales. Este estándar, y algunos otros como el DMR (*Digital Mobile Radio*) o la versión americana de estos, P25, presentan características para satisfacer las necesidades concretas de los usuarios en entornos profesionales y críticos.

2.2.1. Características físicas y estructura de la señal

TETRA es un sistema de comunicaciones móviles digital, como LTE, pero concebido desde un punto de vista totalmente distinto. Las transmisiones son dúplex FDD (*Frequency Division Multiplexing*), separándose los canales de recepción y transmisión a una distancia fija, D en la figure 2.6, que dependiendo de la banda de frecuencia será de 10 MHz o 45 MHz.

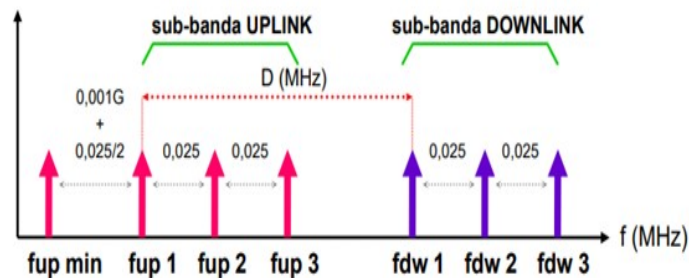


Figura 2.6: Canales en UL y DL para TETRA.

Estas bandas están definidas en frecuencias bajas (banda UHF, VHF como muestra la tabla 2.3) de forma que las transmisiones en la interfaz aire sean más robustas y se puedan realizar despliegues con un menor número de estaciones transmisoras.

Servicios de Emergencia			Servicio Público		
Número	Pareja de Frecuencias (MHz)		Número	Pareja de Frecuencias (MHz)	
	Banda 1	Banda 2		Banda 1	Banda 2
1	380-383	390-393	1	410-420	420-430
2	383-385	393-395	2	870-876	915-921
-	-	-	3	450-460	460-470
-	-	-	4	385-390	395-399.9

Tabla 2.3: Frecuencias de trabajo sistema TETRA

Desde un punto de vista de flexibilidad en la señal, TETRA no ofrece la versatilidad que LTE consigue con OFDM. En este caso, solo se definen subportadoras individuales de 25 kHz de ancho de banda, con separación mínima entre ellas de 25 kHz, como también muestra la figura 2.6, y en cada una el acceso es múltiple con multiplexación temporal (TDMA). En cada portadora aparece una trama, como se ilustra en la figura 2.7, constituida por 4 intervalos de tiempo (*slots*). Cada slot tiene una duración de 14,167 ms. TETRA soporta servicios de voz y datos en modo comunicación de circuitos y los de datos también en modo conmutación de paquetes.

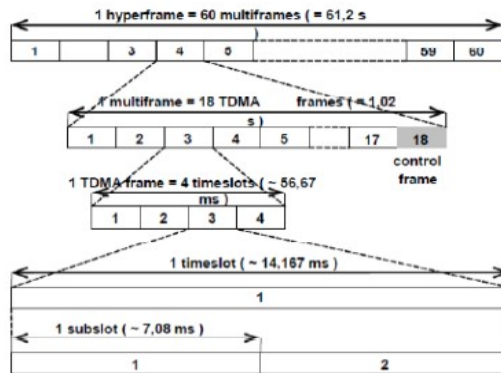


Figura 2.7: Estructura temporal de un frame en TETRA [15].

2.2.2. Modulación y generación de la señal

De nuevo, robustez y estabilidad por encima de la versatilidad de LTE. La modulación empleada aquí es una sola. Es diferencial, $\pi/4$ -DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*), que permite una demodulación muy sencilla. Los símbolos de la modulación se obtienen según (2.4), mediante una modificación con desplazamiento de fase siguiendo la tabla 2.4.

$$s_k = s_{k-1} \cdot e^{j\Delta\Phi_k} \quad (2.4)$$

Existe además una exigencia técnica importante en la transmisión de la señal, como el rechazo al canal adyacente, que debe ser superior a 60 dBc en el primer

b_{2k-1}	b_{2k}	$\Delta\Phi_k$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$+3\pi/4$
0	0	$+\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Tabla 2.4: Desplazamiento de fase para obtención de los símbolos en la constelación $\pi/4$ -DQPSK.

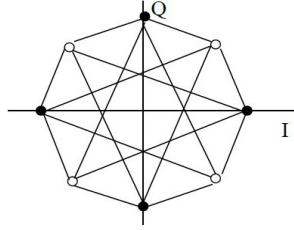


Figura 2.8: Constelación de la modulación $\pi/4$ -DQPSK.

canal adyacente y mayor a 70 dBc en el segundo, lo que permite hacer un mayor uso del espectro al poder transmitir en canales contiguos, al contrario que en tecnologías como GSM (*Global System for Mobile communications*) donde es necesario dejar dos canales libres debido a la interferencia en canal adyacente. A su vez, esto provoca la necesidad de emplear técnicas de linealización de los amplificadores del transmisor.

Estas propiedades que caracterizan técnicamente al estándar hacen que la tasa máximo pico que pueda ofrecer sea de exactamente 36 kbps en la interfaz aire, muy lejos de los centenares de Mbps ofrecidos en LTE.

2.2.3. Características relacionadas con la misión crítica

Pese las diferencias latentes entre LTE y TETRA, no hay que compararlos necesariamente para anteponer uno por delante del otro, dado que los requisitos que cumplen cada uno de ellos son diferentes y más apropiados para determinados escenarios en un caso o en el otro, más si comparamos la forma en que fueron concebidos.

TETRA no puede garantizar las elevadas tasas de transmisión que sí están soportadas en LTE, pero las bases sobre las que fue planteado lo hacen un sistema único para misión crítica, mucho más eficiente y robusto. Estas características son las que los nuevos QCI tratan de introducir en LTE. Así pues, TETRA como todos los sistemas que prestan servicios PMR, ofrece de base fiabilidad para garantizar siempre la calidad o el grado de servicio y debe tener la capacidad para transmitir voz y datos, aunque sea a tasas inferiores. Entre los requisitos fundamentales de estos sistemas y lo que los hace exclusivos para comunicaciones profesionales está la posibilidad de hacer llamadas punto a punto, grupales y de difusión (*broadcast*) fundamentales para la gestión de equipos; el establecimiento de llamada rápido, sumado al establecimiento de llamadas mediante PTT (*Push-To-Talk*) donde rápidamente los usuarios mandan sus mensajes de voz a los integrantes de su grupo que los reciben sin necesidad de aceptar la llamada con un retardo muy pequeño (<300 ms típicamente). Otro aspecto clave que se ha citado en la introducción es que se garantiza cobertura en toda la zona

de operación, eliminando problemas de usuarios en el límite de celda como ocurre en LTE. Otros aspectos menos técnicos pero también requeridos en sistemas PMR son la larga duración de las baterías, la flexibilidad del sistema con posibilidad de escalado, un bajo coste de la propiedad de todo el sistema (infraestructura y terminales), seguridad, prioridades de llamadas, comunicaciones con otras redes, la facilidad de licencia en el lugar de operación debido a un espectro congestionado como se ha puntualizado también anteriormente y por último el control propio del sistema por parte del usuario PMR.

Por último, en TETRA existen tres modos de operación: TMO (*Trunked Mode Operation*), DMO (*Direct Mode Operation*) e Híbrido TMO-DMO. El DMO permite al sistema desmarcarse de la necesidad empírica de infraestructura para su funcionamiento, la cual es requisito fundamental en comunicaciones sobre LTE o 5G-NR. Los híbridos, como muestra la figura 2.9 pueden hacerlo solo en parte, ya que parte de la comunicación recae sobre una antena.

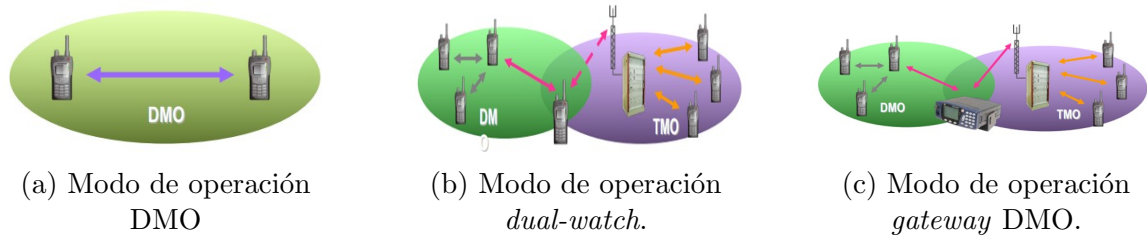


Figura 2.9: Modos de operación sin infraestructura o híbridos posibles en TETRA.

Por lo tanto, pese a las limitaciones técnicas en cuanto a tasa de transmisión que el sistema TETRA presenta, es sumamente ventajoso a la hora de establecer llamadas, tanto individuales como en grupo o enviar mensajes de estado, tareas que o bien no están siquiera definidas en el estándar LTE u ocupan de manera ineficiente los recursos disponibles como se comentó al final de la anterior sección.

Capítulo 3

Escenarios de señal y bancos de pruebas

La parte experimental que este TFM propone está basada en la evaluación de la señal LTE en alguno de los escenarios que podrían darse en una situación de misión crítica. Para ello, se estudia cómo afectan a la señal recibida transmisiones con variaciones de potencia abruptas, necesarias para garantizar el servicio de todos los usuarios en la celda o con cambios en la modulación de los PRBs, y cómo la agregación de portadoras de banda estrecha (TETRA) en la banda de guarda de la señal LTE afectarían sobre un *front-end* RF, buscando con estas portadoras un incremento en la capacidad del sistema profesional desplegado, a costa de un escenario más complejo en transmisión.

Además de plantear un *front-end* RF sobre el que poder evaluar las señales, es necesario crear esas situaciones de señal, o escenarios de señal, con los que se cubran casos reales de transmisión en un despliegue multicelular de LTE, donde se maximice el uso de la red, y se satisfagan las necesidades de todos los usuarios, además de aprovechar al máximo el espectro de la banda asignada empleando hasta la banda de guarda si fuese necesario.

La configuración del escenario de señal propuesta emplea como señal principal una LTE de 5 MHz de ancho de banda (25 PRBs en consecuencia, según la tabla 2.1), modulación 64-QAM en todos los recursos, con asignación completa de PRBs (todos los recursos radio están transmitiendo) pero incorporando en algún caso esas variaciones de potencia entre grupos de PRBs. Finalmente, para maximizar el uso de la banda asignada se agregarán portadoras en la banda de guarda que serán portadoras de banda estrecha TETRA.

3.1. Escenario A: variaciones en los PRBs de la señal LTE

En este primer escenario se pretende evaluar cómo las demandas que LTE exige al incorporar técnicas como la ICIC en su estándar o simplemente la posibilidad de transmitir a algún usuario con más potencia, afectan en una situación real a la degradación de cada PRB individualmente así como al conjunto de señal en cuanto a recrecimiento espectral. Además se contempla la posibilidad de emplear diferentes modulaciones entre los PRBs.

3.1.1. Banco de pruebas escenario A

Las pruebas realizadas se proponen sobre una cadena de transmisión fija (*front-end* RF) como la de la figura 3.1, compuesta por una tarjeta SDR (*Software Define Radio*) modelo AD9361 [16] conectada a una FPGA (*Field Programmable Gate Array*) y esta a un PC con MATLAB instalado. Todo ello actúa como transmisor radio pero definido por software como su nombre indica, existiendo la posibilidad de generar cualquier variación de señal que el estándar LTE permite desde el PC. La frecuencia de portadora elegida para transmitir es 1.815 GHz, correspondiente a la banda número 3 de LTE, conocida como DCS. Se emplea un driver inicial de Minicircuits ZX-60-P33ULN+ para elevar el punto de trabajo del amplificador principal, que también es de Minicircuits, modelo ZHL-4240. Las hojas de características de estos se pueden encontrar en el Anexo C así como las de los demás dispositivos utilizados en el montaje. Finalmente, previo paso por el atenuador para evitar dañar el *hardware* de medidas y adecuar los niveles al receptor, se obtienen los niveles de potencia recibidos y enviados con un osciloscopio de almacenamiento digital (Agilent Infiniium DSO90804A [17]) con el *software* VSA (*Vector Signal Analyser*) instalado. La señal recibida se captura de nuevo con la placa que actúa de receptor, ya que tiene una mejor resolución que el osciloscopio digital (12 bits frente a los 8 bits del Infiniium en los convertidores ADC) para en MATLAB llevar a cabo el correspondiente post-procesado de las señales (predistorsión digital o evaluación de prestaciones, según corresponda) y la demodulación.

3.1.2. Variaciones generadas

Inicialmente se va a permitir que la diferencia entre potencias de PRBs sea mayor que la estandarizada mostrada en la tabla 3.1. Un rango dinámico mayor permitiría

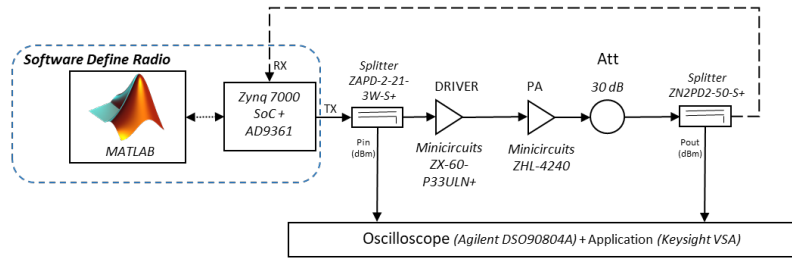


Figura 3.1: Banco de pruebas A.

alojar en algunos PRBs a usuarios con problemas casi insalvables para la recepción de la señal, siempre teniendo en cuenta los límites energéticos y de rango dinámico de la estación transmisora. Este aumento de la potencia podría ser ignorado en una situación comercial del estándar LTE, donde algún usuario puede perder cobertura unos instantes, pero dada la búsqueda de este TFM de su aplicación para misión crítica podría ser determinante para cumplir los requisitos previamente descritos que un sistema crítico exige. Los escenarios que para tal propósito se verifican son tres:

- Escenario A.1: elevación de potencia en los PRBs centrales, entre 0 y 10 dB. Los laterales mantienen a potencia constante (0 dB), como en la figura 3.2a.
- Escenario A.2: elevación de potencia en los PRBs laterales, entre 0 y 10 dB. Los centrales mantienen a potencia constante (0 dB), como en la figura 3.2b.
- Escenario A.3: mayor potencia en los 13 primeros PRBs (variación entre 0 y 10 dB), manteniéndose constante la potencia de los 12 últimos (0 dB), entendiéndose por primeros los de frecuencia más bajas y últimos los de frecuencia más altas alrededor de la frecuencia de portadora elegida, como muestra la figura 3.2c.

Por último, se evaluará en el escenario A.3, como afecta colocar dos modulaciones diferentes, una para los primeros 13 PRBs y otra para los últimos 12, con todas las posibles combinaciones ofrecidas por los esquemas de la tabla 3.1, ya que es posible

Esquema de modulación empleado en el RE	Rango dinámico de potencia entre REs (dB)	
	límite inferior	límite superior
QPSK (PDCCH)	-6	+4
QPSK (PDSCH)	-6	+3
16QAM (PDSCH)	-3	+3
64QAM (PDSCH)	0	0

Tabla 3.1: Control del rango dinámico de potencia entre recursos elementales (RE) en la estación base de la red E-UTRA

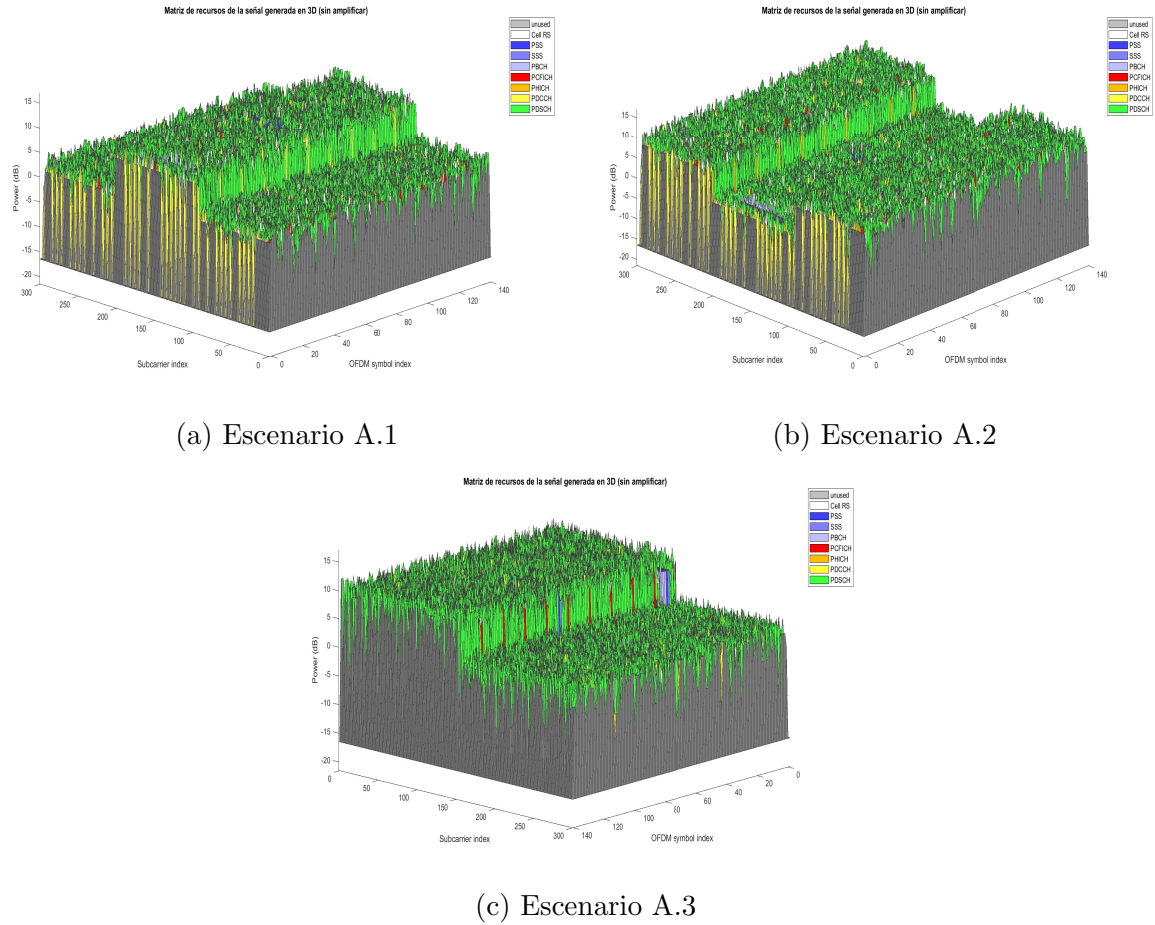


Figura 3.2: Matriz de recursos radio según el escenario propuesto, en el punto de elevación +9 dB.

que a un usuario que está en dificultades de recepción le beneficie más una modulación menos exigente como la QPSK que a otro que está en condiciones óptimas, para garantizar la comunicación.

El objetivo final de este apartado es analizar cómo afecta la potencia superior de un PRB a sus adyacentes y cómo dependiendo de dónde se coloquen esos PRBs con niveles más altos de potencia pueden afectar al global de la señal. Este análisis es fundamental ya que nunca antes se ha prestado especial atención a cómo estas variaciones que tanto el ICIC o la posibilidad de lograr un mayor alcance exigen, podrían llegar a afectar internamente a la señal en términos de EVM o globalmente en términos de ACPR.

3.2. Predistorsión digital en el escenario A

A modo de presentar la posibilidad de mejorar los resultados obtenidos en los anteriores supuestos, se propone aplicar predistorsión digital a las señales

transmitidas en la cadena RF, para contrarrestar las no linealidades propias de un amplificador de potencia (PA), de forma que los parámetros que evalúan la calidad de la señal mejoren independientemente de las variaciones que se hagan en cada escenario.

En el capítulo siguiente se muestran los resultados de este procesado de señal, que podría ser imprescindible realizar en el caso de querer abordar las situaciones comentadas de ICIC o cubrir toda la celda de la estación transmisora, respetando los límites del estándar respecto a EVM mostrados en la tabla 3.2. Además de cumplir con dicha restricción si el EVM mejora, se alcanzarían mayores tasas de transmisión, ya que el ratio de señal a ruido e interferencia incrementaría, y por tanto, el *throughput*, según la fórmula 3.1:

$$R_b = B \cdot \log_2(1 + SINR) \quad (3.1)$$

donde R_b es la tasa de transmisión en bits o *throughput*, B el ancho de banda disponible y $SINR$ el ratio señal a ruido e interferencia. Por lo tanto, si aumenta $SINR$ en la ecuación, aumenta R_b .

