



**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO  
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: “ANÁLISIS Y DESEMPEÑO DE ARREGLOS MIMO APLICANDO  
PRE-CODIFICACIÓN TOMLINSON HARASHIMA PARA CANALES FLAT  
FADING EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS”**

**AUTOR: ANDRADE POTOSI, JUAN CARLOS**

**DIRECTOR: ING. AGUILAR SALAZAR, DARWIN LEONIDAS**

**SANGOLQUÍ**

**2019**

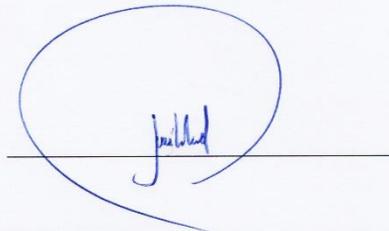


**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**  
**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**CERTIFICADO DEL DIRECTOR**

Certifico que el trabajo de titulación, **“ANÁLISIS Y DESEMPEÑO DE ARREGLOS MIMO APLICANDO PRE CODIFICACIÓN TOMLINSON HARASHIMA PARA CANALES FLAT FADING EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS”** fue realizado por el señor **ANDRADE POTOSI, JUAN CARLOS**, el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

**SANGOLQUÍ, enero del 2019**



**ING. AGUILAR SALAZAR, DARWIN LEONIDAS**



**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**  
**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD**

Yo, **ANDRADE POTOSI, JUAN CARLOS**, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **“Análisis y desempeño de arreglos MIMO aplicando pre codificación Tomlinson Harashima para canales flat fading en comunicaciones inalámbricas”**, es de mi autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Consecuentemente el contenido de la investigación mencionada es veraz.

**SANGOLQUÍ, enero del 2019**



**ANDRADE POTOSI, JUAN CARLOS**

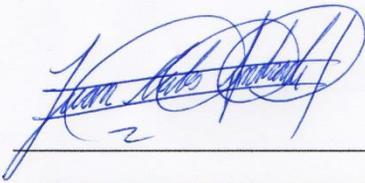


**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**  
**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**AUTORIZACIÓN**

Yo, **ANDRADE POTOSI, JUAN CARLOS**, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación “**Análisis y desempeño de arreglos MIMO aplicando pre codificación Tomlinson Harashima para canales flat fading en comunicaciones inalámbricas**”, en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad.

**SANGOLQUÍ, enero del 2019**



**ANDRADE POTOSI, JUAN CARLOS**

## DEDICATORIA

El presente trabajo está dedicado a mi familia que han sabido motivarme para poder cumplir con este gran objetivo sobre todo a mi padre y esposa que día a día están junto a mí dándome el apoyo, la confianza y el amor para luchar y alcanzar mis metas, a mi hija que es el tesoro más grande que tengo, a mi madre que a la distancia me ha velado por mí y me apoyado en todo camino que he tomado, a mis docentes que me han dado las herramientas necesarias para poder desenvolverme en el mundo de las telecomunicaciones, a mis amigos y compañeros de trabajo ya que gracias a su experiencia he podido llevar la teoría a la práctica.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco primeramente a Dios que me ha brindado las oportunidades de esta vida y de compartir con todas las personas que he conocido, a mis docentes que me han inculcado no solo la teoría si no de valores en especial a mi Director de proyecto ya que ha sabido motivarme y apoyarme en todo el proceso de esta investigación, a mi familia que siempre ha estado ahí brindándome todo el amor y la comprensión.

## ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>CARÁTULA</b>	
<b>CERTIFICADO DEL DIRECTOR .....</b>	<b>i</b>
<b>AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD.....</b>	<b>ii</b>
<b>AUTORIZACIÓN .....</b>	<b>iii</b>
<b>DEDICATORIA.....</b>	<b>iv</b>
<b>AGRADECIMIENTO .....</b>	<b>v</b>
<b>ÍNDICE DE CONTENIDOS.....</b>	<b>vi</b>
<b>ÍNDICE DE tablas .....</b>	<b>x</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS .....</b>	<b>xi</b>
<b>ÍNDICE DE ECUACIONES.....</b>	<b>xiii</b>
<b>ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS .....</b>	<b>xx</b>
<b>RESUMEN.....</b>	<b>xxvii</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>xxviii</b>
<b>CAPÍTULO I</b>	
1.1. Antecedentes.....	1
1.2. Estado del arte.....	3
1.3. Objetivos.....	7
1.3.1. OBJETIVO GENERAL.....	7

1.3.2.	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	7
1.4.	Justificación .....	8
1.5.	Metodología .....	9
1.6.	Esquema general.....	9

## **CAPÍTULO II**

2.1.	SU-MIMO .....	12
2.1.1.	INTRODUCCIÓN .....	12
2.1.2.	TIPOS DE DESVANECIMIENTO E INFORMACIÓN DEL ESTADO DEL CANAL (CSI) .....	16
2.1.3.	MODELO MIMO DE BANDA ESTRECHA.....	19
2.1.4.	CAPACIDAD DE UN CANAL INVARIANTE EN TIEMPO (TI) .....	21

## **CAPÍTULO III**

3.1.	MIMO multiusuario.....	39
3.1.1.	INTRODUCCIÓN .....	39
3.1.2.	MODELO MATEMÁTICO .....	40
3.1.3.	CAPACIDAD DEL CANAL .....	43
3.1.4.	TÉCNICAS EN EL CANAL BROADCAST (ENLACE DESCENDENTE)....	48

## **CAPÍTULO IV**

4.1.	Estándares de comunicación inalámbrica.....	69
4.1.1.	IEEE 802.11 (WI-FI).....	69
<b>4.1.2.</b>	<b>IEEE 802.16 (WIMAX)</b> .....	<b>79</b>

<b>4.1.3.</b>	<b>3GPP</b> .....	89
4.2.	Tabla comparativa de los estándares de redes inalámbricas actuales ....	114

## CAPÍTULO V

5.1.	Modelo del sistema .....	116
5.1.1.	CONSIDERACIONES DEL MODELO DEL SISTEMA.....	116
5.1.2.	DIAGRAMA DE FLUJO DEL SISTEMA.....	117
5.2.	Esquema de procesamiento de la señal .....	119
5.2.1.	CASO DE ESTUDIO A ( $N_i = 1$ ).....	119
5.2.2.	CASO DE ESTUDIO B ( $N_i > 1$ ).....	121
5.3.	Métricas .....	123
5.3.1.	TASA DE ERROR DE BIT (BER) .....	123
5.3.2.	CAPACIDAD TOTAL .....	123
5.4.	Simulaciones en MATLAB®.....	124
5.4.1.	PARÁMETROS.....	124
<b>5.4.2.</b>	<b>CASO DE ESTUDIO A</b> .....	124
<b>5.4.3.</b>	<b>CASO DE ESTUDIO B</b> .....	126
5.5.	Análisis de resultados .....	128
5.5.1.	CASO DE ESTUDIO A .....	128
<b>5.5.2.</b>	<b>CASO DE ESTUDIO B</b> .....	131

**CAPÍTULO VI**

6.1.	Conclusiones .....	135
6.2.	Recomendaciones .....	136
<b>7</b>	<b>Bibliografía.....</b>	<b>137</b>

**ÍNDICE DE TABLAS**

<b>Tabla 1</b>	<i>Estándar IEEE 802.11-2007 y sus enmiendas</i> .....	74
<b>Tabla 2</b>	<i>Estándar IEEE 802.11-2012 y sus enmiendas</i> .....	77
<b>Tabla 3</b>	<i>Estándar IEEE 802.11-2016 y sus enmiendas</i> .....	79
<b>Tabla 4</b>	<i>Estándar IEEE 802.16-2001 y sus enmiendas</i> .....	81
<b>Tabla 5</b>	<i>Estándar IEEE 802.16-2004 y sus enmiendas</i> .....	83
<b>Tabla 6</b>	<i>Estándar IEEE 802.16-2009 y sus enmiendas</i> .....	84
<b>Tabla 7</b>	<i>Estándar IEEE 802.16-2012 y sus enmiendas</i> .....	85
<b>Tabla 8</b>	<i>Estándar IEEE802.16.1-2012 y sus enmiendas</i> .....	88
<b>Tabla 9</b>	<i>Secuencia en el tiempo - “Release” publicados por el 3GPP</i> .....	113
<b>Tabla 10</b>	<i>Transmisión MIMO y tipo de precodificación</i> .....	115
<b>Tabla 11</b>	<i>Rotulación de algoritmos simulados en Matlab®</i> .....	128