Existen numerosas técnicas de modelado de las no linealidades de un amplificador que no tienen en cuenta los efectos de memoria del mismo, suficiente para un caso como este donde se manejan anchos de banda relativamente pequeños (<5 MHz). Algunos modelos, como el propuesto por Saleh en 1983 tienen en cuenta las conversiones amplitud a amplitud (AM/AM) y las de amplitud a fase (AM/PM), que hacen referencia a los efectos de compresión que se producen para niveles altos de la señal de entrada y al efecto de desplazamiento de la fase en función del nivel de señal a la entrada del amplificador, respectivamente. Otros modelos, como el de Rapp, asumen que la distorsión en fase será suficientemente pequeña como para eliminarla de la ecuación. En este trabajo se emplea un modelo sencillo como es el polinomial sin memoria (PM) [18, págs, 71-12], dado que en el ancho de banda aquí propuesto será suficiente para ver una primera mejora de los resultados. Este no es más que una aproximación usando series de *Taylor* de orden K y tiene la ventaja de que no está restringido a un tipo

Esquema de modulación para el PDSCH	EVM máximo [%]
QPSK	17,5
16QAM	12,5
64QAM	8

Tabla 3.2: Requisitos de EVM máximo marcados por el estándar según modulación empleada en el enlace descendente.

concreto de amplificador. Viene definido por:

$$y_{MP}(n) = \sum_{k=1}^N a_k x(n) |x(n)|^k \quad (3.2)$$

donde N es el orden de no linealidad, a_k los coeficientes que definen el modelo y $x(n)$ e $y_{MP}(n)$ los instantes temporales de entrada y salida del sistema no lineal, respectivamente.

Estos modelos permiten extraer las características del predistorsionador digital a emplear, aplicándolos sobre estructuras específicas, que en este caso concreto será la indirecta como muestra la figura 3.3. La estructura indirecta ILA (*Indirect Learning Architecture*) es un método sencillo para calcular el DPD ya que permite emplear el método de minimización por mínimos cuadrados [19]. El proceso se ilustra en la figura 3.3, donde $x(n)$ e $y(n)$ son las muestras capturadas de entrada y salida respectivamente y $v(n)$ es la entrada al post-distorsionador donde se calculan los coeficientes del DPD. Estos coeficientes se copian en el pre-distorsionador para generar $u(n)$ que es la señal que compensa las no linealidades de la cadena RF. $v(n)$ se define como $v(n) = y(n)/G_{lin}$, con $G_{lin} = \alpha \cdot G_{RF}$ donde G_{lin} es la ganancia controlada compleja del sistema, α el factor de control de ganancia y G_{RoF} la ganancia compleja del sistema definida por $G_{RF} = \max(|y(n)|)/\max(|x(n)|)$. El factor α se usa para compensar la reducción de ganancia debida al proceso de linealización. Este factor puede ayudar a mejorar los resultados del DPD [20] a costa de perder potencia en el escenario linealizado.

Haciendo una revisión de la literatura especializada se pueden encontrar mejores modelos que podrían adaptarse incluso a esa variación de potencia o a situaciones con señales de un ancho de banda mayor donde la memoria del sistema creciese. Este no es el objetivo perseguido en el presente TFM, dado que solo se busca demostrar que con el modelo polinomial más básico ya se obtiene cierta mejora, abriendo así la posibilidad de emplear otros como su homólogo con memoria (MPM) o alternativas más específicas como los modelos coplanares (CPWL) [21, 22], de gran relevancia en la literatura actual.

3.3. Escenario B: señal LTE con agregación de portadoras TETRA en banda de guarda

Con el objetivo de maximizar el uso del espectro asignado en cada despliegue y aumentar la capacidad del mismo, en este TFM se propone agregar en la banda de

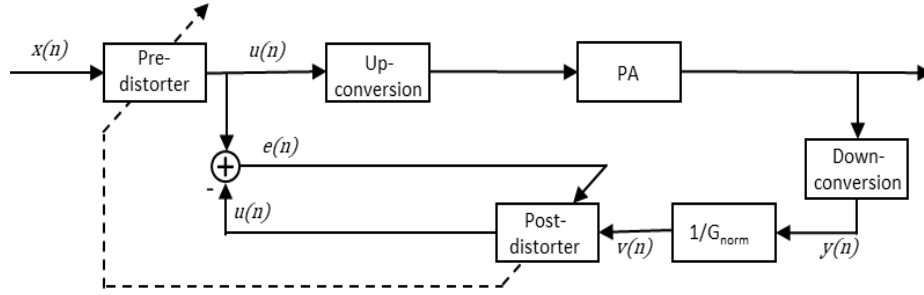


Figura 3.3: *Indirect Learning Architecture* (ILA) para obtener el predistorsionador.

guarda de LTE portadoras de otra tecnología como es TETRA, con las ventajas ya mencionadas que este tipo de señales proporcionan a un sistema de misión crítica.

3.3.1. Banco de pruebas escenario B

En este caso la cadena RF será la misma que la planteada en el escenario A, pero la parte generadora estará compuesta por el sistema SDR más un generador de señal modelo E4438C ESG de Agilent, que se encarga de la transmisión de la portadora TETRA (figura 3.4). Ambas señales se combinan en analógico antes de ser enviadas al *driver* con el primer *splitter* de la cadena en el combinador. En este caso, el proceso de demodulación se llevará a cabo con MATLAB para la parte de la señal LTE y con la aplicación VSA del osciloscopio digital para la portadora agregada TETRA, cuya interfaz gráfica se muestra en la figura 3.5.

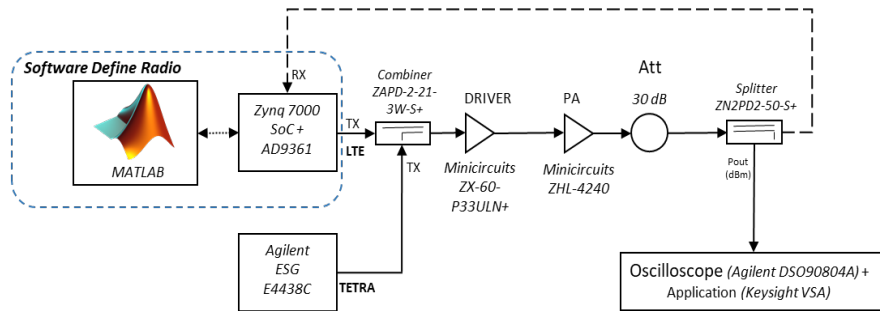


Figura 3.4: Banco de pruebas B.

3.3.2. Variaciones generadas

Para la evaluación de cómo afectan estas portadoras agregadas al conjunto de la señal y a ellas por separado, se colocarán a diferentes distancias frecuenciales del final del ancho de banda útil de la señal LTE (4,515 MHz en señales de 5 MHz, como se indica en la tabla 2.1). En este caso se emplea de nuevo una señal de LTE con todos sus recursos ocupados, pero sin las variaciones de potencia descritas en el escenario A,

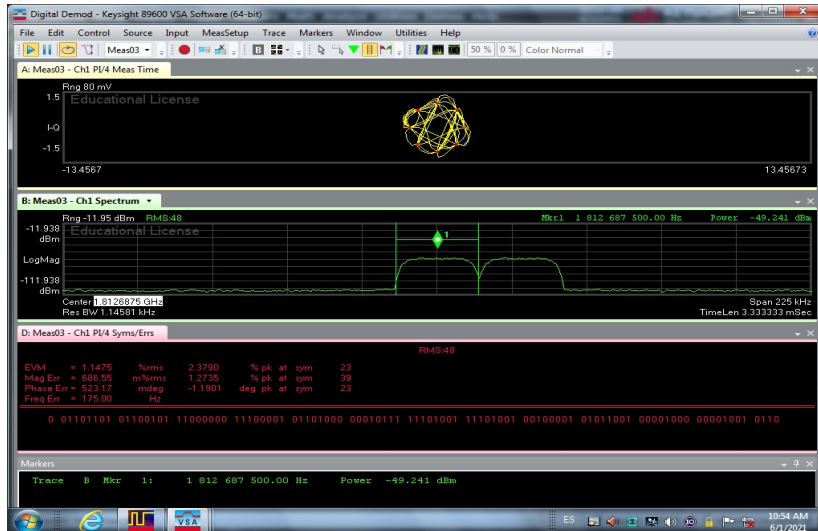


Figura 3.5: Interfaz gráfica de la aplicación VSA.

para verificar únicamente cómo puede perjudicar la agregación de portadoras según la distancia de estas al canal central LTE. La ubicación de las portadoras TETRA se muestra en la figura 3.6: el ancho de banda disponible es de 5 MHz y se propone dividirlo en tramos de 25 kHz (ancho de banda de la TETRA). De las 200 fracciones resultantes, donde las correspondientes a 4,515 MHz (181 subdivisiones) no pueden ser utilizadas porque allí se aloja la LTE, restan 19, que tienen que dividirse de manera simétrica a izquierda y derecha de la señal LTE, por lo tanto, se pueden alojar 9 portadoras en la banda de guarda izquierda y 9 en la derecha como máximo. El escenario se verificará solamente con las portadora agregadas a la izquierda de la señal LTE (frecuencias bajas de la frecuencia empleada de portadora 1,815 GHz) en la siguientes frecuencias: 1,8125125, 1,8125375, 1,8125625, 1,8125875, 1,8126125, 1,8126375, 1,8126625, 1,8126875, 1,8127125 GHz. Por simplicidad, se medirán las primeras 5 posiciones más cercanas a la señal LTE y la posición más alejada.

Al llevar a cabo el montaje, como la portadora agregada se combina en RF con la señal principal de LTE, habrá que tener en cuenta que al sumar ambas, si están generadas con la misma potencia media, la portadora TETRA será más prominente que la LTE en PSD (*Power Spectral Density*) al estar su potencia distribuida en un ancho de banda menor (25 kHz), como ilustra la figura 3.7. Por lo tanto, se variará la potencia de la portadora TETRA disminuyéndola a un punto intermedio entre la potencia máxima donde se produciría la igualdad de potencias y la potencia mínima donde se igualan en PSD. Se barre hacia arriba hasta un tercio de esa potencia máxima y elevando algún dB más la potencia de TETRA hasta ver el punto donde es viable transmitir la portadora agregada.

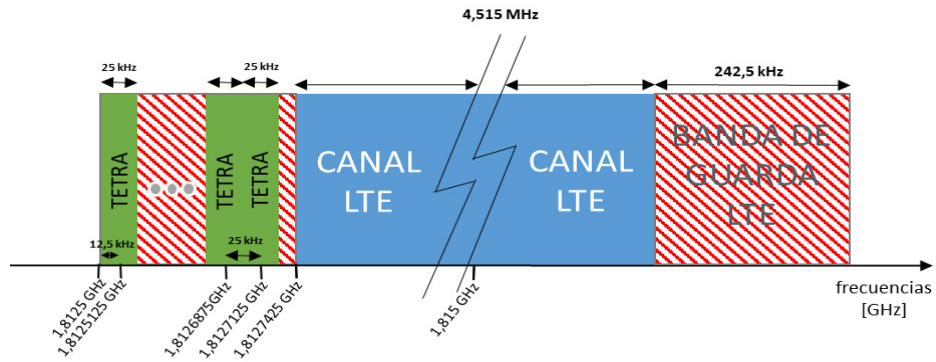


Figura 3.6: Colocación de portadoras TETRA de banda estrecha (25 kHz) en la banda de guarda de LTE, con el mismo nivel de PSD.

Por último, se evaluará en la condición de mismo nivel espectral, cómo afecta colocar dos portadoras TETRA en banda de guarda al mismo tiempo, que es un número de portadoras TETRA típico en un despliegue crítico.

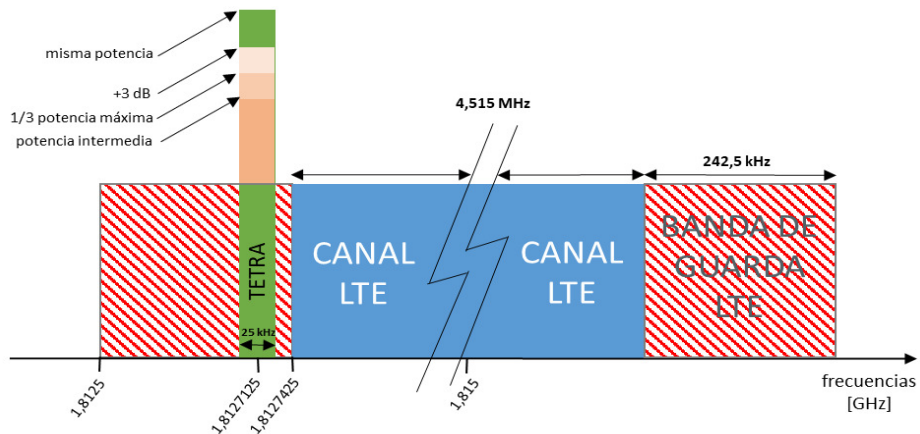


Figura 3.7: Variación de la potencia de la portadora TETRA para que no enmascare por completo a LTE.

El resultado final se valorará teniendo en cuenta cómo podría llegar a afectar esta situación internamente a ambas señales en términos de EVM.

Capítulo 4

Resultados

Una vez descritas aquellas situaciones de señal que pueden ser útiles para despliegues de comunicaciones críticas, se procede con la evaluación de las prestaciones que esas señales podrían llegar a ofrecer sobre un montaje RF como el descrito en el apartado anterior. Estos resultados se obtienen en el laboratorio de comunicaciones del edificio I3A (Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón) de la Universidad de Zaragoza con los montajes reales equivalentes a las figura 3.1 y 3.4 mostrados a continuación. Además se pueden ver más detalles de estos montajes en el Anexo A.

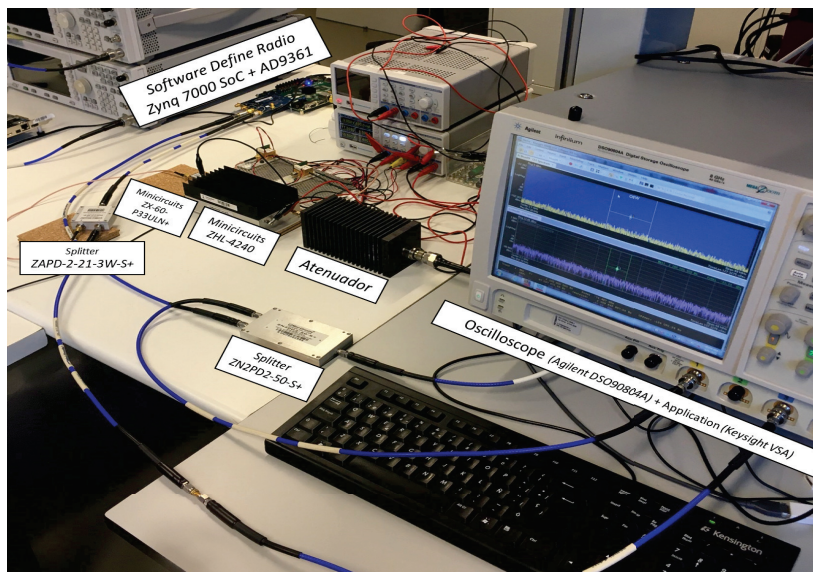


Figura 4.1: Banco de pruebas A con el instrumento de medida.

4.1. Medidas de evaluación de resultados

Antes de traer los resultados finales, se presentan a continuación las figuras de mérito que evaluarán la calidad del sistema de cuarta generación en los escenarios de misión crítica propuestos. Esta evaluación se va a hacer, principalmente, en términos

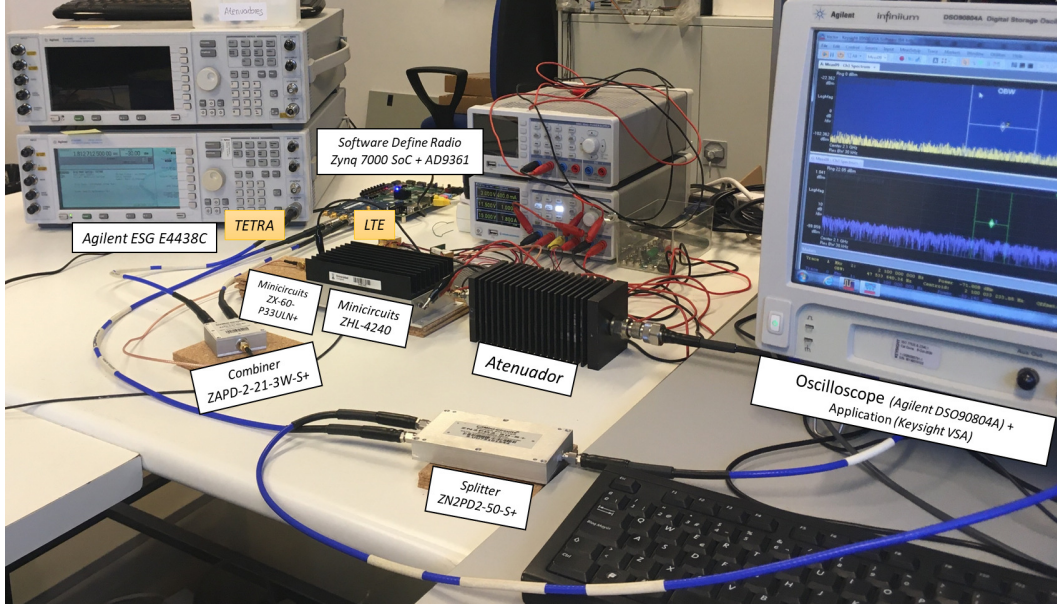


Figura 4.2: Banco de pruebas B con el instrumento de medidas.

de linealidad (ACLR) y de distorsión en banda (EVM). Por otra parte, como se van a generar múltiples configuraciones de la señal, se hace necesaria una caracterización de las propiedades de esta para poder justificar los efectos producidos o las condiciones en las que trabaja, por ejemplo el amplificador de potencia. Para ello se observarán las señales en frecuencia en los diferentes escenarios mediante su representación espectral y con la medida de potencia con la que se recibe cada una de las variaciones.

4.1.1. ACLR

El *Adjacent Channel Leakage Ratio* (ACLR) es un factor de mérito definido para evaluar el recrecimiento espectral fuera de banda que sufre la señal al pasar por un sistema no lineal. Se emplea también como requerimiento en muchos estándares a la hora de transmitir señales radio para que la inferencia con otros canales no afecte a otros usuarios del espectro. Se define como:

$$ACLR_{ady_p} = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{channel} |Y(f)|^2 df}{\int_{ady_p} |Y(f)|^2 df} \right), p = \pm 1, \pm 2 \quad (4.1)$$

donde $Y(f)$ es la transformada de Fourier de la señal a la salida del sistema no lineal, y p representa cada uno de los canales adyacentes. Las posiciones de estos canales son $f_0 \pm p \cdot BW$, siendo f_0 la frecuencia central del canal principal, BW el ancho de banda y $p \pm 1, \pm 2$. En las evaluaciones, únicamente se tendrán en cuenta los canales adyacentes $p \pm 1$, es decir, el inmediatamente izquierdo y derecho respectivamente a cada lado del canal principal. Esta explicación está representada en la siguiente figura:

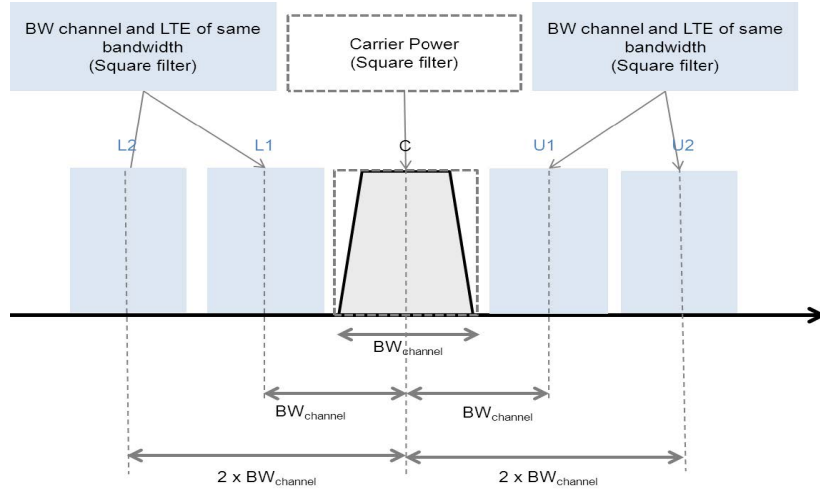


Figura 4.3: Canales adyacentes donde se mide la potencia fuera de banda debida al recrecimiento espectral.

4.1.2. EVM

Para medir la calidad de la señal en banda se empleará el *Error Vector Magnitude* (EVM). Esta medida permite cuantificar el error producido en los símbolos enviados al pasar por la cadena no lineal respecto a los de la constelación ideal. Se calcula como:

$$EVM(n)[\%] = \frac{\sqrt{I_{err}^2(n) + Q_{err}^2(n)}}{AverageSymbolPower} \times 100 \quad (4.2)$$

donde n es el índice del símbolo para el cual se calcula el error y $I_{err}(n) + jQ_{err}(n)$ el vector de error del símbolo enviado respecto al ideal. En el capítulo de resultados se mostrará el EVM_{rms} , que es la raíz cuadrada del promedio de los EVM de los N símbolos totales. La siguiente figura ilustra el cálculo del EVM por símbolo:

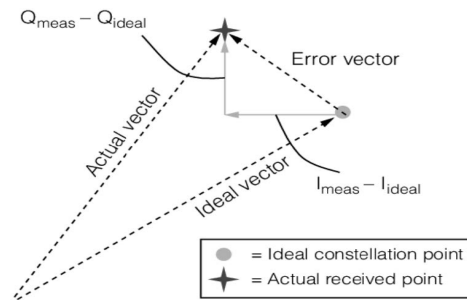


Figura 4.4: Operación geométrica para el cálculo del EVM por símbolo

4.2. Evaluación de los escenarios de señal propuestos

En este apartado se irá directamente a los resultados, empleando la nomenclatura del capítulo anterior a la hora de mencionar los escenarios.

4.2.1. Escenario A con y sin predistorsión digital

Estos resultados son el eje central del estudio realizado, y por tanto una buena referencia para el resto de medidas. La figura 4.5 muestra de forma clara la dinámica seguida de extracción de resultados: el EVM se dibuja frente a su evolución PRB a PRB y teniendo en cuenta las variaciones propuestas. Por simplicidad en las imágenes no se mostrarán todas las variaciones, de manera que reflejen a simple vista lo que se quiere representar. En el Anexo B se aglutinan todas las tablas de resultados para todas las variaciones, dejando constancia de todos los casos que se han evaluado.

Además, estos resultados se irán mostrando conjuntamente con los obtenidos tras emplear el predistorsionador digital (DPD) y dentro de la memoria solo se emplearán los puntos de trabajo más significativos según los autores. De nuevo, en el Anexo B se pone a disposición del lector todos los demás puntos del amplificador de potencia (PA) evaluados. Por último, se evaluará el ACLR de cada una de las situaciones, dependiendo del punto de trabajo empleado en el PA y de nuevo con y sin DPD.

Potencias y espectros

Como paso previo a poder ver resultados y asumirlos como correctos, hay que fijarse en la tabla 4.1 donde se muestra que todas las señales, independientemente de la variación de potencia empleada entre sus PRBs, tienen la misma potencia media en cada una de las 11 variaciones realizadas para un mismo punto de trabajo, ya que la desviación estándar de cada punto de trabajo es de centésimas como se ve en la última columna, garantizando que las fluctuaciones en las figuras de mérito que analizan la calidad de la señal dependen única y exclusivamente de las variaciones introducidas entre PRBs y no de cambios en la potencia transmitida o recibida, o lo que es lo mismo, cambios el punto de trabajo del PA. Esta distribución de potencia media se muestra en la figura 4.6, donde se puede observar que para el escenario A.1, donde a priori se genera la variación únicamente subiendo la potencia de los PRBs centrales (entre la subportadora 96 y 204, que son el principio del PRB 9 y el final del 17, respectivamente), para que todas las variaciones tengan la misma potencia media,

se sube y baja proporcionalmente cada zona de la señal, manteniendo los dB que se quería de variación, pero sin alterar la potencia de una variación respecto de otra que es lo que ocurre en el caso que se mantuviese la potencia de los PRBs de abajo a 0dB y se fuese subiendo +1dB las demás, donde cada variación iría teniendo un poco más de potencia media que la anterior.

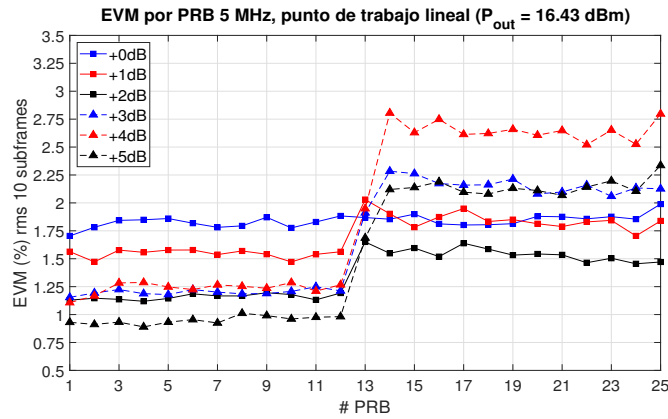


Figura 4.5: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3, para el punto de trabajo más lineal evaluado.

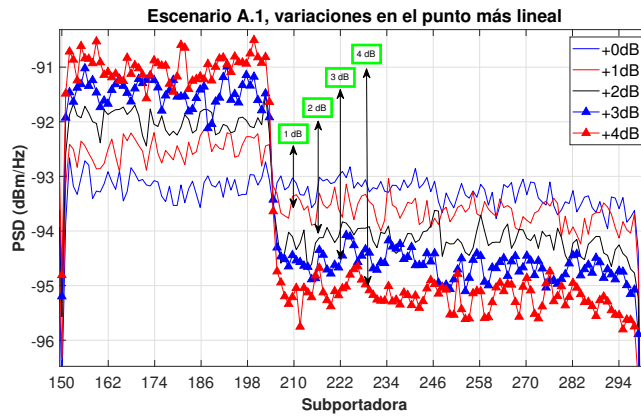


Figura 4.6: Ampliación de los cambios en el espectro de cada variación para el escenario A.1 en el punto más lineal, donde todas las señales mantienen misma potencia media, y por tanto el espectro sube y baja en lugar de solo subir en los PRBs centrales, forma por la cual cada variación tendría aproximadamente 1 dB más de potencia que la anterior.

En la tabla 4.1 se muestran también los 8 puntos de trabajo evaluados, que barren desde un punto más lineal del PA, donde la potencia recibida es menor, hasta una zona donde el amplificador trabaja cerca de saturación, pero la potencia obtenida es hasta 5,5 dBs superior. De estos puntos de trabajo, los elegidos para mostrar en esta memoria serán el 3 y el 7, ya que dan buena cuenta de lo que ocurre en una situación

Escenario	Punto de trabajo	Potencia a la salida (dBm) media de las 11 variaciones	Desviación estándar de las 11 variaciones
A.1	1	16,38	0,027
	2	17,44	0,054
	3	18,27	0,045
	4	19,39	0,059
	5	20,12	0,035
	6	21,04	0,031
	7	21,90	0,033
	8	22,66	0,024
A.2	1	16,33	0,067
	2	17,31	0,051
	3	18,30	0,046
	4	19,39	0,025
	5	20,16	0,038
	6	21,08	0,031
	7	21,92	0,050
	8	22,70	0,050
A.3	1	16,44	0,092
	2	17,41	0,093
	3	18,40	0,046
	4	19,39	0,059
	5	20,28	0,031
	6	21,14	0,041
	7	22,02	0,033
	8	22,79	0,050

Tabla 4.1: Potencias a la salida (sin contar los 30 dB del atenuador y los 6 dB de pérdidas de los *splitters*) en media de las 11 variaciones en cada punto de trabajo y para cada escenario, con la desviación estándar entre ellas.

más lineal pero con un buen nivel de potencia a la salida (18 dBm aproximadamente en todos los escenarios) y en una zona más saturada (22 dBm a la salida en potencia), pero sin llegar al límite del PA donde se pueden empezar a ver comportamientos anómalos del mismo, como reflejan las curvas AM/AM mostradas en la figura 4.7.

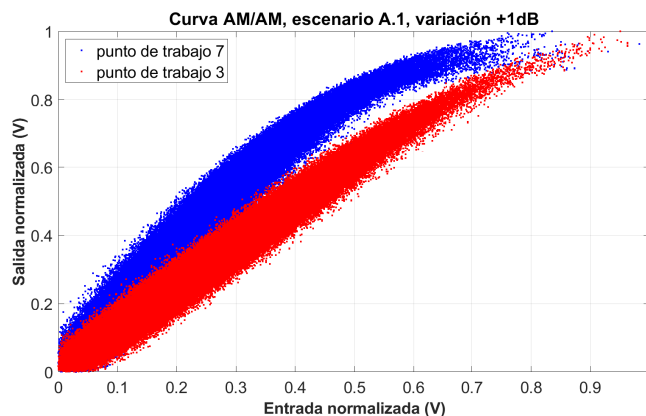


Figura 4.7: Puntos de trabajo más lineal (3) y saturado (7) que se van a mostrar en esta memoria.

EVM

Escenario A.1

La figura 4.8 muestra ya resultados en la situación más lineal (4.8a) y más saturada (4.8b) de las comentadas para el escenario A.1. Los resultados relativos a la predistorsión se almacenan en la tabla 4.2. Se observa claramente cómo un cambio en el punto de trabajo del amplificador incrementa la distorsión en banda de manera notable, pasando de un EVM de 2,75 % en la sexta variación en la figura 4.8a hasta un máximo de 12 % en el punto saturado mostrado en la figura 4.8b. Como se ilustró en la tabla 3.2 el límite de EVM máximo fijado por el estándar para un modulación 64 QAM como la aquí empleada era del 8 %, por lo que el punto saturado no cumple en muchos casos. A su vez, el predistorsionador actúa con una mejora de hasta 2,841 puntos en ese caso saturado como se observa en la tabla 4.2, con los beneficios que aplicar esta técnica brinda en términos de *throughput* total al mejorar el nivel de señal a ruido e interferencia que tiene la señal recibida. En el caso más lineal aplicar el DPD es contraproducente, ya que al predistorsionar se genera una señal con más distorsión que la original, que como se observa en la imagen 4.7 ya trabaja en un rango completamente lineal. Además, es innecesario mejorar más el EVM. La potencia de la señal linealizada a la salida se reduce 1,5 dB respecto a la potencia medida a la salida original sin predistorsión, teniendo aquí el compromiso entre potencia y prestaciones mencionado en el capítulo anterior cuando se presentó el predistorsionador.

El predistorsionador digital actúa de tal manera que corrige un porcentaje muy alto del error en el caso saturado, pero sigue manteniendo un EVM más alto en las zonas donde la potencia era inferior en las variaciones del escenario, salvando así el EVM en general de la banda pero no el particular de esos PRBs en la discontinuidad. Sobre todo, los PRBs 7 y 19, que están junto a la discontinuidad, pese al DPD, siguen presentando el EVM más alto. Esto es vital tenerlo en cuenta cuando se asignen recursos radio a la vez que se aplican técnicas como el ICIC o se asigna más potencia a determinados usuarios, ya que incluso haciendo uso de técnicas linealizadoras se puede incurrir en errores mayores en la señal de ciertos usuarios, con la consiguiente degradación de presentaciones del sistema para estos.

Escenario A.2

Siguiendo la misma línea explicativa de la situación anterior, la figura 4.9 muestra el caso del escenario A.2, donde los PRBs con más potencia se colocan en la zona

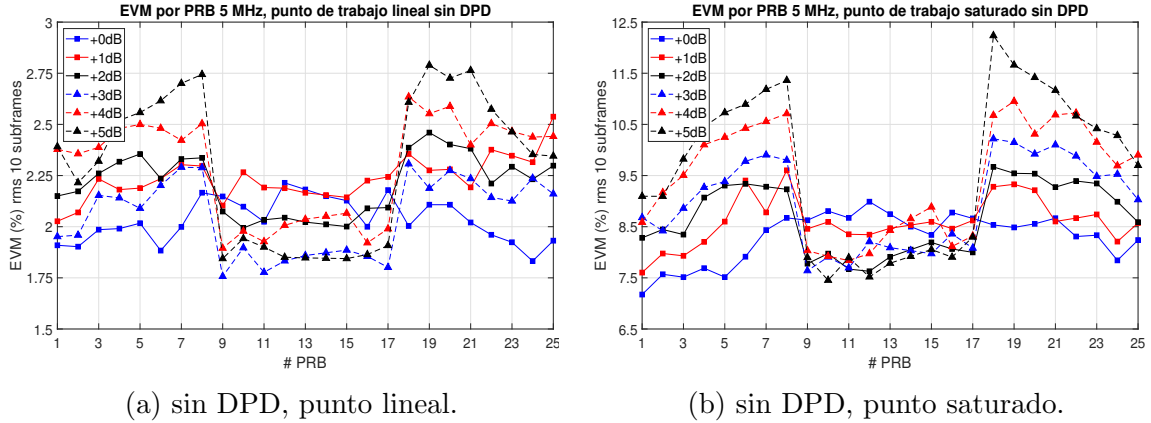


Figura 4.8: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.1.

Punto de trabajo	DPD	EVM/PRB[%]													EVM en media [%]
		1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	
saturado	sin	8,282	8,346	9,304	9,281	7,777	7,671	7,910	8,192	7,998	9,543	9,274	9,345	8,589	8,578
	con	6,426	6,234	6,576	6,453	7,731	6,349	6,723	6,452	7,231	6,702	7,072	6,946	7,432	6,794
	mejora	1,856	2,112	2,728	2,828	0,046	1,322	1,187	1,740	0,767	2,841	2,202	2,381	1,157	1,784

Tabla 4.2: Mejora del EVM por PRB y en media al aplicar el DPD en el escenario A.1 para la variación +3 dB.

exterior de la señal. La evolución del EVM va en consonancia con esa variación de potencia, al igual que se observaba en el escenario A.1. El salto en EVM debido a la discontinuidad en potencia es de en torno a 0,5 % en el caso lineal y alrededor de 3 puntos en el saturado. Esta diferencia se ve de forma muy clara en los resultados analizados para la variación +3dB en la tabla 4.3. Esta variación no es sin duda una de las más abruptas de las probadas, como se puede ver en el Anexo B, pero ya se ve un salto de más de 1,5 % entre el EVM del PRB 7 y el del 9. La mejora con el DPD es plausible, pero sigue existiendo diferencia entre los PRBs con más potencia y menos como en el escenario A.1, aunque con el beneficio de que todos los PRBs pasan a tener un EVM inferior al 8 %. Además, en este caso también se pierde 1,5 dB de potencia en el casos linealizado.

Punto de trabajo	DPD	EVM/PRB[%]													EVM en media [%]
		1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	
saturado	sin	6,813	7,156	7,546	7,774	9,468	9,526	9,629	9,711	9,426	7,875	8,085	7,533	7,596	8,318
	con	3,715	3,980	3,741	3,990	6,543	5,117	5,697	5,441	7,187	3,926	3,943	4,077	4,230	4,721
	mejora	3,098	3,176	3,805	3,784	2,938	4,409	3,932	4,27	2,239	3,949	4,142	3,456	3,366	3,597

Tabla 4.3: Mejora del EVM por PRB y en media al aplicar el DPD en el escenario A.2 para la variación +3 dB.

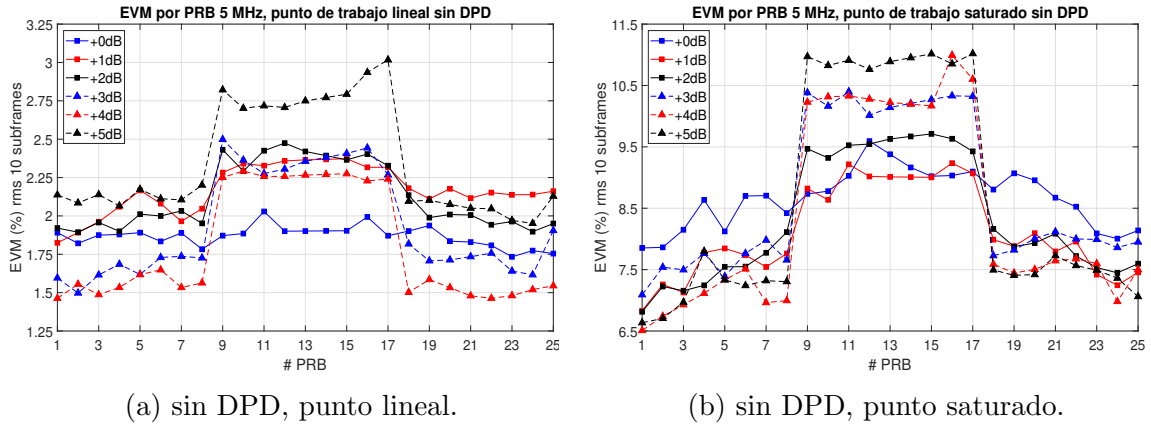


Figura 4.9: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.2.

Escenario A.3

Por último, cerrando el análisis de la distorsión en banda del escenario A, se muestra en la figura 4.10 los resultados correspondientes al escenario A.3, donde la variación va en escalón entre los primeros 13 PRBs y los últimos 12 de los 25 que forman la señal de 5 MHz en LTE. La tendencia es la misma, y los tanto por ciento obtenidos similares, siendo más importante aún si cabe en este escenario el salto de potencias, ya que se observa cómo en el punto de trabajo saturado el EVM de los PRBs alejados de la zona de transición empieza a caer hacia niveles de la parte de la señal donde la potencia de los PRBs es mayor, ofreciendo la posibilidad por tanto de no alojar usuarios en esa transición pero sí en la zona final de la señal, donde se están transmitiendo PRBs con una potencia inferior pero el EVM se recupera. En cuanto al DPD se puede destacar la gran mejora que se obtiene en los primeros PRBs, ofreciendo en esos sin duda una situación muy beneficiosa ya que el EVM desciende y la potencia es mayor. De forma paralela, el EVM de los PRBs con menos potencia que estaba por encima del 8% también cae por debajo de este umbral, cumpliendo así con la normativa. En este caso además solo se reduce la potencia en 1,2 dB respecto al punto inicial sin DPD.

Punto de trabajo	DPD	EVM/PRB[%]														EVM en media [%]
		1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25		
saturado	sin	6,930	6,926	7,292	7,636	7,929	8,101	8,294	9,744	9,926	9,737	8,490	8,456	8,560	8,309	
	con	3,963	3,909	4,045	4,134	4,093	4,325	6,555	7,181	6,732	6,870	6,599	6,563	7,057	5,540	
	mejora	2,967	3,017	3,247	3,502	3,836	3,776	1,739	2,563	3,203	2,867	1,891	1,893	1,503	2,769	

Tabla 4.4: Mejora del EVM por PRB y en media al aplicar el DPD en el escenario A.3 para la variación +3 dB.

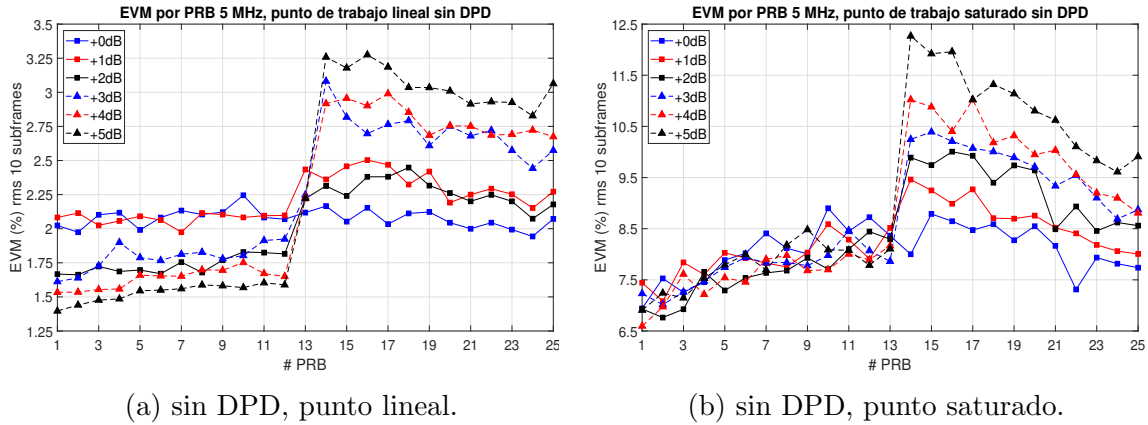


Figura 4.10: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3.

ACLR

Como se ha adelantado previamente, es también importante la evaluación de la calidad de la señal fuera de banda con la figura de mérito ACLR, que ofrece una visión global de la señal transmitida propuesta dentro de un espectro compartido como es el electromagnético. Además, es importante en este TFM dado que la propuesta de agregar portadoras en banda de guarda se hará de forma menos perjudicial para la portadora agregada en los casos donde la señal principal LTE genere menos recrecimiento espectral. Esta evaluación, como la del EVM, se ha llevado a cabo en varios puntos de trabajo del amplificador y para todas las variaciones de potencia mencionadas en el capítulo anterior, también en las tres propuestas del escenario A.