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.</b> Sistema de comunicación MIMO convencional.....	14
<b>Figura 2.</b> Matriz de símbolos transmitidos: Sistema MIMO convencional.....	15
<b>Figura 3.</b> Matriz de símbolos recibidos: Sistema MIMO convencional.....	15
<b>Figura 4.</b> Modelo MIMO con $M_T$ antenas.....	20
<b>Figura 5.</b> Modelo del sistema SIMO .....	23
<b>Figura 6.</b> Modelo del sistema MISO con Beamforming.....	25
<b>Figura 7.</b> SVD de $H$ para el caso donde: $M_T < M_R$ (izq.) .....	28
<b>Figura 8.</b> Modelo MIMO equivalente con pre-process.....	30
<b>Figura 9.</b> Estructura general de transmisión de modos propios.....	34
<b>Figura 10.</b> Sistema MIMO con matriz .....	37
<b>Figura 11.</b> Sistema de comunicación MU-MIMO con $K=4$ .....	40
<b>Figura 12.</b> Modelo del canal MAC.....	41
<b>Figura 13.</b> Modelo del canal BC.....	42
<b>Figura 14.</b> Región de la capacidad.....	44
<b>Figura 15.</b> Representación.....	62
<b>Figura 16.</b> Ilustración de la operación.....	63
<b>Figura 17.</b> Diagrama de flujo del Programa principal.....	117
<b>Figura 18.</b> Diagrama de flujo.....	118
<b>Figura 19.</b> Relación general de transmisión: LQD con THP.....	119
<b>Figura 20.</b> Relación general de transmisión: BD-GMD con THP.....	121
<b>Figura 21.</b> Desempeño BER en un sistema MU-MIMO.....	125

	xii
<b>Figura 22.</b> Capacidad total del canal downlink en un sistema.....	126
<b>Figura 23.</b> Desempeño BER en un sistema MU-MIMO.....	127
<b>Figura 24.</b> Capacidad total del canal downlink en un sistema.....	127
<b>Figura 25.</b> Comparativa del desempeño BER en un sistema.....	129
<b>Figura 26.</b> Capacidad total del canal downlink.....	129
<b>Figura 27.</b> Comparativa del desempeño BER en un sistema.....	130
<b>Figura 28.</b> Comparativa del desempeño BER en un sistema.....	132
<b>Figura 29.</b> Capacidad total del canal downlink.....	133
<b>Figura 30.</b> Comparativa del desempeño BER .....	134

**ÍNDICE DE ECUACIONES**

- (1) Vector de la señal transmitida, señal recibida y ruido aditivo
- (2) Matriz del canal MIMO
- (3) Relación entrada-salida en tiempo discreto canal MIMO
- (4) Limitación en la potencia de transmisión ( $\bar{P}$ )
- (5) Relación entrada-salida en tiempo discreto canal SISO-TI
- (6) SNR para un canal SISO-TI
- (7) Capacidad de un canal SISO-TI
- (8) Señal recibida en un sistema SIMO-TI
- (9) Señal procesada con MF en un sistema SIMO-TI
- (10) SNR para un sistema SIMO-TI
- (11) Capacidad de un sistema SIMO-TI
- (12) Señal recibida en un sistema MISO-TI
- (13) Señal enviada desde la antena  $i$  en un sistema MISO-TI
- (14) Canal AWGN escalar en un sistema MISO-TI
- (15) SNR para un sistema MISO-TI
- (16) SVD de la matriz del canal  $H$
- (17) Matriz del canal  $H$  - sistema MIMO (2x2)
- (18) Elementos de las matrices unitarias  $U$  y  $V$
- (19) Limitante de ortogonalidad en la matriz  $U$
- (20) Limitante de ortogonalidad en los vectores propios de  $H$
- (21) Energía del canal  $H$  en función de sus valores singulares

- (22) Cambios de variables para pre- y post-procesamiento – MIMO
- (23) Señal recibida ( $y$ ) antes del post-procesamiento – MIMO
- (24) Señal post-procesada ( $\tilde{y}_k$ ) en un sistema MIMO
- (25) Relación vectorial entrada-salida en un sistema MIMO equivalente
- (26) Salida de un sistema MIMO equivalente reescrito
- (27) Coeficiente de valor propio a ruido en un canal MIMO-TI
- Capacidad de un canal MIMO-TI calculado a partir de una limitación de
- (28) potencia
- (29) Capacidad de un sistema MIMO-TI calculado a partir de Waterfilling
- (30) Potencia de transmisión asignada a cada antena desde Waterfilling
- (31) Valor de interrupción  $\gamma_0$  usada en el algoritmo Waterfilling
- (32) Relación señal a ruido media para definir la capacidad
- (33) Capacidad MIMO-TI en régimen de SNR alta
- (34) Capacidad MIMO-TI desde una aproximación del  $r_H$
- (35) Capacidad MIMO-TI en régimen de SNR baja
- (36) Ganancia de multiplexado de un sistema MIMO-TI
- Tasa máxima alcanzada en un sistema MIMO-TI con matriz de covarianza
- (37)  $R_{xx}$
- Reformulación de la capacidad en función de la matriz de covarianza –
- (38) MIMO-TI
- (39) Señal recibida en la BS en un sistema MU-MIMO con  $K$  usuarios: Canal MAC
- (40) Representación de la señal recibida por un vector simple: ecuación (54)

- (41) Señal recibida en el  $uth$  usuario en un sistema MU-MIMO: Canal BC
- Representación de las señales recibidas en los usuarios por un vector simple:
- (42) ecuación (56)
- (43) Región de la capacidad en el canal MAC: MU-MIMO ( $K = 2, N_M = 1$ )
- (44) Señal recibida en la BS en un sistema MU-MIMO ( $K = 2, N_M = 1$ )
- (45) Señal libre de interferencia en la BS en un sistema MU-MIMO  $K = 2, N_M = 1$ )
- (46) Relación entrada-salida de un sistema MU-MIMO ( $2 \times 2$ )
- (47) Descomposición LQ de la matriz del canal  $H^{DL}(2 \times 2)$
- (48) Precodificación de la señal transmitida ( $x_u, u = 1, 2$ )
- (49) Señal recibida en un sistema MU-MIMO ( $N_B = 2, N_M = 1, K = 2$ )
- (50) Tasa de transmisión para el 1er. usuario en el sistema MU-MIMO de (61)
- (51) Tasa de transmisión para el 2do. usuario en el sistema MU-MIMO de (61)
- (52) Tasa de transmisión final para el 2do. usuario en el sistema MU-MIMO de (61)
- (53) Señal recibida en el  $uth$  usuario para un sistema MU-MIMO ( $N_M = 1, K = N_B$ )
- Representación de la señal recibida en los  $K$  usuarios para un sistema MU-
- (54) MIMO ( $N_M = 1, K = N_B$ )
- (56) Señal transmitida por la BS para un sistema MU-MIMO ( $N_M = 1, K = N_B$ )
- Matriz de Beamforming  $W_{ZF}$  para un sistema MU-MIMO operando con
- (57) inversión del canal
- Calculo de la constante  $\beta$  para cumplir con la limitación de la potencia total de
- (58) transmisión para un sistema MU-MIMO

- (59) Relación de entrada – salida en un sistema MU-MIMO operando con inversión del canal
- (60) Matriz de Beamforming  $W_{MMSE}$  para un sistema MU-MIMO operando con inversión regularizada del canal
- (61) Señal recibida en el  $uth$  usuario para un sistema MU-MIMO ( $N_M > 1$ )
- (62) Señal recibida en  $K = 3$  usuarios para un sistema MU-MIMO ( $N_M > 1$ )
- (63) Condición por cumplir para diagonalizar en bloque la matriz del canal efectiva
- (64) Señal recibida (75) libre de interferencia para un sistema MU-MIMO
- (65) Matriz del canal compuesta por los pesos del canal de todos los usuarios excepto el  $uth$  usuario
- (66) Condición por cumplir para diagonalizar en bloque la matriz del canal efectiva ( $N_R = N_B$ )
- (67) Señal recibida (76) libre de interferencia
- (68) Descomposición en valores singulares de la matriz del canal  $\tilde{H}_u^{DL}$
- (69) Relación: multiplicando  $\tilde{H}_u^{DL}$  con  $\tilde{V}_u^{cero}$
- (70) Descomposición en valores singulares de la matriz del canal  $\tilde{H}_1^{DL}$  para un sistema MU-MIMO ( $N_B = 4, K = 2, N_{M,u} = 2$ )
- (71) Descomposición en valores singulares de la matriz del canal  $\tilde{H}_2^{DL}$  para un sistema MU-MIMO ( $N_B = 4, K = 2, N_{M,u} = 2$ )
- (72) Matrices de precodificación  $W_1$  y  $W_2$  para un sistema MU-MIMO ( $N_B = 4, K = 2, N_{M,u} = 2$ )

- (73) Señal recibida libre de interferencia en el 1er. usuario del sistema MU-MIMO  
 $(N_B = 4, K = 2, N_{M,u} = 2)$
- (74) Relación entrada - salida en el sistema MU-MIMO  $(N_B = 3, K = 3, N_{M,u} = 1)$
- (75) Descomposición LQ de la matriz del canal  $H^{DL}$
- (76) Señal recibida después del pre-procesamiento
- (77) Señal recibida en el 1er. Usuario
- (78) Precodificación de la señal del 1er. usuario
- (79) Señal recibida por el 2do. Usuario
- (80) Precodificación de la señal del 2do. Usuario
- (81) Señal recibida por el 3er. Usuario
- (82) Precodificación de la señal del 3er. Usuario
- (83) Matriz de precodificación para el 1er. Usuario
- (84) Matriz de precodificación para el 2do. Usuario
- (85) Matriz de precodificación para el 3er. Usuario
- (86) Matriz de precodificación en DPC para un sistema MU-MIMO  $(3 \times 3)$   
 $y_1 y_2 y_3 = H_1 D L H_2 D L H_3 D L H D L \cdot Q H x + z_1 z_2 z_3 = [1100 \ 121 \ 1220 \ 131 \ 132 \ 133] x_1 x_2 x_3 +$
- (87)  $\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$  (48) en función de la matriz de precodificación (100)
- (88) Obtención alterna de la matriz precodificación (100)
- (89) Símbolo expandido  $c$  ( $M - aray$  PAM)
- (90) Definición operación simétrica modulo ( $M - aray$  PAM)
- (91) Definición operación simétrica modulo ( $M - aray$  QAM)

- (92) Desigualdad que cumplir por la operación modulo simétrico ( $M - arary$  QAM)
- (93) Desigualdad de los números complejos  $x_1$  y  $x_2$  ( $M - arary$  QAM)
- (94) Operación simétrica modulo ( $M - arary$  QAM)
- (95) Símbolos de datos precodificados  $x_1^{TH}$  en un sistema MU-MIMO con  $K = 3$
- (96) Símbolos de datos precodificados  $x_2^{TH}$  en un sistema MU-MIMO con  $K = 3$
- (97) Símbolos de datos precodificados  $x_3^{TH}$  en un sistema MU-MIMO con  $K = 3$
- (98) Señal precodificada  $x_1^{TH}$  en un sistema MU-MIMO con  $K = 3$
- (99) Señal precodificada  $x_2^{TH}$  en un sistema MU-MIMO con  $K = 3$
- (100) Señal precodificada  $x_3^{TH}$  en un sistema MU-MIMO con  $K = 3$
- (101) Relación de entrada – salida en el sistema MU-MUMO con  $K = 3$
- (102) Señal recibida en el 2do. usuario
- (103) Señal recibida en el 2do. usuario reemplazando  $x_2^{TH}$
- (104) Versión escalada de la señal recibida en el 2do. Usuario
- (105) Detección con la operación simétrica modulo sobre  $(\tilde{y}_2)$
- (106) Condición por cumplir sobre  $(\tilde{y}_2)$
- (107) Señal recibida  $(\tilde{y}_2)$  después de detección
- (108) Señal recibida en el 3er. Usuario
- (109) Señal recibida en el 3er. usuario reemplazando  $x_3^{TH}$
- (110) Versión escalada de la señal recibida en el 3er. Usuario
- (111) Detección con la operación simétrica modulo sobre  $(\tilde{y}_3)$
- (112) Señal recibida  $(\tilde{y}_3)$  después de detección
- (113) Descomposición de H en el producto de tres matrices

- (114) Forma de las matrices resultantes en el algoritmo BD-GMD
- (115) Ecuación para encontrar  $H_1$  en el algoritmo BD-GMD
- (116) Expresión de la matriz  $\mathcal{H}$  en el algoritmo BD-GMD
- (117) Multiplicación de  $\mathcal{H}$  por la matriz de proyección  $(I - Q_1 Q_1^H)$
- (118) Ecuación para encontrar  $\Xi$  en el algoritmo BD-GMD
- (119) Media geométrica de los valores singulares de la matriz del canal MIMO
- (120) Vector de la señal recibida en los  $K$  usuarios para el sistema MU-MIMO modelado
- (121) Señal recibida en el  $i$ th usuario para el sistema MU-MIMO modelado
- (122) Matriz de precodificación ( $F$ ) para el procesamiento
- (123) Matriz de pre-ecualización ( $B$ ) para el procesamiento de la
- (124) Matriz de escalamiento ( $G$ ) para el procesamiento de la
- (125) Relación general de transmisión de la
- (126) Representación alternativa de la relación general de transmisión de (124)
- (127) Vector de ruido post-procesado ( $w$ )
- (128) Símbolos de datos recuperados por la operación matemática modulo simétrico
- (129) Matriz de precodificación ( $F$ ) propuesta
- (130) Matriz de alimentación hacia adelante ( $D$ ) propuesta
- (131) Relación general de transmisión
- (132) Definición de la relación señal a ruido (SNR)
- (133) Definición de la capacidad total del canal downlink
- (134) Definición de la capacidad total del canal downlink para el sistema

**ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS**

3GPP	3rd Generation Partnership Project
4G	Four Generation in Mobile Network
Ad-hoc	Data network for specific purpose
AGC	Automatic Gain Control
AP	Access Point
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BC	Broadcast Channel
BD	Block Diagonal
BER	Bit Error Rate
BF	Beamforming
BS	Base Station
BWA	Broadband Wireless Access
CA	Carrier Aggregation
CDMA	Code Division Multiple Access
CL MIMO	Closed-loop MIMO
CNR	Carrier to Noise Ratio
CoMP	Coordinated Multi Point
CPC	Continuous Packet Connectivity
CPICH	Common Pilot Channel
CRS	Cell-specific Reference Signal
CSI	Channel State Information

CSIR	Channel State Information on side Receptor
CSIT	Channel State Information on side Transmitter
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
cTHP	Centralized THP
DCF	Distributed Coordination Function
DeNB	Donor eNodeB
DFE	Decision Feedback Equalization
DFS	Dynamic Frequency Selection
DL MIMO	Downlink MIMO
DM-RS	Demodulation Reference Signal
DPC	Dirty Paper Coding
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel
DPCH	Dedicated Physical Channel
DSL	Digital Subscriber Line
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
dTHP	Decentralized THP
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
EES	Extended Service Set
eICIC	Enhanced inter-cell Interference Coordination
eMBMS	Evolved Multimedia Broadcast and Multicast Service
E-UTRA	Enhance-UTRA
FDD	Frequency Division Duplexing
FF	Fast Fading

FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FILS	Fast Initial Link Setup
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
HetNets	Heterogeneous Networks
HS-PDSCH	High-Speed Physical Downlink Shared Channel
HT	High Throughput
IAI	Inter-antenna Interference
i.i.d.	Independently Identically Distributed
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IMT	International Mobile Telecommunications
IMT-A	IMT Advanced
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industrial, Scientific and Medical Band
ITU	International Telecommunications Union
ITU-R	ITU – Radio Communication Sector
IUI	Inter-User Interference
LAN	Local Area Network
LBS	Location-based Services
LCS	Positioning Support
LOS	Line of Sight
LP	Linear Precoding

LQD	LQ Decomposition
LR	Lattice Reduction
LRA	LR Aided
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	LTE-Advanced
$MAC_{Layer}$	Medium Access Control Layer
M2M	Machine-to-machine
MAC	Multiple Access Channel
MAN	Metropolitan Area Network
MBMS	Multimedia Broadcast and Multicast Service
MBS	Multicast and Broadcast Services
MCS	Modulation and Coding Scheme
MIMO	Multiple Input/Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MME	Mobility Management Entity
MMSE	Minimum Mean Square Error
MU	Multi-user
MUI	Multi-User Interference
MU-MIMO	Multi-User MIMO
NAP	Non-adaptive Precoding
N-LOS	Non-LOS
NLP	No-lineal Precoding

OFDM	Orthogonal Frequency Division multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OL MIMO	Open-loop MIMO
OP	Organizational Partner
OSDM	Orthogonal Space-Division Multiplexing
PC	Point Coordinator
PCF	Point Coordinator Function
PCG	Program Coordination Group
PCSI	Perfect Channel State Information
PDCP	Packet Data Convergence Protocol
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PER	Packet Error Rate
PHY	Physical Layer
QoS	Quality of Service
QRD	QR Decomposition
RAN	Radio Access Network
RBD	Regularized Block Diagonal
RLC	Radio Link Control
RN	Relay Nodes
ROHC	Robust Header Compression
RRC	Radio Resource Control
RRM	Radio Resource Management
RSNA	Robust Security Networks Association

RSO	Regularized Successive Optimization
SDMA	Space Division Multiple Access
SDO	Standards Developing Organization
SE	Sphere Encoding
SF	Slow Fading
SIC	Successive Interference Cancellation
SIM	Subscriber Identity Module
SISO	Simple Input/Simple Output
SMMSE	Successive MMSE
SNR	Signal to Noise Ratio
SO	Successive Optimization
SON	Self-Organizing Networks
STA	no-AP Station
SVD	Singular Value Decomposition
TD-CDMA	Time Division-Code Division Multiple Access
TDD	Time Division Duplexing
TG	Task Group
THP	Tomlinson-Harashima Precoding
TI	Time Invariant
TIM	Traffic indication Map
TPC	Transmit Power Control
TSG	Technical Specification Group
TVWS	Television White Spaces