En la figura 4.11 se muestra el ACLR de los dos primeros canales adyacentes a izquierda y derecha del canal central de LTE para diferentes variaciones en el punto de trabajo saturado donde se ha mostrado también el EVM.

La figura 4.11 puede ayudar a interpretar dónde podría ser más beneficioso colocar las portadoras agregadas, o cuánto de necesario puede llegar a ser un DPD que reduzca el recrecimiento espectral en algunas situaciones como se ilustra en la figura 4.13, donde se muestran los espectros medidos de las señales con y sin el DPD. Simplemente evaluando los resultados, se observa cómo en el caso donde el aumento de potencia se lleva en las zonas exteriores de la señal (figura 4.11b), el ACLR es independiente de esa variación pero siempre en niveles muy inferiores de los 45 dBc que marca el estándar como requisito. Esto se debe a lo explicado en la figura 4.6 y la tabla 4.1, donde se comentaba que cada señal estaba transmitida con la misma potencia media independientemente de la variación empleada entre sus PRBs. Para esa distribución

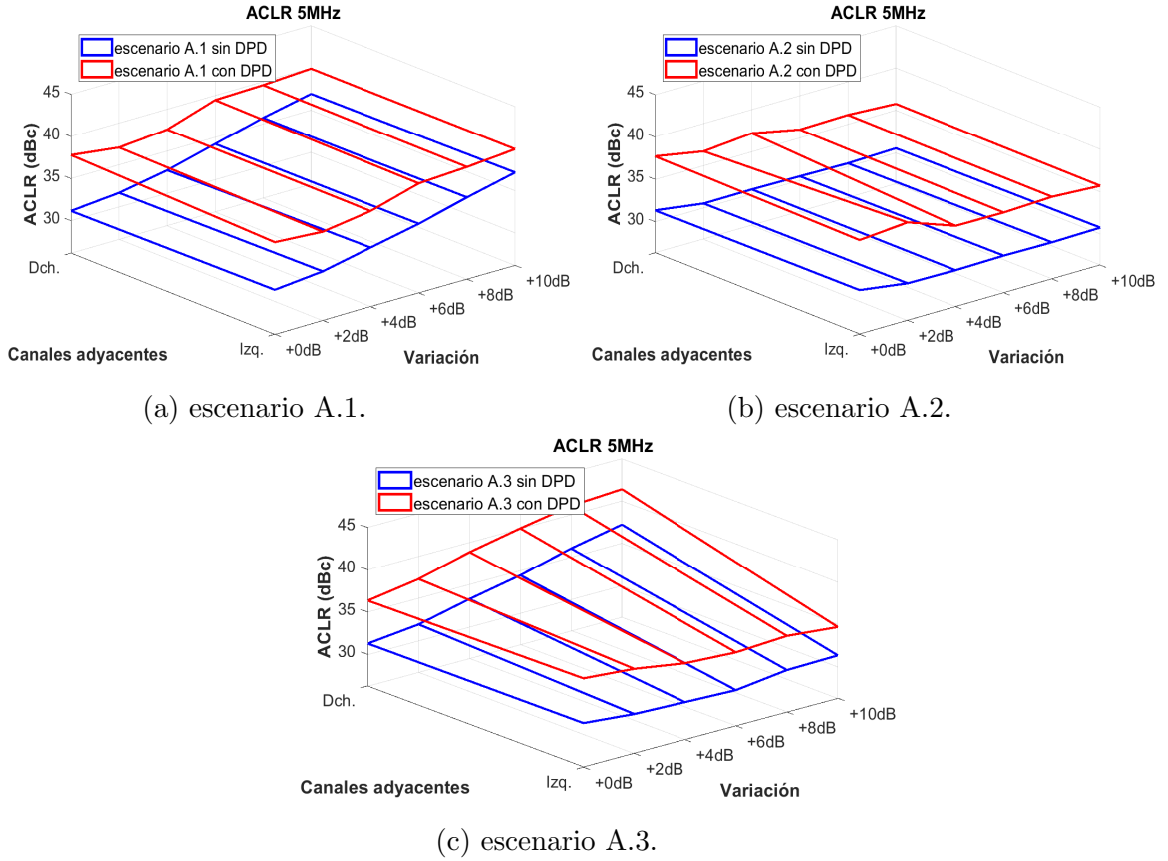


Figura 4.11: ACLR de los canales adyacentes izquierdo y derecho en cada escenario, en el punto de trabajo 7 ($P_{out} = 22$ dBm).

de la misma potencia media en todas las variaciones se disminuye la potencia de los PRBs centrales (como se ilustraba para el escenario A.1 en la figura 4.6), aunque manteniendo los saltos de +1dB entre la zona baja y la zona de más potencia, que en este caso está en los laterales del espectro, como se ve ahora en la figura 4.12, donde se refleja que para igualar la potencia de las variaciones lo que se hace es distribuir menos potencia en la zona central. La técnica linealizadora se hace fundamental en este caso para poder cumplir con la norma en ambos canales adyacentes, pero como se observa el modelo polinomial sin memoria es insuficiente para corregir cerca de 15 dB en ACLR, pese a que la mejora es sin duda apreciable en la imagen 4.13b.

Los resultados de las figuras 4.13a y 4.13c permiten explicar mejor el fenómeno fuera de banda asociado a las variaciones de potencia. En el escenario A.1, la mayor potencia se distribuye en los PRBs centrales de la señal, por lo tanto, la diferencia con los PRBs exteriores va incrementando con las variaciones propuestas, viendo como se reduce el ACLR en ambos canales adyacentes desde la primera variación hasta la última de las representadas, como se vio en la figura 4.6. Esto permite que el modelo polinomial propuesto como DPD sí que alcance para las últimas variaciones valores

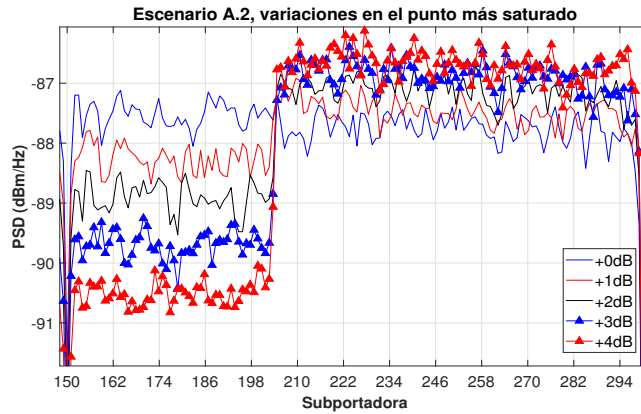


Figura 4.12: Ampliación de los cambios en el espectro de cada variación para el escenario A.2 en el punto más saturado, donde todas las señales mantienen misma potencia media, y por tanto el espectro sube y baja en lugar de solo subir en los PRBs laterales, forma por la cual cada variación tendría aproximadamente 1 dB más de potencia que la anterior.

cercanos a los 45 dBc de ACLR necesarios para cumplir con la norma. Por último, el escenario A.3 admite la misma explicación, con la diferencia de que el espectro es asimétrico (figura 4.13c) en potencia y por tanto la situación dada en ACLR es un híbrido entre lo que ocurre en el escenario A.2 en el canal adyacente izquierdo, donde se produce la elevación de potencia, y lo que ocurre en el A.1 en el canal derecho, donde se refleja la situación de PRBs con potencia más baja cerca del límite de banda. Sin duda aquí, agregar una portadora de banda estrecha en banda de guarda sin que su EVM se viese afectado sería ideal en el canal derecho y en la última de las variaciones, pero suponiendo esto la degradación del EVM de los PRBs finales de la señal LTE. Esta explicación con agregación de portadoras se verá en detalle a continuación.

Antes de pasar al escenario B, se muestran también los resultados relativos a la evaluación cuando ambas modulaciones son diferentes en el escenario A.3, es decir, los 13 primeros PRBs llevan una modulación y más potencia, y los últimos 12 siempre la misma potencia (+0dB) y otra modulación distinta. Hasta ahora, todos los casos mostrados son con 64QAM en todos los PRBs, pero este estudio es interesante ya que a priori, en los PRBs transmitidos con más potencia se va a alojar a usuarios con mayor dificultad para mantener la comunicación, por lo tanto enviarles también una modulación exigente como la 64QAM parece un tanto contradictorio. La figura 4.14 muestra los resultados para una serie de variaciones de potencia en una combinación de 16QAM-64QAM. Se ha relajado la modulación de los PRBs con más potencia de 64QAM a 16QAM, abordando lo explicado anteriormente. A simple vista los resultados no distan en exceso de lo que se puede observar en la figura 4.10 (que es

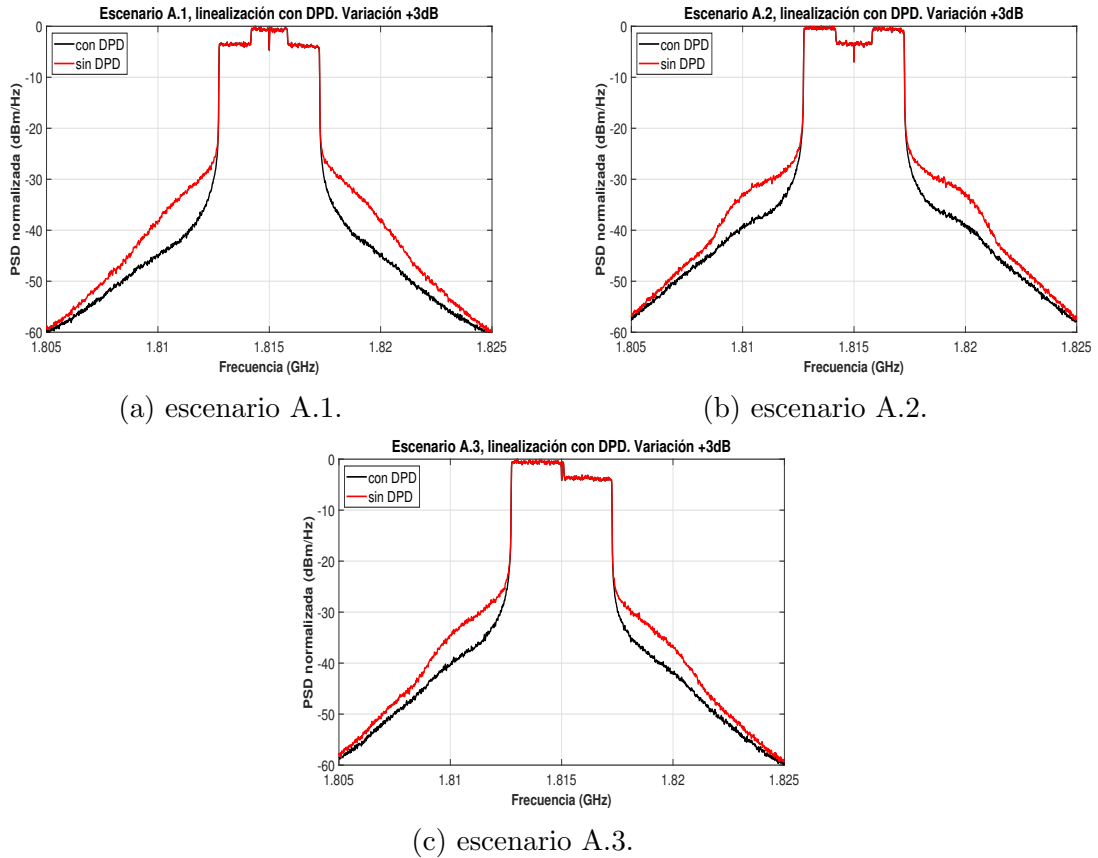
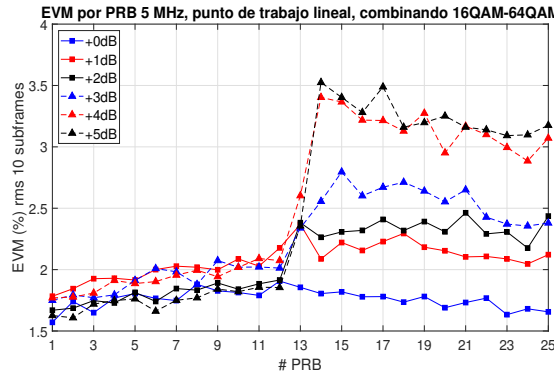
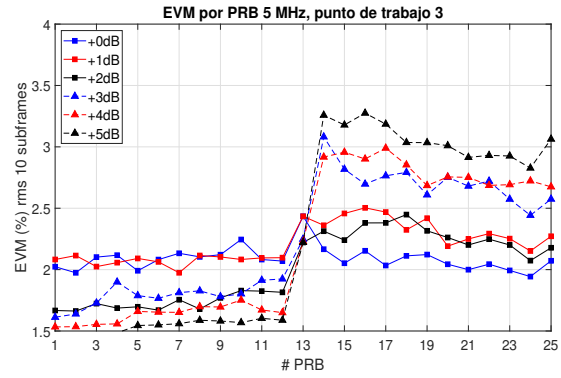


Figura 4.13: Espectros medidos de la señal con y sin DPD, en el punto de trabajo 7 ($P_{out} = 22$ dBm), en la variación +3dB.

la misma que la 4.14b), pero conviene comparar para una misma variación todas las posibles combinaciones entre QPSK, 16QAM y 64QAM. Esto se encuentra reflejado en la figura 4.15 donde para todas las combinaciones posibles en el punto lineal y saturado y la variación +6dB se observa como el EVM varía, pero sin poder llegar a obtener claramente una conclusión firme de qué combinación es peor. Se puede destacar que en la zona de transición del punto saturado de la figura 4.15b, una 64QAM-QPSK tiene hasta 5% más de EVM que la combinación contraria QPSK-64QAM en el PRB 14. Sin embargo, en el punto lineal de la figura 4.15a, esas diferencias son más sutiles, si bien la combinación 16QAM-QPSK tiene un EVM 1.5% mayor que la QPSK-16QAM. En el Anexo B se muestran también otros casos como la variación +0dB, a partir de los cuales se podría empezar a concluir que no existen diferencias entre los EVM por PRB entre diferentes modulaciones. Pese a ello, en las líneas futuras se propondrá un posible estudio mediante histogramas para dar una respuesta más clara a este caso de cambios en la modulación.

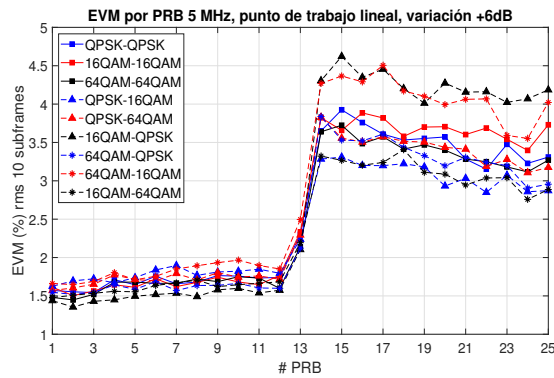


(a) 16QAM-64QAM

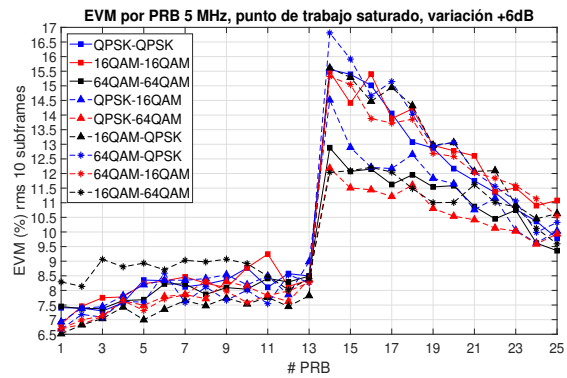


(b) 64QAM-64QAM

Figura 4.14: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3 con cambio en la modulación, para distintas variaciones de potencia.



(a) Punto lineal.



(b) Punto saturado.

Figura 4.15: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3, en la variación +6dB, según la combinación de modulaciones empleada.

4.2.2. Escenario B

La otra situación propuesta y evaluada contempla la agregación de portadoras TETRA en la banda de guarda. Para ello se mostrará cómo afecta su posición respecto a la LTE y cómo degrada el canal principal de LTE dependiendo de la potencia con la que es transmitida. Se visualizará también cómo puede llegar a afectar la ubicación de más de una portadora de banda estrecha en la banda de guarda, donde caben hasta 9 de 25 kHz como se ha descrito en el capítulo anterior, aunque en una situación típica se emplazan 2.

Variación de la distancia

La figura 4.16 muestra como alejar la portadora TETRA de la señal LTE hace que disminuya el EVM de esta, en esos PRBs más próximos a la banda de guarda, ya que también se aprecia como los PRBs más alejados de la portadora TETRA recuperan

niveles de distorsión como los sufridos cuando se transmite la señal LTE únicamente. En esta ocasión se está analizando el caso representando en la figura 3.6, donde la PSD de ambas señales es la misma, y en consecuencia, la potencia de la portadora TETRA menor respecto a la de la LTE, al estar su potencia distribuida en un ancho de banda menor.

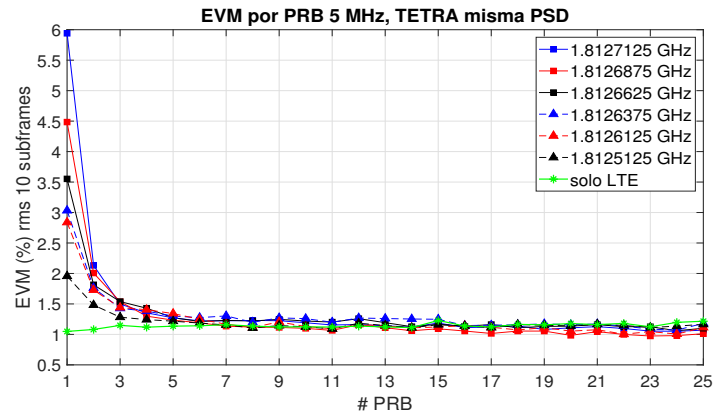


Figura 4.16: Evolución del EVM por PRB en el escenario B, según la distancia de la TETRA, ambas señales con mismo nivel de PSD.

Por otro lado, para fijar las bases del estudio, en la figura 4.17 se representa el EVM de la portadora TETRA individualmente, que debe ser menor que un 10% en una ráfaga para cumplir la normativa, ya que la situación también empeora para esta cuando se acerca al canal LTE, encontrándose por tanto la situación idónea para enviar una portadora TETRA en la posición más alejada de la banda central, con la necesidad de que la portadora TETRA respete los 45 dBc de ACLR impuestos por la norma en LTE.

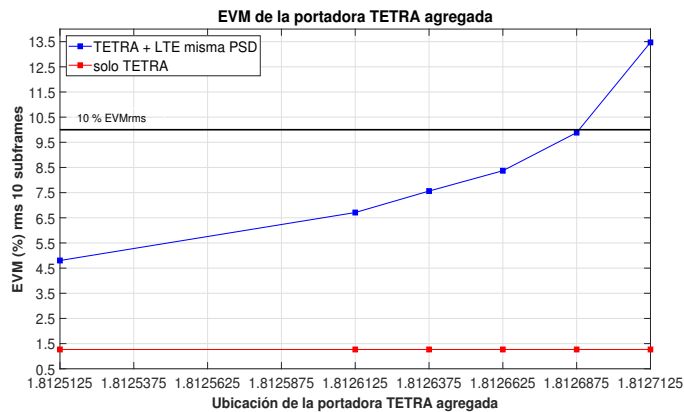


Figura 4.17: EVM de la portadora TETRA en el escenario B, según la distancia de esta a la señal LTE, con mismo nivel de PSD ambas.

Variación de la potencia de la portadora TETRA

Se mencionó al final del capítulo anterior el problema de combinar dos señales de tan diferente ancho de banda con la misma potencia, ya que la señal de menor ancho de banda distribuye la misma potencia media en una área menor, generando así una portadora mucho más elevada en densidad espectral de potencia (PSD) que la de ancho de banda mayor. Esto es importante controlarlo en el transmisor, pero al mismo tiempo cuando se realiza un despliegue profesional conviene que la portadora TETRA cubra la mayor zona de cobertura posible, por lo tanto se transmita con la mayor potencia disponible. Por ello, en la figura 4.19 se muestran los resultados correspondientes a lo ilustrado con la figura 3.7, cuya misma representación espectral se ofrece en la figura 4.18 de este capítulo, para ver hasta dónde es razonable incrementar la potencia de la portadora TETRA tratando de alcanzar la misma potencia media de la LTE, pero sin que ese aumento enmascare por completo la señal LTE y por tanto haga imposible su demodulación, que es lo que ocurre en el caso de que ambas señales se transmitan con misma potencia. La portadora TETRA se ubica en el peor caso posible que como antes se ha podido ver en la figura 4.16 es lo más cerca del canal LTE (1,8127125 GHz).