TVWSS	TVWS Spectrum
UE	User Equipment
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Networks
VHT	Very High Throughput
VP	Vector Perturbation
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WECA	Wireless Ethernet Compatibility Alliance
WEP	Wired Equivalent Privacy
WFA	Wi-Fi Alliance
WG	Working Group
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless LAN
ZF	Zero Forcing
ZMCCS	Zero Mean Complex Circularly Symmetric

## RESUMEN

Este trabajo fundamenta los sistemas de múltiple entrada – múltiple salida (MIMO) de único usuario (SU-MIMO), su comportamiento en canales con desvanecimiento lento y la distribución de la información del estado del canal (CSI) en la estación base (BS). Presenta la transición de pensar en sistemas MIMO de único usuario (SU) hacia MIMO de múltiples usuarios (MU), dando lugar a los sistemas MIMO Multiusuario (MU-MIMO) y expone los tipos de precodificadores (lineal y no lineal) que permiten mitigar la interferencia multiusuario (MUI) y entre antenas (IAI). Se evidencia la introducción de los sistemas SU-MIMO y MU-MIMO en la capa física (PHY) de los estándares de comunicación inalámbrica actuales, como: IEEE 802.11, IEEE 802.16 y 3GPP LTE; el resultado una tabla comparativa con el tipo de sistema y el precodificador recomendado en cada uno. Se analiza el desempeño en términos de la tasa de error del bit (BER) y de la capacidad total del canal downlink que logra un sistema MU-MIMO con  $N_B \times K = 4 \times (1,1,1,1)$  y  $N_B \times K = 4 \times (2,2)$ . En estos dos sistemas se propone un esquema de procesamiento que implementa la THP, partiendo de la descomposición LQ (LQD) para el primer caso y el uso del algoritmo BD-GMD para el segundo; ambos diseñados bajo un criterio (“Zero Forcing”). Finalmente, compara el desempeño de los esquemas de procesamiento propuestos versus los esquemas que emplean los precodificadores tradicionales y expone las conclusiones derivadas en las simulaciones de Matlab®.

### **PALABRAS CLAVE:**

- **MIMO MULTIUSUARIO**
- **PRECODIFICACIÓN**
- **TOMLINSON HARASHIMA**

## ABSTRACT

This research work shows the theory fundamental of single-user multiple-input multiple-output systems (SU-MIMO), its performance on channels with slow fading and distribution of channel state information (CSI) in the base station (BS). Also, presents the transition from thinking about single user (SU) MIMO to multiple user (MU) MIMO, giving rise to Multi-user MIMO system (MU-MIMO) and show the types of precoders available in the literature (lineal and no-lineal) to mitigate the multi-user interference (MUI) and inter-antenna interference (IAI). Then, it exhibits the introduction of the SU-MIMO and MU-MIMO into the physical layer (PHY) of current wireless communication standards, such as: IEEE 802.11, IEEE 802.16 and 3GPP LTE, presenting at the end a comparative table with the MIMO system and precoder recommended in each one. Next, it analyzes the performance in terms of the bit error rate (BER) and the total downlink channel capacity achieved by  $N_B \times K = 4 \times (1,1,1,1)$  and  $N_B \times K = 4 \times (2,2)$  MU-MIMO system, respectively. In the two systems, a processing scheme is proposed which implements the THP, starting from the LQ Decomposition (LQD) for the first case and use the Block Diagonal Geometric Mean Decomposition (BD-GMD) algorithm for the second; both schemes designed under a zero forcing (ZF) criteria. Finally, it compares the performance of the proposed processing schemes versus the schemes that used the traditional precoders: inversion channel (IC), inversion channel regularized (ICR) and block diagonal (BD); and expose the conclusions derived from the results obtained in the Matlab® simulations.

### KEY WORDS:

- MIMO MULTIUSER
- TOMLINSON HARASHIMA
- PRECODIFICATION

## CAPÍTULO I

### INTRODUCCIÓN

#### 2.1. Antecedentes

En la última década, los sistemas inalámbricos de múltiple entrada/múltiple salida (MIMO) han tomado especial protagonismo ya que ofrece una mayor eficiencia espectral y confianza en comparación a los sistemas tradicionales de simple entrada/simple salida (SISO) (Tim Brown, 2012). En este contexto, un tema de investigación recurrente es el estudio de los sistemas MIMO multiusuario (MU-MIMO) debido a que estos tienen el potencial de combinar la alta capacidad alcanzada en el procesamiento MIMO con los beneficios del acceso múltiple por división de espacio (SDMA) (V. Stankovic and M. Haardt, 2005). Particularmente, se han convertido en un requisito tecnológico en varios de los sistemas de comunicación inalámbricos actuales incluyendo las redes celulares (p.e. 4G) y ad-hoc (p.e. Wi-Fi), quienes cada vez demandan soportar una mayor tasa de transmisión (T. Taniguchi, 2013). En tal situación, varias técnicas de precodificación en el enlace descendente (del inglés, “downlink”) o también llamado canal Broadcast (BC) han sido propuestas con el fin de cancelar la interferencia de múltiple usuario (MUI) y maximizar la capacidad que alcanza el sistema (BAI Baoming and LI Xinmin, 2009).

Las técnicas de precodificación en el canal BC pueden ser divididas en dos categorías: lineales y no lineales. La precodificación lineal (LP) es conocida como un esquema de precodificación simple y han sido adoptadas en sistemas IEEE 802.11 ac y LTE (K. Nishimura, 2015). Dentro de esta categoría se incluyen: la diagonalización de bloque (BD), forzado a cero (ZF), multiplexación por división de espacio ortogonal (OSDM) y sucesiva optimización (SO). Estos métodos son fácilmente aplicables, pero

alcanzan una tasa total (del inglés, sum-rate) mucho menor que la precodificación Costa (DPC), debido a que reducen los grados de libertad de los canales entre la estación base (BS) y los terminales de los usuarios (UE) (BAI Baoming and LI Xinmin, 2009). En tanto, la técnica de diagonalización regularizada de bloque (RBD) logra mejoras significativas en el orden de la diversidad y de la tasa total (V. Stankovic and M. Haardt, 2008).

Por otra parte, la precodificación no-lineal (NLP) logra mejores tasas que la LP debido a que no sufren de mejora de ruido en el UE, han surgido como una técnica prometedora para poner en marcha la siguiente generación de sistemas móviles de banda ancha (5G) (K. Nishimura, 2015). Dentro de esta categoría se incluyen: la precodificación Tomlinson-Harashima (THP), los códigos anidados lineales/enrejados y el vector de perturbación (VP) (BAI Baoming and LI Xinmin, 2009).

THP que originalmente fue propuesta para reducir la potencia pico a promedio en el ecualizador de realimentación de decisiones (DFE), el cual sufre de propagación de error (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010), es también configurable para la cancelación de la MUI en el canal BC de los sistemas MIMO (R.F.H. Fischer, 2002). Esta técnica puede ser diseñada bajo el criterio de ZF o mínimo error cuadrático medio (MMSE) y es vista como una implementación subóptima de DPC con baja complejidad y pérdidas considerables de la capacidad en comparación con DPC (W. Yu, D. Varodayan and J. Cioffi, 2005). Por lo que, varios estudios han sido propuesto en torno a THP, desde estrategias de ordenamiento, asignación de potencia, métodos de planificación (del inglés, scheduling), hasta el análisis del desempeño (del inglés, performance) en sistemas con retroalimentación limitada.

## 2.2. Estado del arte

En ( M. Tomlinson, 1971) y (H. Harashima and H. Miyakawa, 1972) se propuso inicialmente la THP para la ecualización temporal; es decir, la mitigación de la interferencia entre símbolos (ISI) en los canales dispersivos en tiempo. Más tarde, en (J. Cioffi & G. Cinis, 2000) se introdujo el concepto de THP para la ecualización espacial en un los sistema MIMO con desvanecimiento plano (del inglés, “flat fading”) y la restricción del número de antenas en la BS ( $N_T$ ) sea igual al número de antenas en el receptor ( $N_R$ ), es decir,  $N_T = N_R$ .

En (M. Joham, 2004), se planteó el uso de la precodificación MMSE en combinación con THP denominada (MMSE THP) para un sistema MU-MIMO ( $N_T \geq N_R$ ). Esta propuesta pretendía que el MMSE balaceé la MUI a fin de reducir la pérdida del desempeño, mientras que, la THP se usaba para eliminar parte de la MUI y mejorar la diversidad. Sin embargo, en el caso donde un usuario está equipado con múltiples antenas y estas a su vez están poco espaciadas, la mitigación de la interferencia entre flujos (del inglés, “inter-stream”) aun causaba alguna degradación del desempeño. Por lo que, (V. Stankovic & M. Haardt, 2004) presentaron una combinación de la técnica de sucesiva optimización (SO) y la THP denominada (SO THP) con el fin de mejorar el uso de los subespacios disponibles en un sistema MU-MIMO y así eliminar por completo la MUI; esto para escenarios donde existe una perfecta información del estado del canal (PCSI) en el lado del transmisor (PCSIT). Este último esquema demostró tener un mejor desempeño en términos de la tasa de error de Bit (BER) y alcanzo una mayor capacidad que su contraparte, es decir, (MMSE THP) para bajos niveles de la relación señal a ruido (SNR). Basados en las ideas anteriores, se propone combinar la THP con un sucesivo

MMSE (SMMSE) denominado (SMMSE THP) con el objetivo de lograr una mejora en la diversidad y ganancias sustanciales en la capacidad, especialmente para bajos SNRs. Desafortunadamente, esta técnica es sensible a errores en la estimación del canal en comparación a las técnicas de precodificación lineal como la RBD (V. Stankovic and M. Haardt, 2006). Considerando lo antes expuesto, introducen una combinación de RBD y THP llamada optimización regularizada sucesiva THP (RSO THP), la cual bordea la sumatoria total alcanzada por DPC cuando la limitación de dimensionalidad es satisfecha (es decir,  $N_R > N_T$ ) pero experimenta un piso de error que provoca que su desempeño en términos del BER sea bajo (V. Stankovic and M. Haardt, 2008).

En (BAI Baoming and LI Xinmin, 2009), los autores plantearon combinar la THP según el criterio ZF (ZF-THP) con una estructura de multiplexación espacial para canales BC MU-MIMO denominada (THP-BF). Esta técnica pretende que la BS elimine la MUI con THP y que cada usuario en la recepción combine las señales de sus múltiples antenas con Beamforming (BF), lo que permite lograr una mejor tasa total que los métodos de precodificación lineales como BD y ZF, en tanto, supera al tradicional THP para SNR bajos y moderados. Mientras que, (F. Cao and Ngoc-Dunf Dao, 2011) introducen un método basado en la descomposición Cholesky con el criterio MMSE, donde los beamformers de recepción son generados sucesivamente, esto para un sistema MU-MIMO con precodificación MMSE THP con el objetivo de explotar la diversidad espacial ofrecida por múltiples antenas en cada usuario.

(K. Zu, 2014) propone un diseño iterativo coordinado THP para soportar múltiples flujos de datos (del inglés, "data streams") en el canal BC MU-MIMO con ( $N_R > N_T$ ), donde cada usuario está equipado con múltiples antenas. Este esquema es implementado en

dos tipos de estructuras THP: THP descentralizado (dTHP) y THP centralizado (cTHP). El mismo año, (N. K. Chavali V. U., 2014) resume un método para servir un número arbitrario de streams para cada usuario con múltiples antenas del canal BC MU-MIMO ( $N_R > N_T$ ). Sin embargo, ningún criterio de selección de los vectores de procesamiento ha sido propuesto. Por tanto, como extensión de esta idea (N. K. Chavali K. K., 2017) proponen un método no iterativo combinando THP con pre- y post- procesamiento y la selección de los vectores de procesamiento basados en la maximización de la SNR instantánea de los flujos de datos en la entrada del detector de cada usuario.

(A. Zahid Piracha and S. Keun Oh, 2017) presenta un esquema combinando la precodificación SMMSE por usuario (PU-SMMSE) con THP, la cual denominan (PU-SMMSE THP) que logra un mejor desempeño que el SMMSE-THP con un costo computacional relativamente bajo. Mientras que, los autores (S. Kinjo and S. Ohno, 2017) proponen un algoritmo computacionalmente eficiente para escenarios BC MU-MIMO empleando un nuevo esquema de ZF-THP que determina el patrón de permutación del flujo de usuarios, en conjunto con una localización de bits desigual en el transmisor, el cual supera al esquema convencional MMSE-THP.

(J. Liu, 2010) investiga los esquemas de NLP aplicando reducción de enrejado (LR) en la matriz del canal BC MU-MIMO para ZF-THP y MMSE-THP llamado ZF-THP ayudado con LR (LRA ZF-THP) y MMSE-THP ayudado con LR (LRA MMSE-THP), respectivamente. Esto con el fin de incrementar la eficacia de la pre-cancelación sucesiva de la interferencia entre usuarios (IUI) que resulta en la mejora del desempeño de transmisión. Una extensión de LRA ZF-THP denominada (Extended LRA ZF-THP) es propuesto en (K. Imamura and F. Takahata, 2016), la cual consiste en un algoritmo de

búsqueda eficiente del vector de perturbación que logra el mismo desempeño de transmisión como el VP original y disminuye drásticamente la complejidad computacional comparado con la codificación esfera VP (SE-VP). Mientras que, (K. Hoshino, 2017) expone una extensión de LRA MMSE-THP como un esquema cuya aproximación es similar a Extended LRA ZF-THP pero el vector de perturbación óptimo es eficientemente determinado por el algoritmo de búsqueda de primer nivel “branch-and-bound”, lo cual permite lograr un mejor desempeño en la transmisión que su contraparte (Extended LRA ZF-THP), en tanto decrece el número de búsquedas requeridas para determinar el vector de perturbación óptimo.

## 2.3. Objetivos

### 2.3.1. Objetivo general

Analizar el desempeño de los sistemas MIMO multiusuario (MU-MIMO) de única portadora que implementan precodificación Tomlinson- Harashima (THP) sobre canales inalámbricos con desvanecimiento plano y perfecto conocimiento del estado del canal en el transmisor (PCSIT).

### 2.3.2. Objetivos específicos

- Describir brevemente el fundamento teórico que soporta a los sistemas MIMO de único usuario (SU-MIMO) y MIMO multiusuario (MU-MIMO).
- Documentar la evolución de los sistema SU-MIMO y MU-MIMO en la capa física (PHY) de los estándares de comunicación inalámbrica actuales (IEEE 802.11, IEEE 802.16 y 3GPP LTE).
- Proponer esquemas de procesamiento que implementen la precodificación Tomlinson-Harashima para sistemas de comunicación inalámbrica de banda estrecha MU-MIMO, donde cada usuario estará equipado con una sola antena (1er. caso) y varias antenas receptoras (2do. caso).
- Analizar el desempeño de los esquema propuestos en términos de la tasa de error de bit (BER) y de la capacidad total del canal downlink para un sistema MU-MIMO con  $N_B \times K = 4 \times (1,1,1,1)$  y  $N_B \times K = 4 \times (2,2)$ , respectivamente; donde el canal inalámbrico presenta desvanecimiento plano y existe perfecto conocimiento del estado del canal (PCSI) en la estación base (BS).
- Comparar el desempeño de los esquemas propuestos en términos de la tasa de error de bit (BER) y de la capacidad total del canal downlink frente a los esquemas

que emplean los precodificadores tradicionales (IC, ICR, BD, RBD) en los escenarios descritos (canal con desvanecimiento plano y PCSIT).

#### **2.4. Justificación**

A fin de lograr una transmisión de datos de alta velocidad en los canales inalámbricos de banda limitada, se ha adoptado a la transmisión MIMO como una de las técnicas prometedoras para el desarrollo de los sistemas de comunicación inalámbricos actuales, tal como: 4G LTE y LTE-A según se especifica en el 3GPP (E. Dahlman, 2013) y LAN inalámbricas, como: IEEE 802.11ac-2013 y IEEE 802.16m-2011. Pero para mejorar aún más la capacidad del canal de la transmisión MIMO, generalmente se requiere incrementar el número de antenas transmisoras ( $N_T$ ) y antenas receptoras ( $N_R$ ). En este contexto, MU-MIMO ha captado la atención de la academia e industria debido a que prescinde de la necesidad de implementar un mayor número de antenas en cada terminal móvil, considerando que estos deben ser de tamaño reducido y ofrecer un bajo consumo de energía (K. Hoshino, 2017). Por otra parte, en el enlace descendente (del inglés, “downlink”) donde el procesamiento conjunto de la señal recibida no es posible, la precodificación es atractiva ya que puede ser vista como la contraparte a la cancelación sucesiva de interferencia (SIC), la cual es únicamente aplicable en el enlace ascendente (del inglés, “uplink”) o también llamado canal MAC.

Las técnicas de precodificación son categorizadas en dos grupos: lineales (LP) y no-lineales (NLP). Las técnicas NLP logran mayores tasas que las LP debido a que hacen posible suprimir el mejoramiento del ruido por medio del vector de perturbación, lo cual le ha permitido surgir como una técnica prometedora para el desarrollo de la próxima generación de los sistemas de banda ancha móvil (5G). Dentro de los esquemas NLP,

se encuentra la THP, la cual puede ser vista como una implementación subóptima de DPC que logra resultados similares, pero con menor complejidad. El principio básico detrás de THP es lograr la cancelación de la MUI y controlar el aumento de la potencia de los símbolos transmitidos a través de la operación módulo. Por tanto, varios estudios han sido propuestos en torno a THP en particular para aquellos escenarios donde existe un PCSIT, donde tanto la descomposición QR como la LQ pueden ser aplicadas en la matriz del canal MIMO para desacoplarlo en múltiples subcanales paralelos SISO con diferentes SNRs.