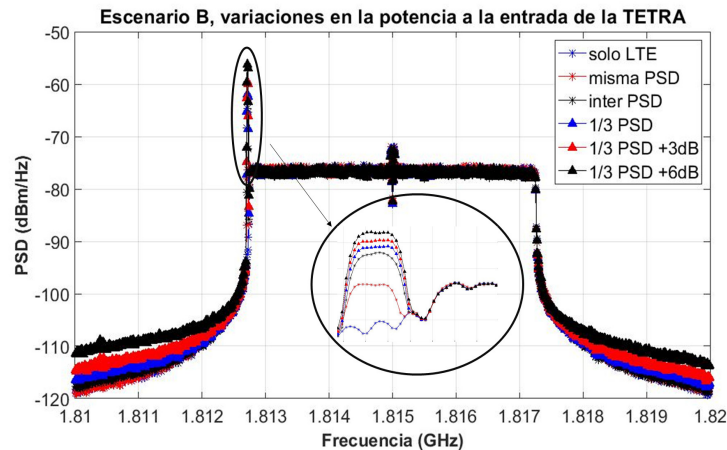


Figura 4.18: Espectro de las variaciones en la potencia de la portadora TETRA ubicada en el caso peor ($f=1,8127125$ GHz) del escenario B.

Estas potencias de transmisión a las que se hace referencia se pueden leer en la tabla 4.5, donde se observa que la portadora TETRA se puede elevar en potencia hasta +3 dB por debajo de la potencia del canal LTE, consiguiéndose demodular bien la señal LTE pero con un EVM difícilmente asumible en los primeros PRBs. Si bien es cierto, se podría jugar en un despliegue real con una situación de compromiso, donde se quiera dar cobertura al mayor área posible, y por tanto transmitir con la máxima potencia posible, descartando los recursos asignables del primer PRB de la señal LTE.

En la misma tabla 4.5 también figuran los valores de EVM de la portadora TETRA en cada caso, ya que según aumenta la potencia con la que se transmite, disminuye su degradación, a costa de que aumente en los primeros PRBs de la señal LTE como refleja la figura 4.19.

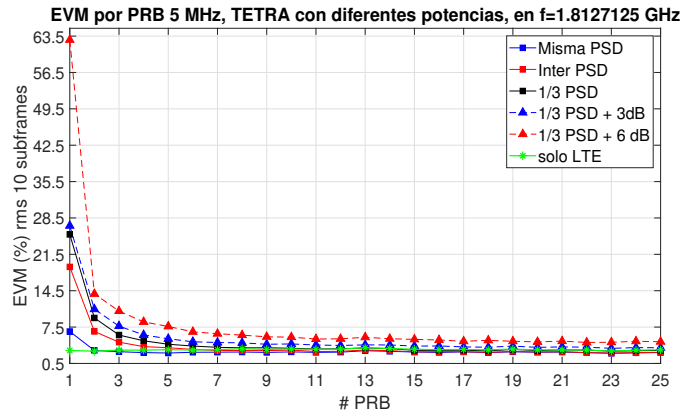


Figura 4.19: Evolución del EVM por PRB en el escenario B, según la potencia de la portadora TETRA.

Agregación de dos portadoras

Por último, se evalúa cómo podrían degradarse las señales en banda en caso de agregar dos portadoras TETRA al despliegue. Como en el caso previo, se ubicarán lo más cerca del final del canal LTE, en 1.8127125 GHz y en 1.8126875 GHz, para evaluar y plasmar el caso peor. En cuanto a la potencia se usará aquella que garantiza el mismo nivel de PSD conforme a la tabla 4.5. La figura 4.20 muestra la evolución del EVM por PRBs, gráfica que es comparable con la figura 4.16, concretamente en la curva donde se ubica TETRA lo más cerca posible. La agregación de dos portadoras en lugar de una en el mismo punto de trabajo degrada la señal LTE, no en demasía pero sí cerca de un 1%.

Como punto final a este capítulo, en la tabla 4.6 se muestra cómo cambia el EVM de la portadora TETRA en las frecuencias 1,8127125 GHz y en 1,8126875 GHz en caso de estar solas, transmitidas a la vez, o solas en la banda de guarda de LTE, o en

Señal	LTE (f=1,815 GHz)	TETRA (f= 1,8127125 GHz)				
Espectro	<i>solo LTE</i>	<i>misma PSD</i>	<i>inter PSD</i>	<i>1/3 PSD</i>	<i>1/3 PSD + 3dB</i>	<i>1/3 PSD + 6 dB</i>
Potencia transmitida (dBm)	-28,3	-52,3	-40,3	-37,72	-34,72	-31,72
EVM TETRA [%]	-	14,77	3,98	2,80	2,32	1,79

Tabla 4.5: Potencia transmitida y EVM de la portadora TETRA respecto a la señal LTE en cada situación donde se ha variado la PSD de la portadora agregada según lo ilustrado en la figura 3.7.

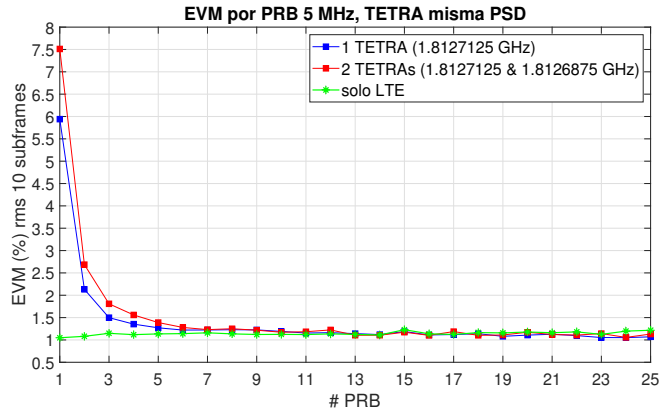


Figura 4.20: Evolución del EVM por PRB en el escenario B, según la cantidad de portadoras agregadas.

pareja en la banda de guarda LTE. Dos portadoras TETRA no solo elevan el EVM de los primeros PRBs de la señal LTE como muestra la figura 4.20, sino que también se afectan la una a la otra, incrementando su EVM cerca de un 1% en las dos frecuencias.

Señal		EVM TETRA [%]	
Frecuencia (GHz)		1,8127125	1,8126875
sin LTE	Individualmente	1,12	1,12
	Transmitidas a la vez	1,12	1,12
con LTE	Indiv. en banda de guarda	14,77	10,47
	A la vez en banda de guarda	15,41	11,17

Tabla 4.6: EVM de las portadoras TETRA en las diferentes formas de transmisión que se han evaluado, siempre con el mismo nivel de PSD que LTE ($P_{txTETRA} = -52,3$ dBm).

Capítulo 5

Conclusiones

En este capítulo final se realiza un resumen de los resultados obtenidos. Se explica cómo se han cumplido los objetivos del trabajo y se analiza los posibles problemas surgidos al aplicar técnicas como ICIC, transmisiones con más potencia, o agregar portadoras en banda de guarda, para dotar al sistema LTE de las características necesarias para convertirse en un sistema para comunicaciones críticas.

En el capítulo anterior se ha plasmado cómo el incremento de la potencia en algunos PRBs no es algo que se pueda pasar por alto a la hora de plantear un despliegue de cuarta generación, ya que los usuarios a los que se asigne esos recursos radio donde se produzca un cambio de potencia van a ver afectados sobremanera su *throughput*, como consecuencia de una degradación en el EVM y por tanto del nivel señal a ruido e interferencia en la señal que reciben.

Sin duda, aplicar las técnicas mencionadas propuestas en el estándar es beneficioso para la comunicación, y por tanto en este trabajo se ha evaluado cómo se podrían seguir usando sin degradar en exceso el sistema. Esto se consigue mediante técnicas linealizadoras como la predistorsión digital (DPD), que en este trabajo se ha propuesto en su manera sencilla pero como punto de partida para futuros trabajos, dando cuenta de que mejoran tanto la distorsión en banda como fuera de ella, aunque en situaciones demasiado no lineales no corrigen el cambio abrupto de potencias entre PRBs y en las más lineales podrían ser más perjudiciales que beneficiosas. Lo que en este trabajo se ha puesto de manifiesto es que en los PRBs donde la distorsión en banda era mayor que lo permitido por el estándar debido a los cambios de potencia, con el DPD se consigue poner a todos los PRBs por debajo de ese umbral de 8% de EVM para la modulación 64QAM empleada.

Otra posibilidad que se ha evaluado es la de combinar junto a esas variaciones de

potencia entre PRBs, cambios en la modulación de cada PRB, tratando de revelar resultados válidos siguiendo los mismo pasos que en la validación de los cambios de potencia. En este punto, con las pruebas realizadas hasta ahora, se ha dado con un problema a resolver en el futuro, y es que cada ráfaga transmitida a la cadena RF, al ser un montaje real, tiene cierta variabilidad y por tanto sería necesario un estudio mediante histogramas del EVM recibido para un número significativo de transmisiones (mil tramas) para poder extraer conclusiones firmes a este respecto, ya que en este trabajo no se ha podido reflejar de forma clara qué combinación de modulaciones entre QSPK, 16QAM o 64QAM es peor.

Además, teniendo en cuenta el espectro saturado con el se tiene que lidiar en un despliegue profesional y el aumento de capacidad y funcionalidades que provocaría en el sistema, se ha evaluado la posibilidad de agregar portadoras TETRA, específicas para sistemas de comunicaciones críticas, en la banda de guarda de LTE. Para ello se ha hecho un análisis previo del ACLR de la señal LTE, que deja como línea futura de trabajo estudiar cuáles serían las posiciones más adecuadas para ubicar la portadora TETRA agregada según el recrecimiento del canal LTE, que como se ha visto varía dependiendo de dónde se alojen los PRBs con más potencia de la señal principal.

Estas portadoras TETRA se han probado en diferentes posiciones dentro de la banda de guarda, concluyendo que su mejor ubicación es lo más alejado del canal central LTE, tanto para beneficio de LTE como para el suyo propio en términos de EVM.

También se han evaluado las portadoras agregadas con más potencia hasta llegar a la misma potencia de la LTE, para ver hasta que punto el enmascaramiento por ser la portadora agregada de banda estrecha es asumible para realizar la demodulación de la señal LTE, pero queriendo poder transmitir la portadora TETRA con la mayor potencia posible para dar máxima cobertura. Se descubre así una situación de compromiso entre cubrir un área mayor con TETRA y tener que descartar PRBs de LTE.

Por último, teniendo en cuenta que en un despliegue típico TETRA se emplean dos portadoras en cada estación transmisora, se ha verificado que al colocarlas en el peor caso, junto al canal LTE, degradan algo más la señal LTE y el EVM de cada portadora individualmente, pero no en exceso (apenas un 1%), por lo tanto podría ser una solución factible a la hora de hacer el despliegue junto a LTE.

Con los casos citados, se puede concluir que el compromiso entre aplicar técnicas concretas del estándar y aprovechar sus beneficios recae en que la degradación de la señal en banda podría crecer hasta niveles inadmisibles para posibilitar la comunicación. Esto no es dramático, ya que se ha evaluado y obtenido cómo se puede corregir esa degradación con técnicas DPD, que vuelven a poner al sistema en situación óptima para transmitir. Esto, si bien es aplicable en la realidad, no está comentado en el estándar de LTE, por lo tanto es fundamental que fabricantes y responsables de red tengan en cuenta que técnicas como ICIC y DPD van de la mano.

A su vez, no puede pasar desapercibida la limitación de rango dinámico en potencia a la que está sujeta la señal LTE según el estándar, ya que en ciertas situaciones, para cubrir una celda grande con tan solo una estación transmisora como ocurre muchas veces en una situación crítica donde la cobertura la proporciona un vehículo todoterreno con una antena sobre su chasis, puede ser necesario aumentar ese rango. En este trabajo se han evaluado puntos más elevados de rango dinámico de potencia y se puede concluir que podría seguir empleándose el sistema con normalidad.

Por último, que se haya evaluado la posibilidad de agregar portadoras TETRA en un sistema LTE provoca una convergencia única para un despliegue profesional, siempre teniendo en cuenta que se afectarán entre ambas mutuamente pero con niveles razonables de potencia pueden convivir a la perfección.

Líneas futuras

Para acabar, ya se ha comentado a lo largo del trabajo posibilidades en cuanto al futuro de esta línea de investigación, dando paso a, entre otros, emplear el espectro con las variaciones de potencia de la forma más inteligente para ubicar las portadoras TETRA donde se dé la mejor situación de compromiso en EVM para LTE y TETRA. Otro punto muy destacado es el de las técnicas DPD empleadas, que como se ha visto son necesarias para cumplir los estándares tanto en EVM como ACLR y por lo tanto un campo de investigación amplio y necesario para poder poner en marcha un sistema de estas características. Además, sería necesario un estudio más amplio de la cadena transmisora, para mediante histogramas de los resultados de EVM de 1000 tramas extraer conclusiones a cerca de qué combinación de modulaciones es mejor o peor según la potencia de los PRBs. Otra línea a abordar en el futuro podría ser la de implementar transmisores conjuntos donde la combinación de la señal LTE y la TETRA se hiciese en banda base y no en RF como en este trabajo, técnica que

reduciría el número de equipos en la estación transmisora pero que es de dudosa rentabilidad para fabricantes en un sector tan específico como el de las comunicaciones críticas, donde no se producen equipos en masa.

Capítulo 6

Bibliografía

- [1] Mobile and private mobile radio. <https://www.etsi.org/technologies/mobile-radio>. Accedido 28 de mayo de 2021.
- [2] J. Irvine J. Dunlop, D. Girma. *Digital mobile communications and the TETRA system*. John Wiley and Sons, 1999.
- [3] Tetra. <https://www.etsi.org/technologies/tetra>. Accedido 28 de mayo de 2021.
- [4] Ramón Agusti; Francisco Bernardo; Fernando Casadevall; Ramon Ferrús; Jordi Pérez-Romero; Oriol Sallent. *LTE: nuevas tendencias en comunicaciones móviles*. Fundación Vodafone España, 2010.
- [5] Abdelbaset S. Hamza, Shady S. Khalifa, Haitham S. Hamza, and Khaled Elsayed. A survey on inter-cell interference coordination techniques in ofdma-based cellular networks. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 15(4):1642–1670, 2013.
- [6] Nageen Himayat, Shilpa Talwar, Anil Rao, and Robert Soni. Interference management for 4g cellular standards [wimax/lte update]. *IEEE Communications Magazine*, 48(8):86–92, 2010.
- [7] Rapeepat Ratasuk, Jun Tan, Nitin Mangalvedhe, Man Hung Ng, and Amitava Ghosh. Analysis of nb-iot deployment in lte guard-band. In *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5, 2017.
- [8] Zhaohua Zeng and Mi Shao. Impact of evm on network performance. In *2018 International Conference on Sensor Networks and Signal Processing (SNSP)*, pages 13–16, 2018.
- [9] 3GPP. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base station (BS) radio transmission and reception. TS 36.104 version 14.3.0 Release 14*.

- [10] Mauricio Alexander Vargas Rodríguez Diego Fernando Rueda Espinosa. Calidad de servicios en redes lte-advanced. *CINTEL proyectos TIC innovadores*.
- [11] J.M. Hernando Rábanos. *Transmisión por radio*. Ed. Centro de Estudios Ramón Aceres.
- [12] Manh Cuong Nguyen. Voice capacity over lte in pmr context : challenges and solutions. Tesis doctoral, Institut National des Télécommunicationsa, 2015.
- [13] Alina Alexandra Florea, Laurent Martinod, Philippe Mege, and Hang Nguyen. Multi-layer realistic voice capacity evaluation in lte rel. 9 and performance comparison with pmr and gsm. In *2012 World Telecommunications Congress*, pages 1–6, 2012.
- [14] Ozcan Ozturk and Madhavan Vajapeyam. Performance of volte and data traffic in lte heterogeneous networks. In *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1595–1601, 2013.
- [15] Wilson D. Wellisch and André N. Barreto. Spectrum sensing of tetra systems through timefrequency analysis. In *2012 IEEE Latin-America Conference on Communications*, pages 1–6, 2012.
- [16] Placa sdr ad9361. <https://www.analog.com/en/products/ad9361.html>. Accedido 19 de junio de 2021.
- [17] Agilent infiniium dso90804a. <https://www.keysight.com/es/en/product/DSO90804A/>. Accedido 19 de junio de 2021.
- [18] Carlos Mateo Pérez. Contribución a la mejora de la eficiencia y linealidad de arquitecturas híbridas rf-ópticas (hrf) para sistemas de comunicaciones móviles. Tesis doctoral, Universidad de Zaragoza, 2019.
- [19] L. Guan and A. Zhu. Optimized low-complexity implementation of least squares based model extraction for digital predistortion of rf power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(3):594–603, 2012.
- [20] A. Zhu, P. J. Draxler, J. J. Yan, T. J. Brazil, D. F. Kimball, and P. M. Asbeck. Open-loop digital predistorter for rf power amplifiers using dynamic deviation reduction-based volterra series. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(7):1524–1534, 2008.

- [21] Anding Zhu. Decomposed vector rotation-based behavioral modeling for digital predistortion of rf power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(2):737–744, 2015.
- [22] Carlos Mateo, Pedro L. Carro, Paloma García-Dúcar, Jesús De Mingo, and Íñigo Salinas. Radio-over-fiber linearization with optimized genetic algorithm cpwl model. *Opt. Express*, 25(4):3694–3708, Feb 2017.

Lista de Figuras

1.1. Diagrama de Gantt	4
2.1. Conjunto de subportadoras que forman el espectro en LTE	6
2.2. Estructura del símbolo OFDM	6
2.3. Granularidad señal LTE en tiempo-frecuencia	7
2.4. Conexión entre el UE y las redes externas mediante portadoras radio por defecto y dedicadas [4].	10
2.5. Reúso unidad con coordinación entre celdas.	11
2.6. Canales en UL y DL para TETRA.	12
2.7. Estructura temporal de un frame en TETRA [15].	13
2.8. Constelación de la modulación $\pi/4$ -DQPSK.	14
2.9. Modos de operación sin infraestructura o híbridos posibles en TETRA.	15
3.1. Banco de pruebas A.	19
3.2. Matriz de recursos radio según el escenario propuesto, en el punto de elevación +9 dB.	20
3.3. <i>Indirect Learning Architecture</i> (ILA) para obtener el predistorsionador.	23
3.4. Banco de pruebas B.	23
3.5. Interfaz gráfica de la aplicación VSA.	24
3.6. Colocación de portadoras TETRA de banda estrecha (25 kHz) en la banda de guarda de LTE, con el mismo nivel de PSD.	25
3.7. Variación de la potencia de la portadora TETRA para que no enmascare por completo a LTE.	25
4.1. Banco de pruebas A con el instrumento de medida.	27
4.2. Banco de pruebas B con el instrumento de medidas.	28
4.3. Canales adyacentes donde se mide la potencia fuera de banda debida al recrecimiento espectral.	29
4.4. Operación geométrica para el cálculo del EVM por símbolo	29

4.5. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3, para el punto de trabajo más lineal evaluado.	31
4.6. Ampliación de los cambios en el espectro de cada variación para el escenario A.1 en el punto más lineal, donde todas las señales mantienen misma potencia media, y por tanto el espectro sube y baja en lugar de solo subir en los PRBs centrales, forma por la cual cada variación tendría aproximadamente 1 dB más de potencia que la anterior.	31
4.7. Puntos de trabajo más lineal (3) y saturado (7) que se van a mostrar en esta memoria.	32
4.8. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.1.	34
4.9. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.2.	35
4.10. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3.	36
4.11. ACLR de los canales adyacentes izquierdo y derecho en cada escenario, en el punto de trabajo 7 ($P_{out} = 22$ dBm).	37
4.12. Ampliación de los cambios en el espectro de cada variación para el escenario A.2 en el punto más saturado, donde todas las señales mantienen misma potencia media, y por tanto el espectro sube y baja en lugar de solo subir en los PRBs laterales, forma por la cual cada variación tendría aproximadamente 1 dB más de potencia que la anterior.	38
4.13. Espectros medidos de la señal con y sin DPD, en el punto de trabajo 7 ($P_{out} = 22$ dBm), en la variación +3dB.	39
4.14. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3 con cambio en la modulación, para distintas variaciones de potencia.	40
4.15. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3, en la variación +6dB, según la combinación de modulaciones empleada.	40
4.16. Evolución del EVM por PRB en el escenario B, según la distancia de la TETRA, ambas señales con mismo nivel de PSD.	41
4.17. EVM de la portadora TETRA en el escenario B, según la distancia de esta a la señal LTE, con mismo nivel de PSD ambas.	41
4.18. Espectro de las variaciones en la potencia de la portadora TETRA ubicada en el caso peor ($f=1,8127125$ GHz) del escenario B.	42
4.19. Evolución del EVM por PRB en el escenario B, según la potencia de la portadora TETRA.	43
4.20. Evolución del EVM por PRB en el escenario B, según la cantidad de portadoras agregadas.	44
A.1. Diagrama de bloques banco de pruebas A.	61

A.2. Banco de pruebas A (planta).	62
A.3. Banco de pruebas A (plano general, sin instrumento de medidas de potencia).	62
A.4. Diagrama de bloques banco de pruebas B.	63
A.5. Banco de pruebas B (planta).	63
A.6. Generadores de señal en el banco de pruebas B, Agilent ESG E4438C (izquierda) y placa SDR Zynq 7000 SoC + AD9361 (derecha).	63
A.7. Combinación de las señales en RF en el escenario B.	64
B.1. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.1, en todos los puntos de trabajo no mostrados en la memoria y todas las variaciones.	66
B.2. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.2, en todos los puntos de trabajo no mostrados en la memoria y todas las variaciones.	67
B.3. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3, en todos los puntos de trabajo no mostrados en la memoria y todas las variaciones.	68
B.4. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3 con cambio en la modulación para las variaciones no mostradas en la memoria, en el punto lineal de trabajo (3).	69
B.5. Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3 con cambio en la modulación para las variaciones no mostradas en la memoria, en el punto saturado de trabajo (7).	70

Lista de Tablas

2.1. Parámetros configurables de la señal LTE	7
2.2. Valores de QCI en la <i>release</i> 12 y 13	10
2.3. Frecuencias de trabajo sistema TETRA	12
2.4. Desplazamiento de fase para obtención de los símbolos en la constelación $\pi/4$ -DQPSK.	13
3.1. Control del rango dinámico de potencia entre recursos elementales (RE) en la estación base de la red E-UTRA	19
3.2. Requisitos de EVM máximo marcados por el estándar según modulación empleada en el enlace descendente.	21
4.1. Potencias a la salida (sin contar los 30 dB del atenuador y los 6 dB de pérdidas de los <i>splitters</i>) en media de las 11 variaciones en cada punto de trabajo y para cada escenario, con la desviación estándar entre ellas.	32
4.2. Mejora del EVM por PRB y en media al aplicar el DPD en el escenario A.1 para la variación +3 dB.	34
4.3. Mejora del EVM por PRB y en media al aplicar el DPD en el escenario A.2 para la variación +3 dB.	34
4.4. Mejora del EVM por PRB y en media al aplicar el DPD en el escenario A.3 para la variación +3 dB.	35
4.5. Potencia transmitida y EVM de la portadora TETRA respecto a la señal LTE en cada situación donde se ha variado la PSD de la portadora agregada según lo ilustrado en la figura 3.7.	43
4.6. EVM de las portadoras TETRA en las diferentes formas de transmisión que se han evaluado, siempre con el mismo nivel de PSD que LTE ($P_{txTETRA} = -52,3$ dBm).	44

Anexos

Anexos A

Montajes reales de medidas

Este Anexo sirve para ilustrar los montajes del laboratorio representados con los diagramas de bloques 3.1 y 3.4.

A.1. Banco de pruebas A

El diagrama de bloques referencia es el siguiente:

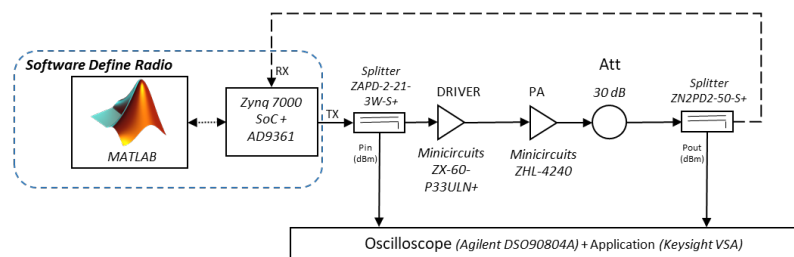


Figura A.1: Diagrama de bloques banco de pruebas A.

y detalles de su montaje se pueden observar en las imágenes A.2 y A.3.

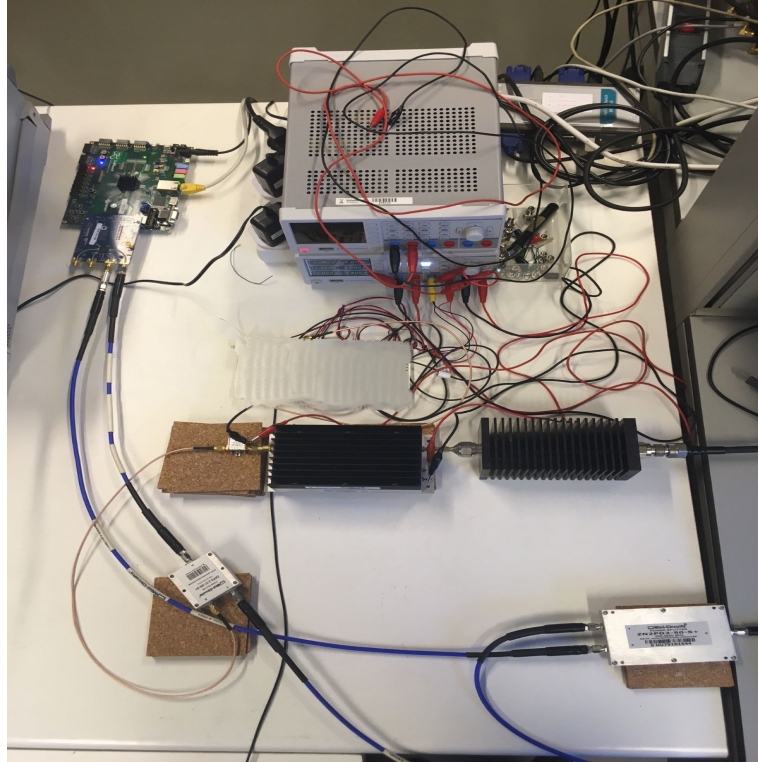


Figura A.2: Banco de pruebas A (planta).

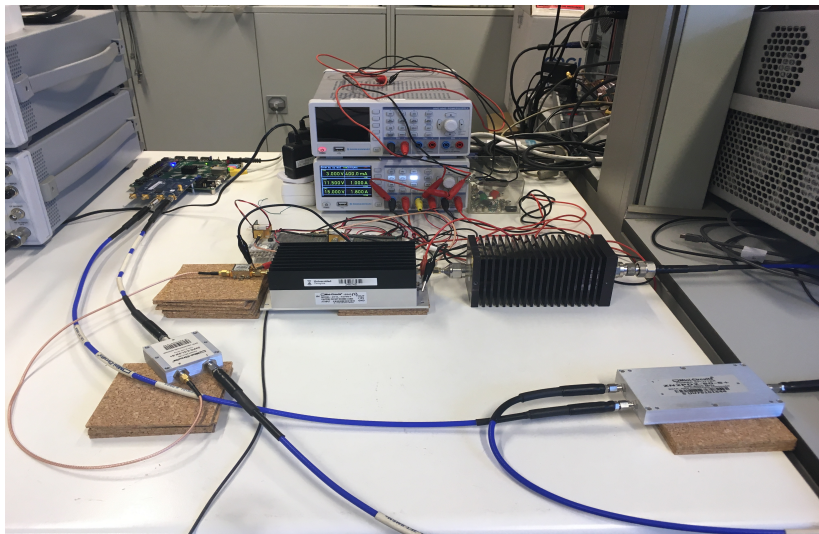


Figura A.3: Banco de pruebas A (plano general, sin instrumento de medidas de potencia).

A.2. Banco de pruebas B

El diagrama de bloques referencia es el de la figura A.4, y de nuevo algunos detalles del montaje se puede ver en las imágenes A.5, A.6 y A.7.

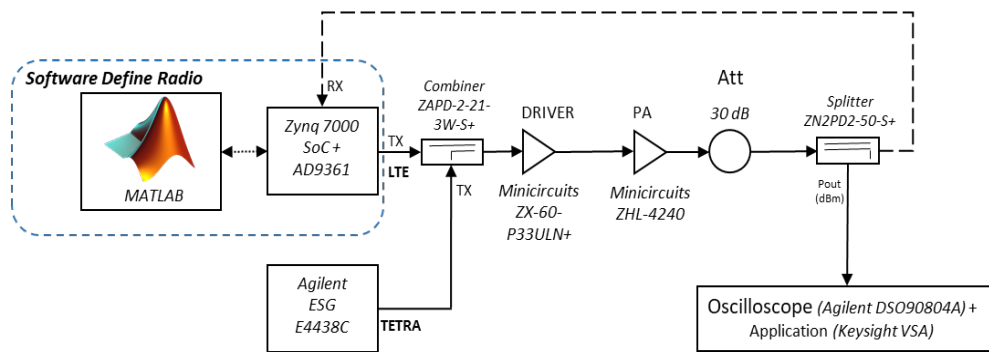


Figura A.4: Diagrama de bloques banco de pruebas B.

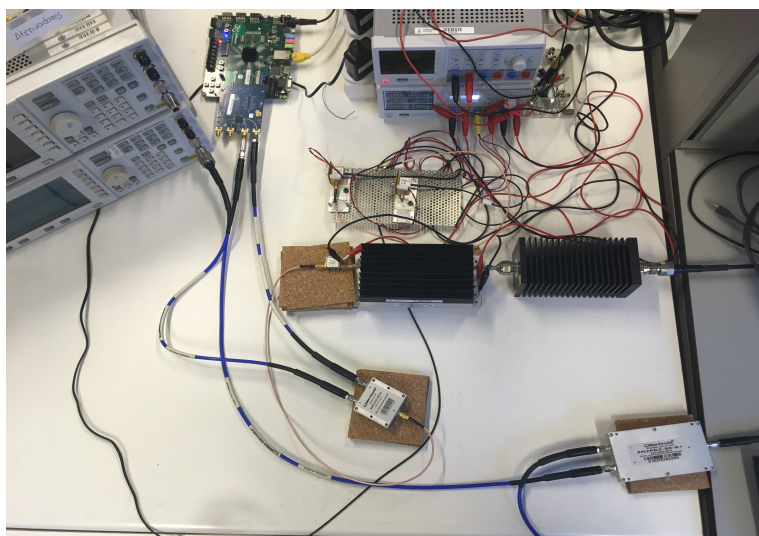


Figura A.5: Banco de pruebas B (planta).

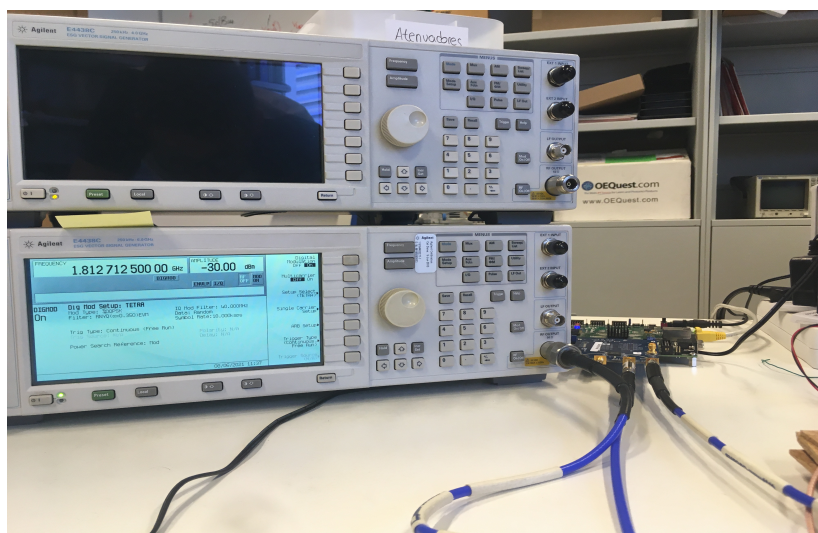


Figura A.6: Generadores de señal en el banco de pruebas B, Agilent ESG E4438C (izquierda) y placa SDR Zynq 7000 SoC + AD9361 (derecha).

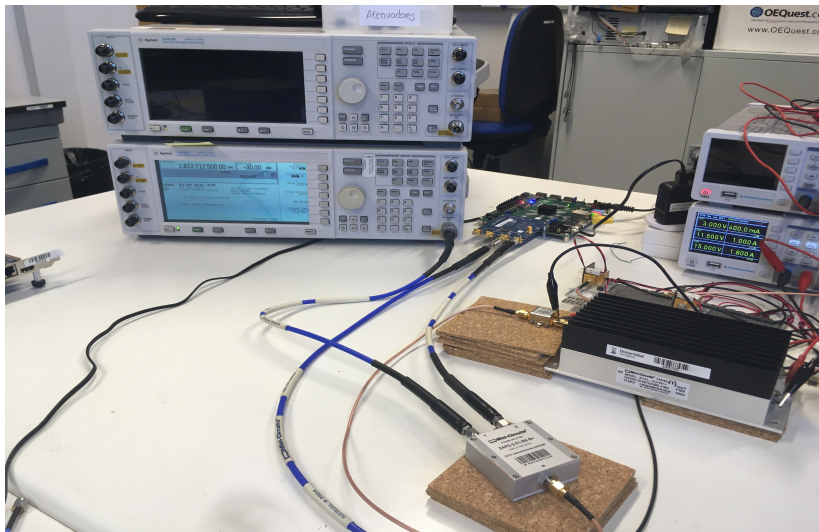


Figura A.7: Combinación de las señales en RF en el escenario B.

Anexos B

Resultados y medidas

B.1. Variaciones de potencia escenario A

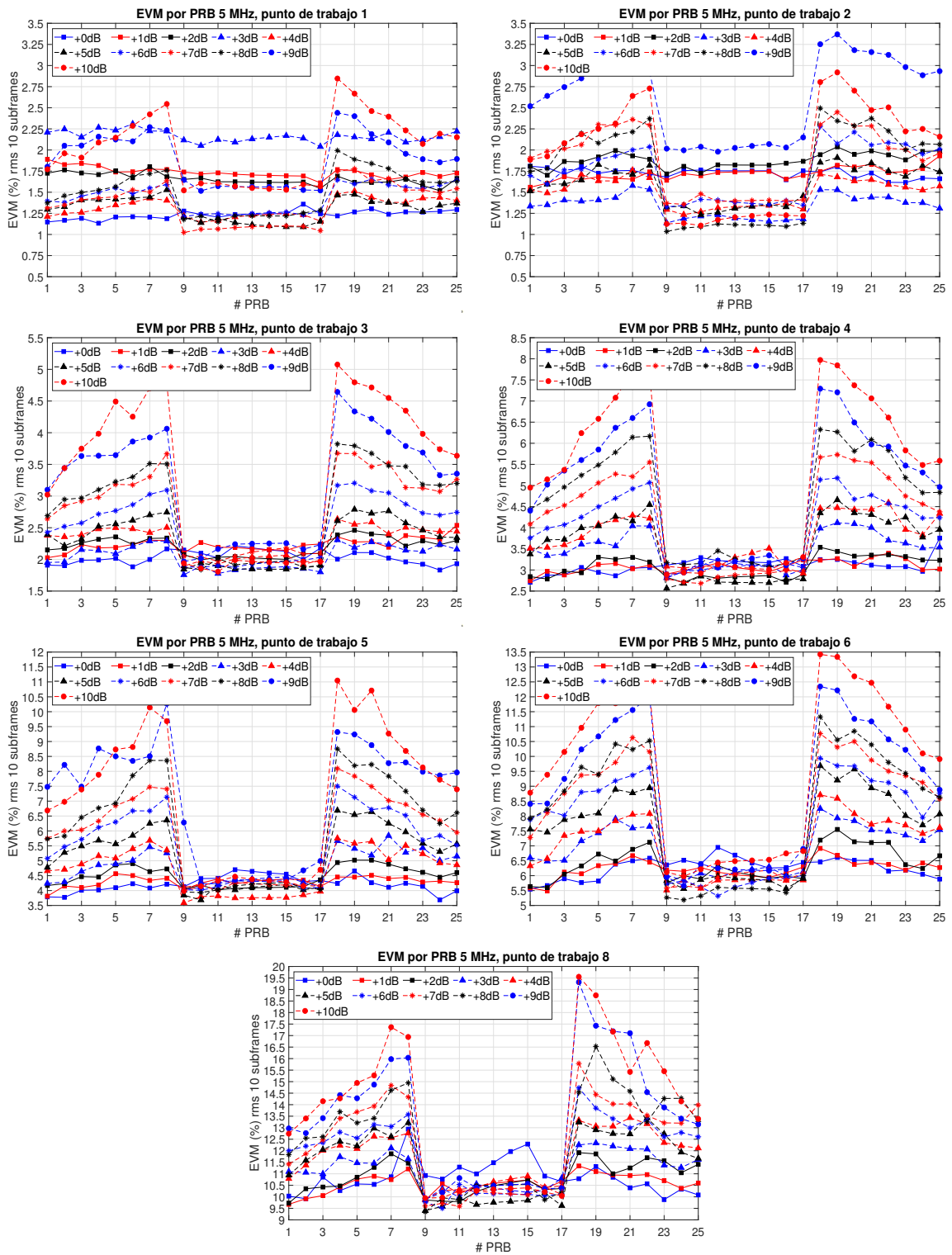


Figura B.1: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.1, en todos los puntos de trabajo no mostrados en la memoria y todas las variaciones.

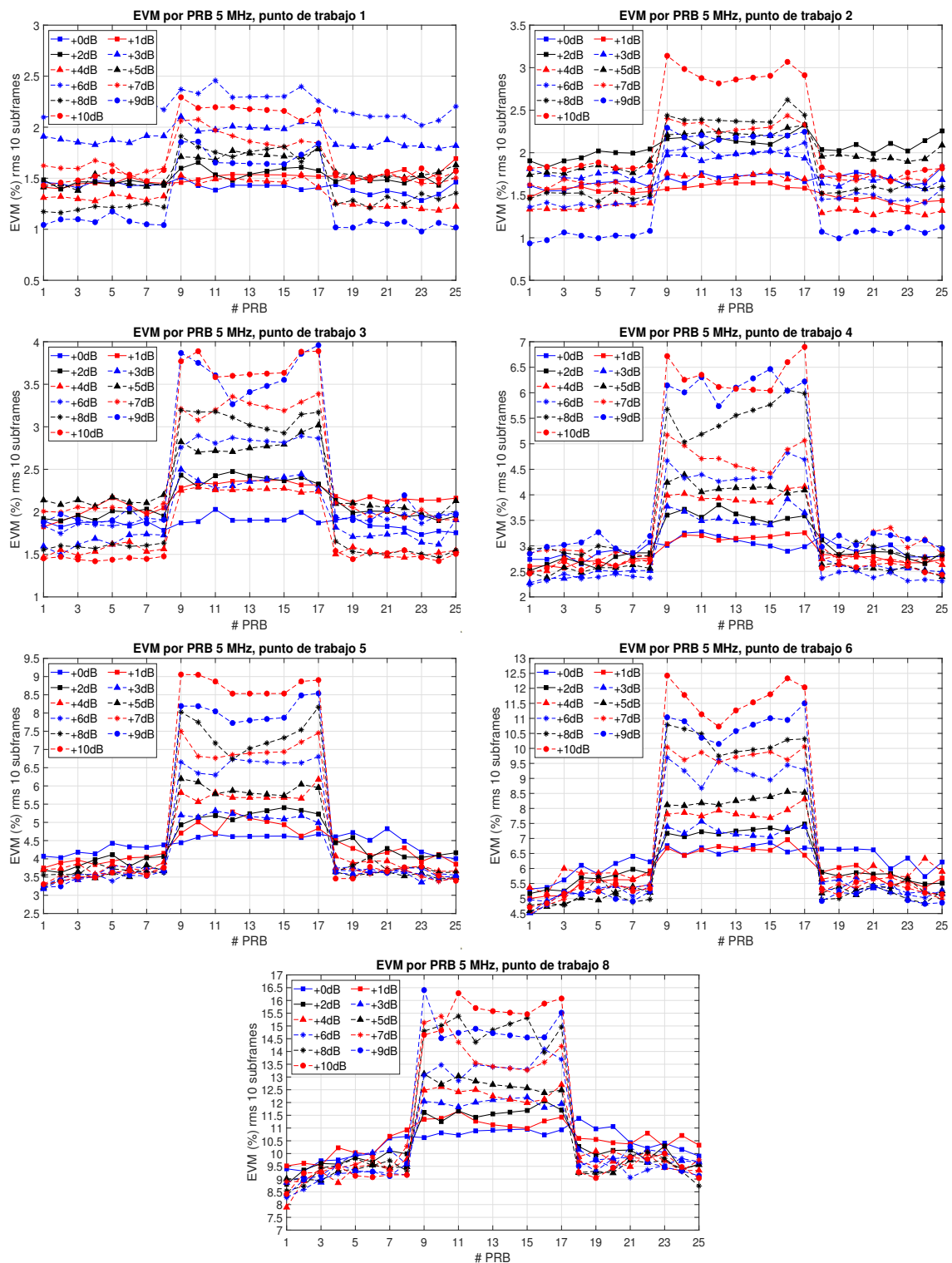


Figura B.2: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.2, en todos los puntos de trabajo no mostrados en la memoria y todas las variaciones.