## **2.5. Metodología**

El presente trabajo de investigación tendrá un enfoque experimental cuantitativo que hará uso de la investigación exploratoria y descriptiva en sus diferentes etapas. La muestra utilizada será el desempeño de los sistemas MU-MIMO que implementan THP en canales con desvanecimiento plano en donde existe PCSIT, las métricas seleccionadas serán la tasa de error de bit (BER) en función de la SNR y la capacidad total del canal downlink. Como instrumento de recolección de datos se hará uso del software MATLAB®. Desarrollará un análisis de datos de tipo comparativo en los resultados obtenidos para los distintos algoritmos y configuraciones MU-MIMO previamente establecidos y finalizará con la generación de un reporte de tipo proyecto de investigación con estructura de tesis de grado.

## **2.6. Esquema general**

El presente trabajo de investigación está estructurado en seis (6) capítulos, donde inicialmente presenta una revisión de los antecedentes que derivan esta investigación, el estado del arte de la precodificación Tomlinson Harashima para sistemas MU-MIMO, los

objetivos que se esperan cumplir, la justificación de la temática a ser tratada, así como, la metodología a utilizarse.

Luego, el CAPÍTULO II expone el fundamento teórico de los sistemas de múltiple-entrada múltiple-salida (MIMO) de único usuario (SU-MIMO), su comportamiento en canales con desvanecimiento lento y la distribución de la información del estado del canal (CSI) en la estación base (BS). Inmediatamente, el CAPÍTULO III trata la transición de pensar en sistemas MIMO de único usuario (SU) hacia sistema MIMO de múltiple usuario (MU), dando lugar a los sistema MIMO Multiusuario (MU-MIMO) y expone los tipos de precodificadores disponibles en la literatura (lineales y no lineales) para mitigar la interferencia multiusuario (MUI) y la interferencia entre antenas (IAI).

A continuación, el CAPÍTULO IV expone la evolución de este tipo de sistema (SU-MIMO y MU-MIMO) en la capa física (PHY) de los estándares de comunicación inalámbrica actuales, tal como: IEEE 802.11, IEEE 802.16 y 3GPP LTE, presentando al final una tabla comparativa del sistema MIMO y el tipo de precodificador recomendado en cada uno. Mientras que, el CAPITULO V desempeño en términos de la tasa de error del bit (BER) y de la capacidad total del canal downlink alcanzada por un sistema MU-MIMO con  $N_B \times K = 4 \times (1,1,1,1)$  y  $N_B \times K = 4 \times (2,2)$ , respectivamente. En estos dos sistemas se propone un esquema de procesamiento que implementa la THP, partiendo de la descomposición LQ (LQD) para el primer caso y el uso del algoritmo BD-GMD para el segundo; ambos diseñados bajo un criterio de forzado a cero (del inglés, "Zero Forcing").

Finalmente, el capítulo CAPÍTULO VI compara el desempeño de los esquemas de procesamiento propuestos versus los esquemas que emplean los precodificadores

tradicionales (IC, ICR, BD) y expone las conclusiones derivadas de los resultados obtenidos en las simulaciones de Matlab®.

## CAPÍTULO II

### SISTEMAS MIMO DE UNICO USUARIO (SU-MIMO)

#### 3.1. SU-MIMO

##### 3.1.1. Introducción

En un canal de comunicación inalámbrica, fenómenos como el desvanecimiento y la distorsión pueden afectar la integridad de la señal transmitida, provocando que problemas como la atenuación, retardos, indisponibilidad y pérdidas de la información estén presentes en la comunicación.

El nivel de incidencia de estos fenómenos está asociado con las características del canal de propagación utilizado para la transmisión de los datos (generalmente el medio ambiente). Sin embargo, otros factores como la movilidad entre el transmisor - receptor, el sistema de transmisión empleado y las características de la señal deben ser consideradas en el diseño y planificación radio.

Cuando la señal se propaga por el canal de comunicación inalámbrico, el primer inconveniente que se presenta es que la señal transmitida puede tomar diferentes caminos o trayectos hasta llegar a su destino, esto debido principalmente a efectos de reflexión, refracción, difracción y dispersión de la señal transmitida (Frenzel, Carrasco, Monachesi, & Chaile, 2010). En un canal con múltiples trayectos, las réplicas que llegan al receptor pueden incidir de forma constructiva o destructiva, esto dependiendo de las diferencias de distancia y cambios de fase entre dichas señales.

Por otra parte, un problema que se presenta de forma recurrente y aleatoria es la pérdida de potencia (atenuación) en la señal transmitida, la cual puede producirse por el desvanecimiento de larga escala (del inglés, "Large-scale fading") y el desvanecimiento

de pequeña escala (del inglés, "Small-scale fading"), en este último se incluye desvanecimiento selectivo en frecuencia (del inglés, "Frequency-selective fading") y el desvanecimiento plano (del inglés, "Flat fading").

La presencia de ruido es otra complicación por superar y se define como la energía eléctrica, electromagnética o de frecuencia de radio no deseada que está presente en el canal de propagación, que puede degradar y distorsionar la calidad de las señales y las comunicaciones de todo tipo (Molina C., 2012). Este puede ser introducido por fuentes externas (efectos atmosféricos, radiación cósmica) o fuentes internas (ruido térmico producido por hardware) y es modelado como un Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN, del inglés "Additive White Gaussian Noise").

Todos los factores descritos con anterioridad pueden degradar y afectar a la calidad de la comunicación inalámbrica y los siguientes problemas se pueden presentar:

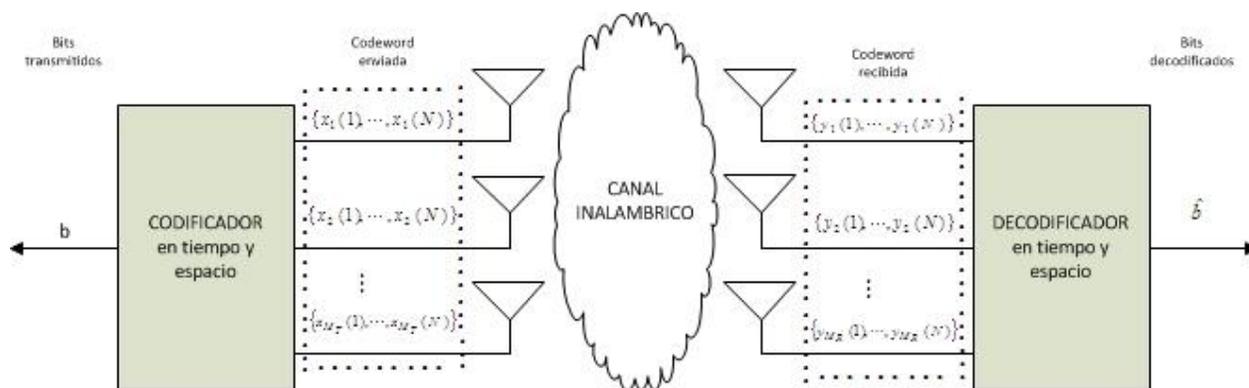
- Interferencia entre símbolos (ISI, del inglés "Inter-Symbol Interference").
- Interferencia entre portadoras (ICI, del inglés "Inter-Carrier Interference").
- Interferencia Co-Canal (CCI, del inglés "Co-channel interference").
- Canal variante en tiempo y/o frecuencia.

Para solventar o minimizar los problemas que se pueden presentar en un sistema de comunicación inalámbrica, varias técnicas y esquemas de procesamiento han sido propuestos por un vasto número de autores. Entre ellas la diversidad, que es una técnica usada para compensar las degradaciones del canal con desvanecimiento sin incrementar la potencia de transmisión o el ancho de banda. Esta puede ser empleada ya sea en el canal Broadcast (BC) o enlace descendente (del inglés, "downlink") como en el canal

MAC o enlace ascendente (del inglés, “uplink”) y explotada tanto en el dominio del espacio, tiempo y frecuencia.

Los sistemas MIMO surgen como la combinación de los sistemas que implementan tanto diversidad en recepción (SIMO, del inglés “Single Input-Multiple Output”) como diversidad en transmisión (MISO, del inglés “Multiple Input-Simple Output”) lo que permite que la multiplexación espacial sea posible; es decir, la capacidad de enviar y recibir varias secuencias de datos simultáneamente **Fuente especificada no válida..**

En este tipo de sistemas dos enfoques pueden ser tratados, el primero conocido como *MIMO convencional* o *SU-MIMO* donde el objetivo es incrementar la tasa de transmisión del enlace inalámbrico entre la estación base (BS) y el UE. Mientras que, el segundo enfoque es desde una perspectiva de varios usuarios denominada MU-MIMO donde varios UE se comunican inalámbricamente con la BS al mismo tiempo y usando la misma frecuencia.