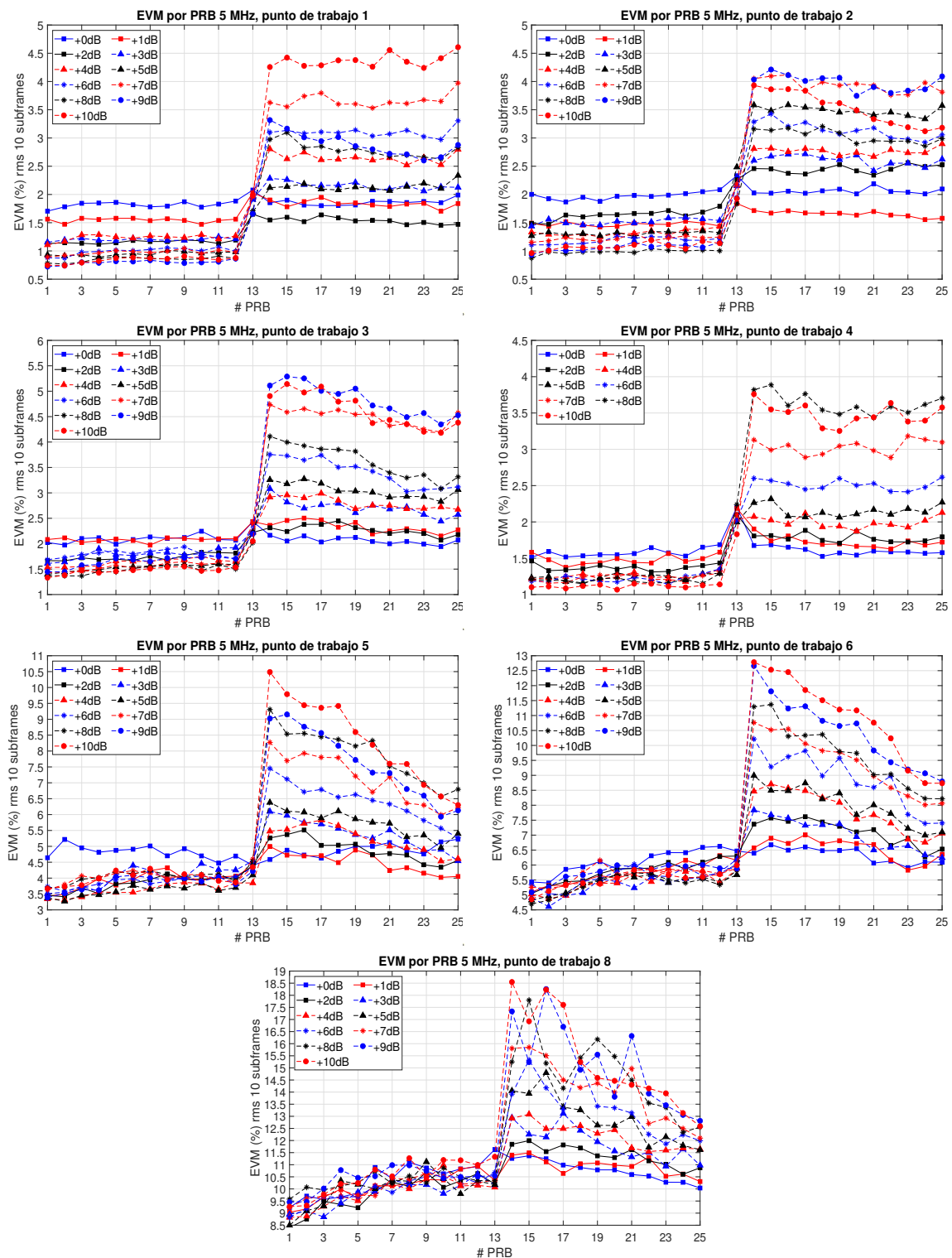


Figura B.3: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3, en todos los puntos de trabajo no mostrados en la memoria y todas las variaciones.

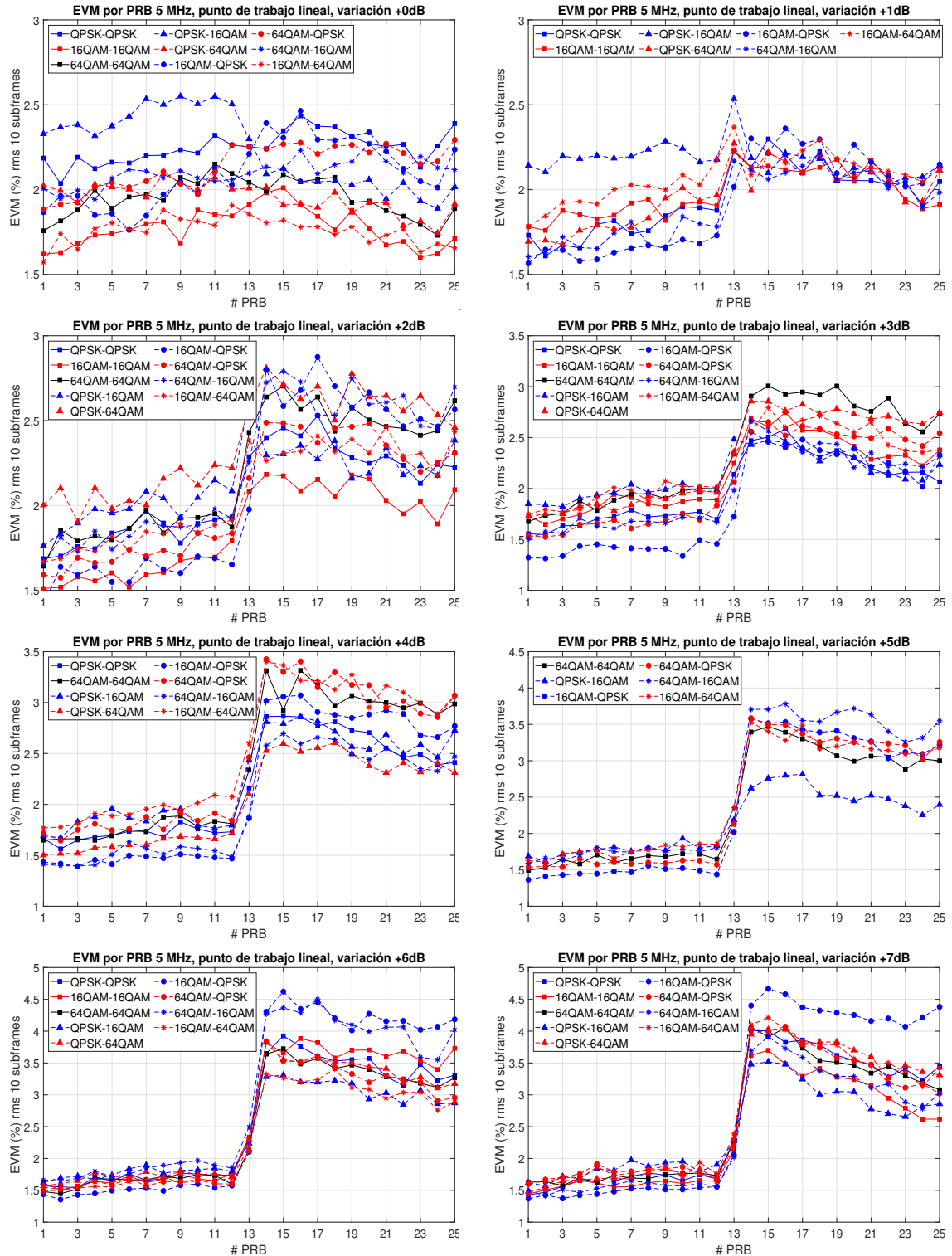


Figura B.4: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3 con cambio en la modulación para las variaciones no mostradas en la memoria, en el punto lineal de trabajo (3).

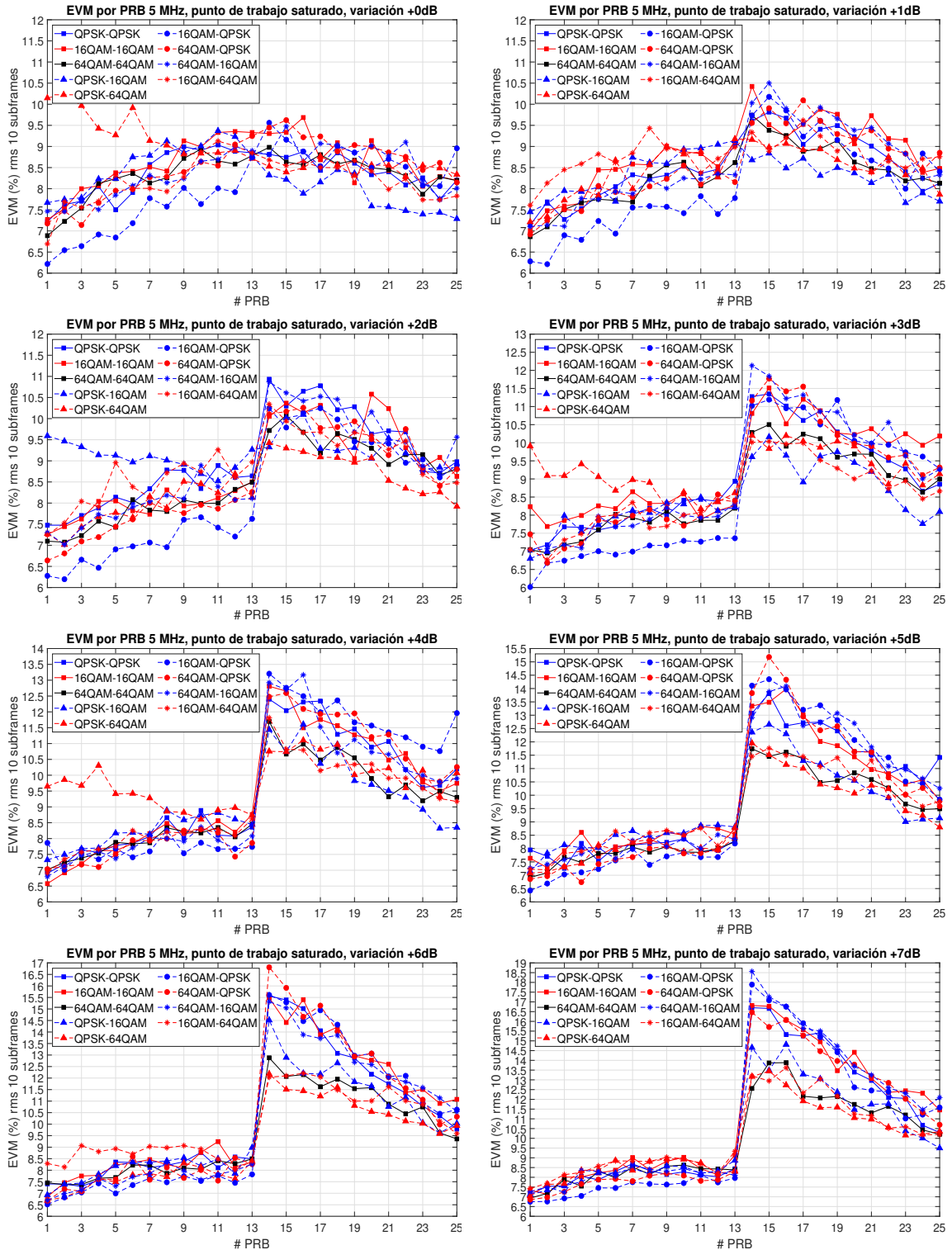


Figura B.5: Evolución del EVM por PRB en el escenario A.3 con cambio en la modulación para las variaciones no mostradas en la memoria, en el punto saturado de trabajo (7).

Anexos C

Hojas de características

Coaxial

Low Noise Amplifier

ZX60-P33ULN+

50Ω

0.4 to 3.0 GHz



CASE STYLE: GC957

The Big Deal

- Ultra Low Noise Figure, 0.38 dB typ.
- High Dynamic Range
- Ultra small connectorized package

Product Overview

The ZX60-P33ULN+ (RoHS compliant) uses Mini-Circuits' E-PHEMT technology to offer ultra low noise figure over a broad frequency range and high IP3. Housed in a rugged, cost effective unibody chassis, this amplifier supports a wide variety of applications requiring moderate power output, low distortion and 50 ohm matched input/output ports.

Key Features

Feature	Advantages
Ultra Low Noise Figure, 0.38 dB at 0.9 GHz	Outstanding world class noise figure performance.
High IP3 vs. DC power consumption +34 dBm typical at 0.9 GHz +38 dBm typical at 3 GHz	Combining Low Noise and High IP3 makes this model ideal for use in Low Noise Receiver Front End (RFE)
Max. Input Power, +14 to +22 dBm (continuous)	Ruggedized design operates to high input powers often seen at receiver inputs.
Very Small Size, 0.75" x 0.74"	The unique unibody size and construction enable the ZX60-P33ULN+ to be used in extremely compact connectorized applications.



Coaxial Low Noise Amplifier

ZX60-P33ULN+

50Ω 0.4 to 3.0 GHz

Features

- Low Noise Figure, 0.46 dB typ. at 0.9 GHz
- High IP3, +34 dBm at 0.9 GHz and +38 dBm at 3 GHz
- High Pout, P1dB, +17 dBm typ. at 0.9 GHz
- High Gain, 19.0 dB at 0.9 GHz

Applications

- Base station infrastructure
- Portable Wireless
- LTE
- GPS
- GSM
- Airborne radar



Generic photo used for illustration purposes only

CASE STYLE: GC957

Connectors	Model
SMA	ZX60-P33ULN+

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Electrical Specifications at 25°C and 3.0 V unless noted

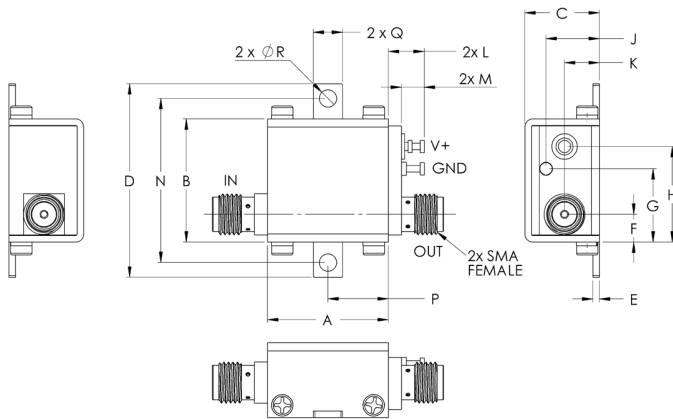
Parameter	Condition (GHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		0.4		3.0	GHz
Noise Figure	0.4		0.43	0.70	dB
	0.9		0.38		
	1.5		0.46		
	2.0		0.49		
	3.0		0.90		
Gain	0.4	17.3	24.5	21.1	dB
	0.9		19.0		
	1.5		14.8		
	2.0		12.4		
	3.0		8.8		
Output Power @ 1 dB compression	0.4	15.5	17.3		dBm
	0.9		17.4		
	1.5		17.4		
	2.0		17.6		
	3.0		17.5		
Output IP3	0.4	30.6	30.3		dBm
	0.9		33.6		
	1.5		35.3		
	2.0		36.2		
	3.0		38.0		
Input VSWR	0.4		1.90		:1
	0.9		1.90		
	1.5		1.90		
	2.0		1.90		
	3.0		1.80		
Output VSWR	0.4		1.20		:1
	0.9		1.20		
	1.5		1.30		
	2.0		1.30		
	3.0		1.30		
Active Directivity (Isolation-Gain)	0.4-3.0		4		dB
DC Supply Voltage		—	3.0	—	V
Supply Current		—	56	67	mA

Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C Case
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	5.5 V
Input RF Power (no damage) Vd=3V	+27 dBm (5 minutes max.) +14 dBm to 1.5 GHz and +22 dBm over 1.5 to 3 GHz (continuous)
Power Consumption	0.5 W

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

Outline Drawing

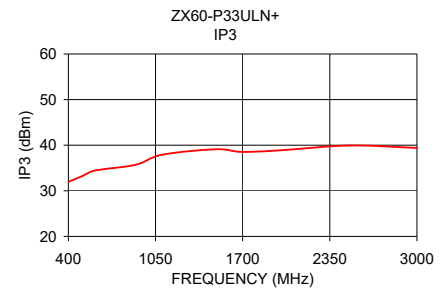
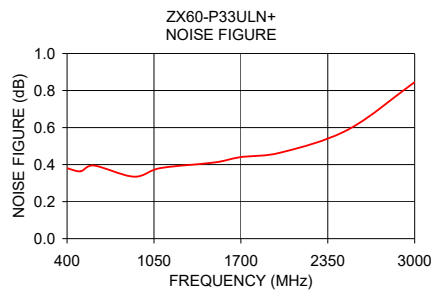
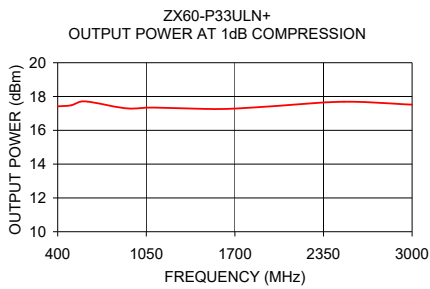
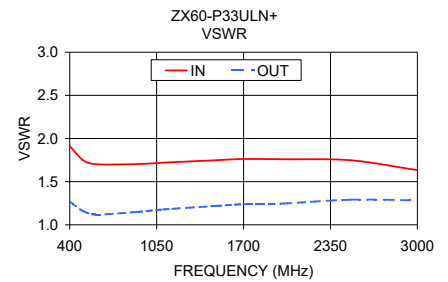
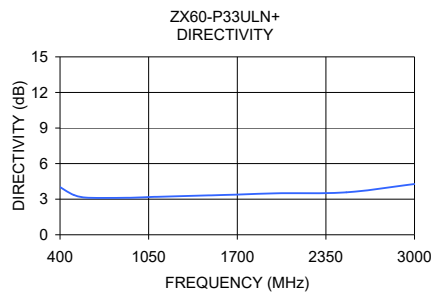
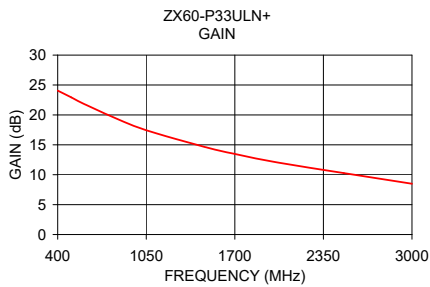


! NOTE: When soldering the DC connections, caution must be used to avoid overheating the DC terminal. See Application Note. [AN-40-010](#).

Outline Dimensions (inch)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	wt
.74	.75	.46	1.18	.04	.17	.45	.59	.33	.21	.22	.14	1.00	.37	.18	.106	grams
18.80	19.1	11.68	30.0	1.02	4.32	11.4	14.99	8.38	5.33	5.59	3.56	25.40	9.40	4.57	2.69	23.0

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (:1)		POUT at 1dB COMPR. (dBm)	NOISE FIGURE (dB)	OUTPUT IP3 (dBm)
			IN	OUT			
400.0	24.06	3.7	1.9	1.2	17.3	0.43	30.3
900.0	18.71	3.4	1.9	1.2	17.5	0.38	33.6
1500.0	14.52	3.7	1.9	1.3	17.4	0.46	35.3
2000.0	12.10	3.9	1.9	1.3	17.6	0.49	36.2
3000.0	8.49	4.7	1.8	1.3	17.5	0.90	38.0



Additional 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-Circuits 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-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

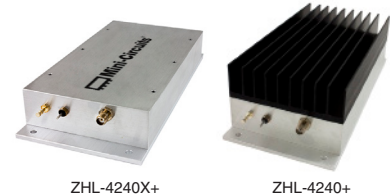
Coaxial Amplifier

ZHL-4240+

50Ω Medium High Power 600 to 4200 MHz

The Big Deal

- Wideband, 600 to 4200 MHz
- High gain, 39 dB
- Extremely flat gain, ± 1.3 dB
- High IP3, +38 dBm



ZHL-4240X+

ZHL-4240+

CASE STYLE: U36

Product Overview

Mini-Circuits' ZHL-4240+ is a medium-power connectorized amplifier supporting a wide range of applications from 600 to 4200 MHz, such as test instrumentation, SatCom, and mobile communications systems, including those operating in the new telecom Band 71 allocation (617 to 698 MHz). This model provides +31 dBm output power at saturation and extremely flat gain (39 ± 1.3 dB) across its full bandwidth, making it ideal for systems where consistent performance across frequency is required. The amplifier operates on a 15V DC supply and comes housed in compact aluminum alloy case (7.00 x 3.25 x 2.13") with SMA connectors, built-in bracket for mounting, and an optional heat sink for efficient cooling.

Key Features

Feature	Advantages
Wideband, 600 to 4200 MHz	One amplifier supports a broad range of system and test lab applications. Extended bandwidth down to 600 MHz supports new telecom Band 71 allocation (617 to 698 MHz)
High gain, 39 dB	Reduces the number of gain stages, lowering component count and overall system cost.
Excellent gain flatness, ± 1.3 dB	Provides consistent performance across frequency, minimizing the need for external equalizing networks in wideband applications.
Medium output power, +31 dBm P3dB	Supports a wide range of power requirements.
High OIP3, +38 dBm	Provides highly linear performance with excellent sensitivity and two-tone spur-free dynamic range.

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-Circuits 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-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



Coaxial Amplifier

ZHL-4240+

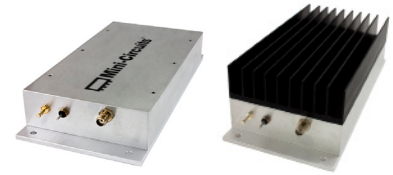
50Ω Medium High Power 600 to 4200 MHz

Features

- wideband, 600 to 4200 MHz
- high IP3, +38 dBm typ.
- high gain, 39 dB min.

Applications

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



ZHL-4240X+

ZHL-4240+

CASE STYLE: U36

Connectors	Model
SMA	ZHL-4240+
SMA	ZHL-4240X+

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Electrical Specifications at 25°C

Parameter	Condition (MHz)	ZHL-4240+ ▲ ZHL-4240X+			Units
		Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range		600	—	4200	MHz
Gain	600-4200	39	42	47	dB
Gain Flatness	600-4200	—	±1.3	±1.8	dB
Output Power at 1dB compression*	600-4200	+28	+30	—	dBm
Output Power at 3dB compression**	600-4200	+29	+31	—	dBm
Noise Figure	600-4200	—	8.0	—	dB
Output third order intercept point	600-4200	—	+38	—	dBm
Input VSWR	600-4200	—	—	2.5	:1
Output VSWR	600-4200	—	—	2.5	:1
DC Supply Voltage		—	15	—	V
Supply Current		—	—	1.0	A

Open load is not recommended, potentially can cause damage.

With no load derate max. input power by 20 dB.

* +27 dBm at 3700-4200 MHz

** +28 dBm at 3700-4200 MHz

▲Heat sink not included. Alternative heat sinking and heat removal must be provided by the user to limit maximum base-plate temperature to 65°C, in order to ensure proper performance. For reference, this requires thermal resistance of user's external heat sink to be 1.3°C/W max.

Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-20°C to 65°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+20V
Input RF Power (no damage)	-5 dBm

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

Notes

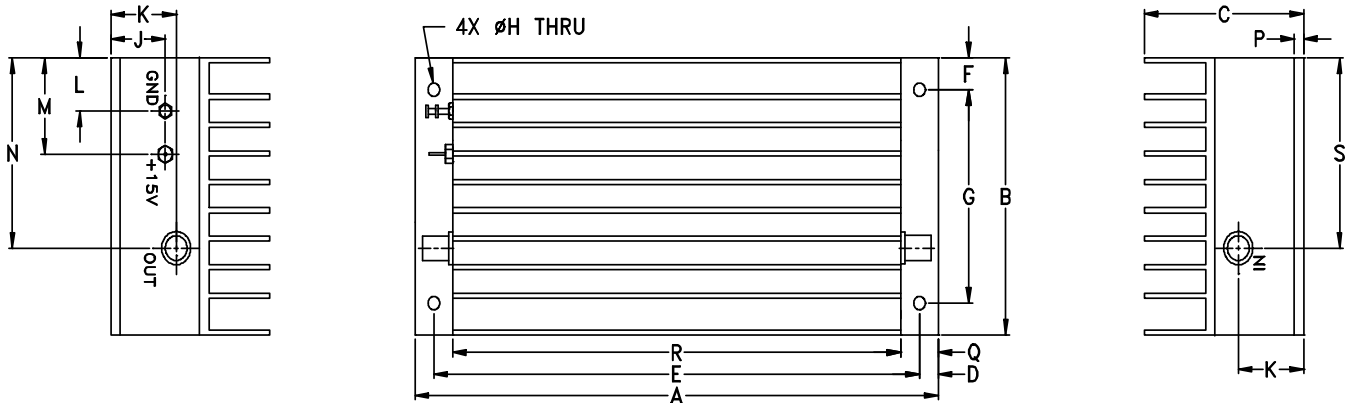
A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.

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.

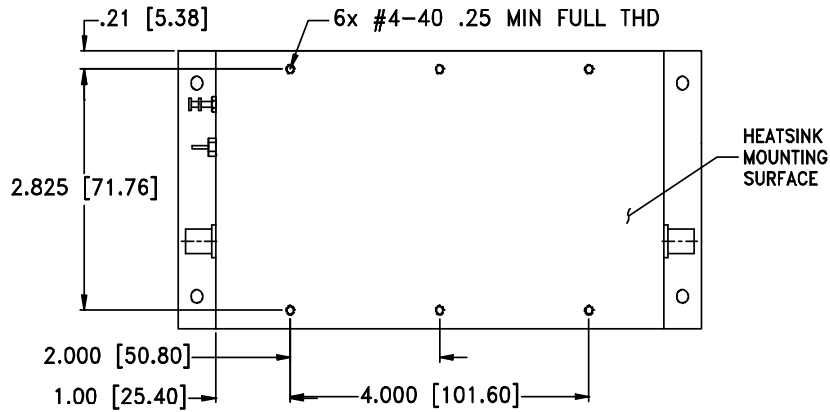
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



Outline Drawing for models with heatsink



MOUNTING INFORMATION FOR MODELS WITHOUT HEATSINK



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	.63	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

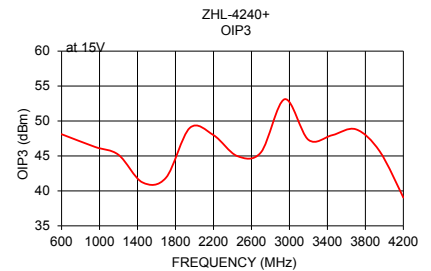
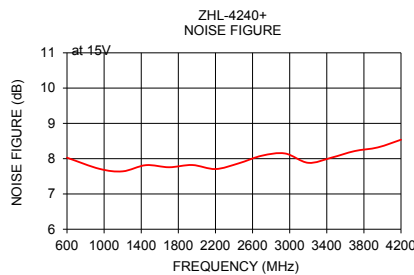
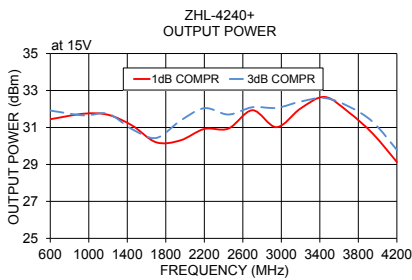
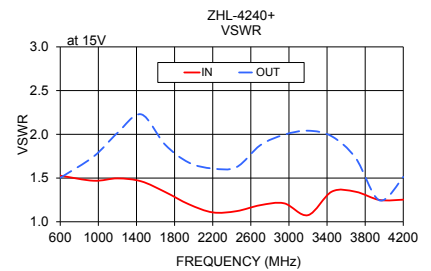
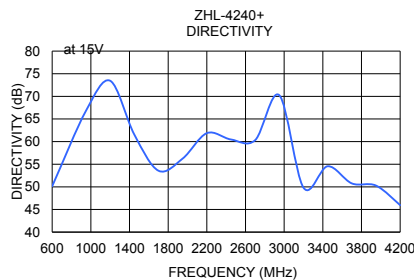
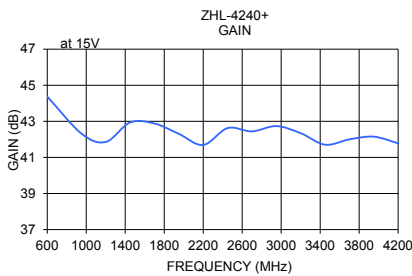
*600 grams without heatsink

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-Circuits 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-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (:1)		POUT at 1 dB COMPR. (dBm)	POUT at 3 dB COMPR. (dBm)	NOISE FIGURE (dB)	IP3 (dBm)
	15V	15V	IN	OUT	15V	15V	15V	15V
600	44.37	50.13	1.53	1.50	31.45	31.91	8.03	48.11
950	42.33	66.82	1.47	1.75	31.74	31.65	7.71	46.30
1200	41.86	73.44	1.50	2.02	31.68	31.74	7.64	45.16
1450	42.94	61.55	1.46	2.23	31.11	30.91	7.82	41.23
1700	42.88	53.56	1.34	1.88	30.20	30.43	7.76	41.89
1950	42.31	56.25	1.20	1.68	30.30	31.36	7.82	49.01
2200	41.69	61.87	1.11	1.61	30.92	32.04	7.71	47.98
2450	42.63	60.47	1.12	1.62	30.94	31.70	7.87	44.99
2700	42.44	60.33	1.19	1.88	31.93	32.09	8.08	45.51
2950	42.74	70.24	1.21	2.00	31.01	32.06	8.15	53.12
3200	42.34	49.82	1.08	2.04	32.03	32.40	7.88	47.31
3450	41.71	54.55	1.34	1.98	32.65	32.59	8.03	47.97
3700	42.00	50.76	1.34	1.73	31.82	32.14	8.22	48.81
3950	42.15	50.28	1.25	1.24	30.66	31.30	8.32	45.68
4200	41.78	45.95	1.25	1.51	29.13	29.78	8.54	39.05
4200	41.78	45.95	1.25	1.51	29.13	29.78	8.54	39.05



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-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits 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-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

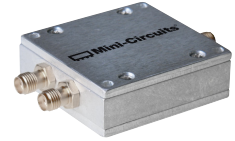


DC Pass

Power Splitter/Combiner

ZN2PD2-50+

2 Way-0° 50Ω 500 to 5000 MHz



CASE STYLE: VVV845

Connectors Model
SMA ZN2PD2-50-S+

+RoHS Compliant
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Maximum Ratings

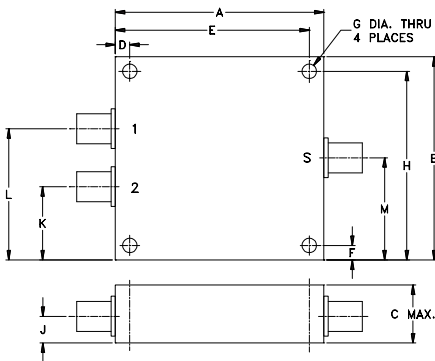
Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	10W max.
Internal Dissipation	0.25W max.

DC Current 600 mA (300mA for each port)
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUPPORT	S
PORT 1	1
PORT 2	2

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	wt	
4.50	2.50	.67	.400	4.100	.125	.125	114.30	63.50	17.02	10.16	104.14	3.18	3.18
												grams	
							2.375	.33	.75	1.75	1.25	247	
							60.33	8.38	19.05	44.45	31.75		

Features

- wideband, 500 to 5000 MHz
- excellent amplitude unbalance, 0.05 dB typ.
- excellent phase unbalance, 0.5 deg. typ.
- up to 10W power input as splitter

Applications

- UHF TV
- cellular/ISM/SMG/GSM
- satellite distribution
- GPS/L BAND (MARSAT)
- PCS/DCS/UMTS
- MMDS
- SATCOM

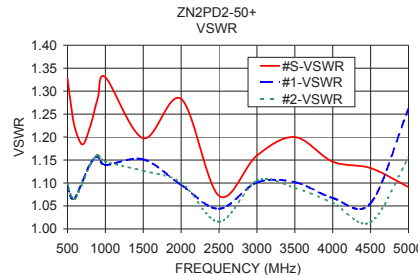
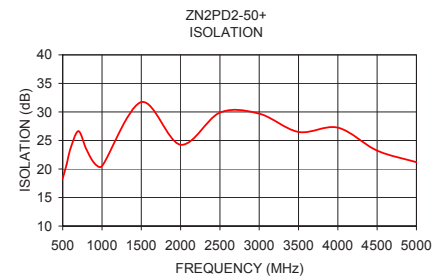
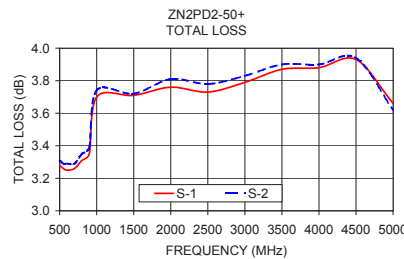
Electrical Specifications

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)		INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB		PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)	VSWR (:1)					
	Typ.	Min.	Typ.	Max.			S		OUT			
$f_c - f_u$					Max.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.		
500-5000	25	15	0.8	1.4	4	0.5	1.2	—	1.1	—	—	
600-1600	24	17	0.7	1.1	2	0.3	1.2	—	1.1	—	—	
1600-2700	26	18	0.8	1.2	3	0.3	1.2	—	1.1	—	—	
2700-3600	28	19	0.9	1.3	3	0.4	1.2	—	1.1	—	—	
3600-4800	22	18	0.9	1.4	4	0.5	1.2	—	1.1	—	—	

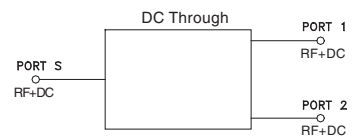
Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Total Loss ¹ (dB)		Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2						
500.00	3.28	3.31	0.04	18.32	0.02	1.33	1.09	1.10
550.00	3.26	3.29	0.03	20.81	0.02	1.27	1.07	1.07
600.00	3.25	3.29	0.04	23.61	0.09	1.22	1.07	1.07
700.00	3.26	3.29	0.03	26.64	0.12	1.18	1.10	1.10
800.00	3.31	3.35	0.04	23.51	0.07	1.22	1.14	1.14
900.00	3.35	3.39	0.04	21.06	0.04	1.29	1.16	1.16
1000.00	3.70	3.74	0.03	20.52	0.12	1.33	1.14	1.15
1500.00	3.71	3.72	0.01	31.72	0.23	1.20	1.15	1.13
2000.00	3.76	3.81	0.05	24.24	0.19	1.28	1.10	1.10
2500.00	3.73	3.78	0.06	29.88	0.36	1.07	1.04	1.02
3000.00	3.79	3.83	0.04	29.70	0.48	1.16	1.10	1.11
3500.00	3.87	3.90	0.02	26.49	0.58	1.20	1.10	1.09
4000.00	3.88	3.90	0.03	27.25	0.54	1.15	1.07	1.06
4500.00	3.93	3.94	0.01	23.23	0.81	1.13	1.06	1.01
5000.00	3.66	3.62	0.04	21.19	1.03	1.09	1.26	1.15

1. Total Loss = Insertion Loss + 3dB splitter loss.



electrical schematic



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-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits 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-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

REV. F
M151107
ZN2PD2-50+
ED-7451/1
LC/TD/CP/AM
151019



DC Pass High Power Combiner

ZAPD-2-21-3W+

2 Way-0° 50Ω 700 to 2100 MHz

Maximum Ratings

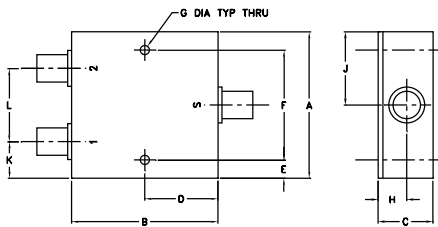
Operating Temperature	-55°C to 90°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Current	500 mA (250mA for each port)

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

Coaxial Connections

SUM PORT	S
PORT 1	1
PORT 2	2

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G
2.00	2.00	.75	1.00	.13	1.750	.125
50.80	50.80	19.05	25.40	3.30	44.45	3.18
H	J	K	L	wt		
.39	1.00	.50	1.00	grams		
9.91	25.40	12.70	25.40	170.0		

Features

- wideband, 700-2100 MHz
- low insertion loss, 0.4 dB typ.
- good isolation, 25 dB typ.
- good amplitude unbalance, 0.05 dB typ. and phase unbalance, 0.7 deg. typ.

Applications

- LMDS • UHF
- VSAT • PCS
- GPS • cellular



Generic photo used for illustration purposes only

CASE STYLE: F53

Connectors	Model
N-TYPE	ZAPD-2-21-3W-N+
SMA	ZAPD-2-21-3W-S+

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

High Power Combiner Electrical Specifications

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)		INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB		PHASE UNBALANCE (Degrees)		AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		POWER INPUT ¹ (W)	
	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	as combiner ² Max.	as splitter Max.
f _L -f _U										
700-2100	25	20	0.4	1.2	0.7	3.0	0.05	0.3	2.5	10

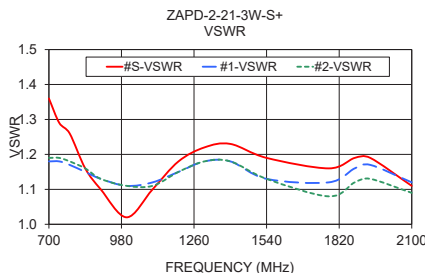
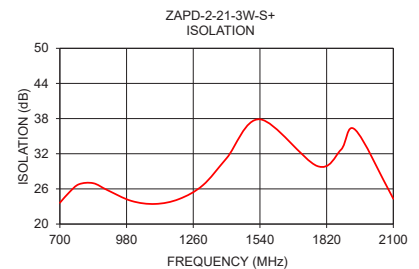
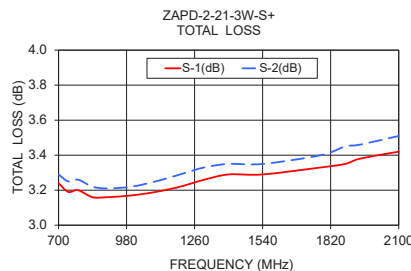
1. Over -55°C to +55°C. Derate linearly to 20% of rating at 90°C

2. As a combiner of non-coherent signals, max. power per port is power rating divided by number of ports.

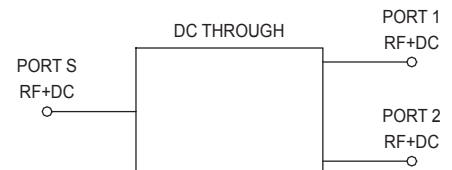
Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Total Loss ¹ (dB)		Amp. Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2						
700.00	3.24	3.29	0.05	23.63	0.45	1.36	1.18	1.19
740.00	3.19	3.25	0.06	25.44	0.45	1.29	1.18	1.19
780.00	3.20	3.26	0.05	26.79	0.48	1.26	1.17	1.18
840.00	3.16	3.22	0.05	26.97	0.51	1.16	1.15	1.16
900.00	3.16	3.21	0.05	25.78	0.56	1.10	1.13	1.13
1000.00	3.17	3.22	0.05	23.95	0.64	1.02	1.11	1.11
1100.00	3.19	3.25	0.06	23.43	0.61	1.10	1.12	1.11
1200.00	3.22	3.29	0.06	24.26	0.75	1.18	1.15	1.15
1300.00	3.26	3.33	0.06	26.61	0.81	1.22	1.18	1.18
1400.00	3.29	3.35	0.06	31.24	0.86	1.23	1.18	1.18
1540.00	3.29	3.35	0.06	37.88	0.94	1.19	1.13	1.13
1780.00	3.33	3.40	0.08	29.91	1.10	1.16	1.12	1.08
1880.00	3.35	3.45	0.09	32.67	1.15	1.19	1.16	1.12
1940.00	3.38	3.46	0.09	36.09	1.16	1.19	1.17	1.13
2100.00	3.42	3.51	0.09	24.32	1.31	1.11	1.12	1.09

1. Total Loss = Insertion Loss + 3dB splitter loss.



electrical schematic



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-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits 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-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. E
M153690
ED-5741C/1
ZAPD-2-21-3W+
HY/TD/CP/AM
200815