**Figura 1.** Sistema de comunicación MIMO convencional

Fuente: (Tim Brown, 2012)

Se muestra un sistema SU-MIMO ( $M_R \times M_T$ ), donde  $M_R$  es el número total de antenas en el receptor y  $M_T$  es el número total de antenas en el transmisor.

$$\begin{array}{c}
 \xrightarrow{\text{tiempo}} \\
 \left[ \begin{array}{cccc}
 x_1(1) & x_1(2) & \cdots & x_1(N) \\
 x_2(1) & x_2(2) & \cdots & x_2(N) \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 x_{M_T}(1) & x_{M_T}(2) & \cdots & x_{M_T}(N)
 \end{array} \right]
 \begin{array}{c}
 \uparrow \\
 \text{e} \\
 \text{s} \\
 \text{p} \\
 \text{a} \\
 \text{c} \\
 \text{i} \\
 \text{o}
 \end{array}
 \end{array}$$

**Figura 2.** Matriz de símbolos transmitidos:  
Sistema MIMO convencional  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

La figura 2 representa los símbolos transmitidos desde las  $i$  antenas como una matriz, donde la línea  $i$  en la matriz,  $\{x_i(1), x_i(2), \dots, x_i(N)\}$ , representa los símbolos enviados desde las antenas  $i$  en un instante  $(1, \dots, N)$ . La columna  $j$ ,  $\{x_1(j), x_2(j), \dots, x_{M_T}(j)\}$ , representa los símbolos enviados en un tiempo  $j$  desde todas las antenas.

$$\begin{array}{c}
 \xrightarrow{\text{tiempo}} \\
 \left[ \begin{array}{cccc}
 y_1(1) & y_1(2) & \cdots & y_1(N) \\
 y_2(1) & y_2(2) & \cdots & y_2(N) \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 y_{M_R}(1) & y_{M_R}(2) & \cdots & y_{M_R}(N)
 \end{array} \right]
 \begin{array}{c}
 \uparrow \\
 \text{e} \\
 \text{s} \\
 \text{p} \\
 \text{a} \\
 \text{c} \\
 \text{i} \\
 \text{o}
 \end{array}
 \end{array}$$

**Figura 3.** Matriz de símbolos  
recibidos: Sistema MIMO convencional  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

La figura tres representa los símbolos recibidos espaciadas en tiempo y espacio como una matriz, donde la línea  $i$  en la matriz,  $\{y_i(1), y_i(2), \dots, y_i(N)\}$ , representa los símbolos recibidos en las antenas  $i$  en un instante  $(1, \dots, N)$ . La columna  $j$ ,  $\{y_1(j), y_2(j), \dots, y_{M_R}(j)\}$ , representa los símbolos recibidos en un tiempo  $j$  en todas las antenas.

### 3.1.2. Tipos de desvanecimiento e información del estado del canal (CSI)

Las características del canal inalámbrico juegan un papel fundamental en el desempeño de un sistema de comunicación. Estas características deben ser cuidadosamente consideradas cuando se está definiendo la capacidad, la cual es una métrica empleada para caracterizar el desempeño de los sistemas MIMO (Tim Brown, 2012). En este contexto, dos factores tienen una fuerte incidencia en la capacidad de un sistema MIMO convencional:

1. *El conocimiento del estado del canal* en el transmisor y/o receptor llamado CSIT y CSIR, respectivamente. Este puede tomar diferentes formas como, por ejemplo: los coeficientes del canal, los módulos del canal, las estadísticas del canal o la varianza del ruido en el receptor.
2. *La naturaleza del canal inalámbrico*, tomando en cuenta que cuando un canal inalámbrico varía en tiempo se dice que es desvanecido (del inglés, "fading"); caso en el que se pueden hacer dos distinciones: canal con desvanecimiento rápido y canal con desvanecimiento lento.

#### 3.1.2.1. Desvanecimiento rápido y lento:

Las variaciones o desvanecimiento son debido al movimiento del transmisor o receptor, así como los movimientos de los objetos a lo largo del trayecto de propagación. Por tanto, el desempeño del sistema inalámbrico depende del tipo de desvanecimiento que está afectando a la comunicación.

El tiempo de coherencia ( $T_c$ ) es una medición útil para caracterizar el comportamiento del canal que presenta desvanecimiento y se podría conceptualizar como el tiempo de duración antes de que el canal varíe significativamente. Para fines de análisis de la

capacidad, el canal se considera constante; es decir, que el canal permanece igual sobre el periodo de un símbolo ( $T_s$ ).

En una comunicación MIMO punto a punto, los canales entre cada par de antenas o subcanales tienen la misma estadística; tal que, el ( $T_c$ ) de cada subcanal es también el ( $T_c$ ) del canal MIMO. La distinción entre desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento está basada sobre la relación entre el ( $T_c$ ) y el ( $T_s$ ), cómo se describe a continuación:

- Canal con desvanecimiento rápido:  $T_c < T_s$
- Canal con desvanecimiento lento:  $T_c > T_s$

Es importante entender la diferencia entre un canal con desvanecimiento lento y un canal invariante en tiempo para el cual el concepto de capacidad fue explorado originalmente. En este último caso, el canal siempre se asume ser constante y la capacidad obtenida se da para este valor constante del canal. En el caso de desvanecimiento lento, el canal puede variar aleatoriamente. La capacidad de un canal con desvanecimiento lento no depende del valor del canal desvanecido sino de la distribución del desvanecimiento (Tim Brown, 2012).

#### 3.1.2.2. Información del estado del canal (CSI):

La información disponible sobre el canal se conoce como CSI y el conocimiento que posea tanto el transmisor (BS) como el receptor sobre el canal, dependerá el desempeño que logre el sistema. En el transmisor, conocer el estado del canal no es tarea fácil; sin embargo, existen métodos empleados para diferenciar la comunicación entre el enlace ascendente y descendente. En varios casos, la CSI es actualizada regularmente en el transmisor (valor instantáneo); en otros casos, el transmisor no actualiza la información con suficiente regularidad, pero tiene acceso a la distribución del canal (Tim Brown,

2012). A continuación, se detalla la CSI disponible en un sistema de comunicación inalámbrico:

- *CSI en el receptor (CSIR)*: En este se incluyen todos los coeficientes del canal Broadcast (BC), esta información es necesaria para que la decodificación óptima de máxima probabilidad (ML) pueda ser desarrollada. Sin embargo, una simple, pero aun óptima recepción como el receptor MMSE puede ser usada, pero requiere de un conocimiento adicional (la varianza del ruido).
- *CSI en el transmisor (CSIT)*: La adquisición de la CSIT depende del modo de duplexación que se use, esto es, el método para diferenciar la comunicación descendente y ascendente. En la duplexación por división de tiempo (TDD, del inglés "Time División Dúplex"), la comunicación ascendente y descendente usan diferentes slots de tiempo; mientras que, en la duplexación por división de frecuencia (FDD, del inglés "Frequency Division Duplex") se usa diferentes bandas de frecuencia para la comunicación ascendente y descendente.

En los sistemas de comunicación inalámbricos, el mecanismo para la adquisición del CSIT está basado principalmente en la retroalimentación o reciprocidad del canal. Para FDD, solo la retroalimentación puede ser usada y no la reciprocidad, debido a que el enlace ascendente y descendente usan diferentes frecuencias. En cambio, la reciprocidad del canal puede ser usada en la TDD. Finalmente, los esquemas de codificación a ser usados pueden ajustarse en función del grado de conocimiento que se tenga del canal en el transmisor con el objetivo de lograr una comunicación confiable (Tim Brown, 2012).

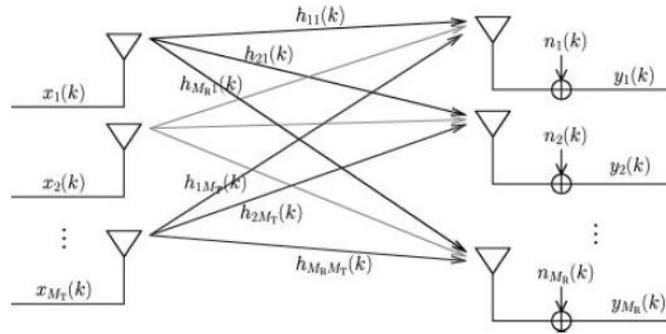
### 3.1.3. Modelo MIMO de banda estrecha

Se representa un sistema con múltiples antenas tanto en la BS como en el UE, donde el canal entre cada par de antenas transmisoras ( $M_T$ ) y receptoras ( $M_R$ ) se asume ser de banda estrecha, es decir, cada coeficiente del canal es un escalar complejo. Los coeficientes en el tiempo  $k$  entre la antena transmisora  $i$  y la antena receptora  $j$  es expresada como  $h_{ji}(k)$ .

En el tiempo  $k$ , la señal  $x_i(k)$  es transmitida desde la antena  $i$ ; en la antena receptora  $j$ , la señal recibida es expresada como  $y_j(k)$  y el ruido aditivo es expresado como  $n_j(k)$  (las componentes  $x_i(k)$ ,  $y_j(k)$  y  $n_j(k)$  son asumidas ser cantidades complejas). Las  $M_T$  señales son transmitidas formando el vector de la señal de entrada  $x(k)$ , las  $M_R$  señales son recibidas formando el vector de la señal de salida  $y(k)$  y las  $M_R$  señales de ruido aditivo son agrupadas en el vector  $n(k)$ . Estas cantidades son definidas como:

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ x_{M_T}(k) \end{bmatrix} \quad y(k) = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ \vdots \\ y_{M_R}(k) \end{bmatrix} \quad n(k) = \begin{bmatrix} n_1(k) \\ \vdots \\ n_{M_R}(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

La notación  $\{x(k), k \in \mathbb{N}\}$ ,  $\{y(k), k \in \mathbb{N}\}$  y  $\{n(k), k \in \mathbb{N}\}$  expresan un proceso aleatorio, esto es, una colección de variables aleatorias en tiempo.



**Figura 4.** Modelo MIMO con  $M_T$  antenas transmisoras y  $M_R$  antenas receptoras  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

El ruido en la antena  $j$ ,  $n_j(k) = \text{Re}(n_j(k) + j\text{Im}(n_j(k)))$  es una variable aleatoria gaussiana compleja de media cero con varianza  $(\sigma_n^2)$  y se asume que es simétrica circular. Por tanto,  $n_j(k)$  será referida como una variable aleatoria gaussiana simétrica circular compleja de media cero (ZMCCS) expresada como  $n_j(k) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ . Además, se ha de considerar que el ruido en cada antena receptora tiene la misma varianza  $(\sigma_n^2)$ . El ruido es i.i.d., temporalmente blanco (independiente a través del tiempo) y espacial (independiente a través de las antenas):  $n(k) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 \mathbf{1})$ . Además, se ha de considerar que  $\{n(k)\}$  es independiente del proceso de símbolos  $\{x(k)\}$ , lo que significa que, para todos los valores de  $(k, k')$ ,  $\{x(k)\}$  y  $\{n(k')\}$  son independientes (Tim Brown, 2012).

El canal MIMO en el tiempo  $(k)$  es definido como un matriz  $H(k)$  de dimensiones  $(M_R \times M_T)$ :

$$H(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & \cdots & h_{1M_T}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1}(k) & \cdots & h_{M_R M_T}(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Finalmente, la relación de entrada-salida en el canal MIMO en tiempo discreto queda expresado:

$$y(k) = H(k)x(k) + n(k) \quad (3)$$

### 3.1.4. Capacidad de un canal invariante en tiempo (TI)

Para el análisis de una canal TI, las siguientes suposiciones son realizadas:

- En el sistema tanto la CSIT como CSIR están disponibles
- El canal es invariante en tiempo (es decir, canal constante y ruido estacionario)
- El promedio de la potencia total transmitida es limitada a ser menor que un valor configurado ( $\bar{P}$ ), la potencia de transmisión de la antena  $i$  es ( $E|x_i|^2$ ). La sumatoria de potencia de transmisión ( $\sum_{i=1}^{M_T} E|x_i|^2$ ) es limitada a ser menor que ( $\bar{P}$ ), si consideramos que,  $\sum_{i=1}^{M_T} E|x_i|^2 = tr(R_{xx})$ . Entonces la limitación de potencia de transmisión puede ser escrita como:

$$tr(R_{xx}) \leq \bar{P} \quad (4)$$

Para maximizar la tasa de transmisión, la potencia de transmisión es una constante configurada para su máximo valor de ( $\bar{P}$ ).

#### 3.1.4.1. Canal SISO

La relación de entrada-salida de un canal SISO (también llamado AWGN) invariante en tiempo, queda definido por:

$$y(k) = h(k)x(k) + n(k) \quad (5)$$

Donde, ( $h$ ) es el valor del canal independiente en tiempo, la potencia de la señal la cual es la potencia en  $h * x(k)$  es igual a  $\bar{P}|h|^2$ . La potencia en el ruido  $n(k)$  es  $\sigma_n^2$  y la relación señal a ruido (SNR) es definida como la tasa entre la potencia de la señal y la potencia del ruido:

$$SNR_{AWGN} = \frac{\bar{P}|h|^2}{\sigma_n^2} \quad (6)$$

Por tanto, la capacidad para una canal SISO o AWGN, queda expresada como:

$$C_{AWGN}(SNR_{AWGN}) = \log_2(1 + SNR_{AWGN}) \text{ bits per transmission} \quad (7)$$

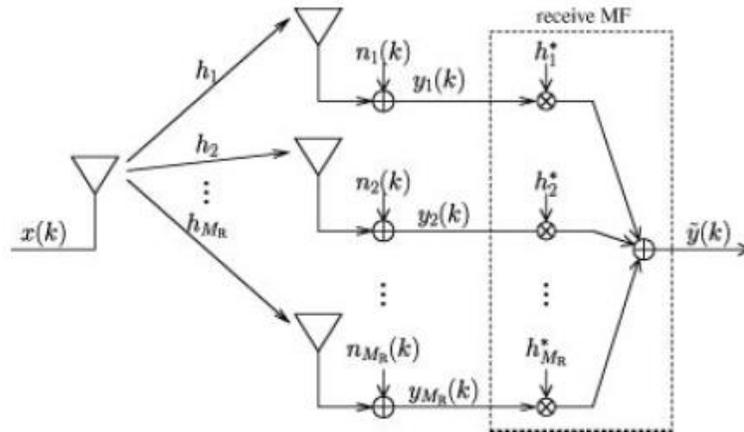
Donde hay que considerar que la capacidad es alcanzada cuando el proceso del canal de entrada  $\{x(k)\}$  es un proceso gaussiano i.i.d ZMCCS, es decir:  $x(k) \sim \mathcal{CN}(0, \bar{P})$ .

#### 3.1.4.2. Canal SIMO

En un sistema SIMO, un símbolo  $x(k)$  es enviado en un tiempo  $(k)$  desde una sola antena y recibido en las  $M_R$  antenas. Por tanto, para un canal SIMO invariante en tiempo, los coeficientes del canal son expresados como  $(h_j, j = 1, \dots, M_R)$  y son conocidos en el transmisor (CSIT). En la antena  $j$ , la señal recibida  $y_j(k)$  es:

$$y_j(k) = h_j x(k) + n_j(k) \quad (8)$$

*Canal SISO equivalente:* Múltiples (distorsiones) copias de los símbolos transmitidos están disponibles. Cada copia lleva información sobre los símbolos transmitidos. A fin de extraer la máxima cantidad de información desde las múltiples señales recibidas, es necesario un procesamiento apropiado. Un procesamiento lineal llamado filtrado espacial de emparejado (MF) o combinación de máxima tasa (MRC) en la recepción puede ser usado sin pérdida de información. En la recepción MF, las señales recibidas son alineadas en fase de tal manera que puedan sumarse constructivamente y se les asigne un *coeficiente de escalamiento* a los canales más fuertes. El MF es un procesamiento lineal el cual maximiza el post-procesamiento de la SNR (Tim Brown, 2012).



**Figura 5.** Modelo del sistema SIMO con Beamforming en la recepción  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

La señal recibida en la antena  $j$  es primero multiplicado por un coeficiente escalar  $h_j^*$  emparejado al canal, luego la señal es igual a  $|h_j|^2 x(k) + h_j^* n_j(k)$ . Las señales procesadas de todas las antenas se suman, lo que resultan en la señal procesada:

$$\tilde{y}(k) = \|h\|^2 x(k) + \tilde{n}(k) \quad (9)$$

donde  $h = [h_1 \cdots h_{M_R}]^T$  y  $\tilde{n}(k) = \sum_{i=1}^{M_R} h_i^* n_i(k)$ .

Ahora, el sistema SIMO es equivalente a un canal AWGN escalar para el cual los resultados anteriores son aplicables. Por tanto, la SNR es expresada como:

$$SNR_{SIMO} = \frac{\bar{P} \|h\|^2}{\sigma_n^2} \quad (10)$$

La capacidad de un sistema SIMO invariante en tiempo será igual a:

$$C_{SIMO}^{TI} = \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{P} \|h\|^2}{\sigma_n^2} \right) \text{ bits per transmission} \quad (11)$$

Nótese que, el post-procesamiento óptimo es el filtrado de emparejado el cual transforma el canal SIMO en un canal SISO equivalente. La capacidad es alcanzada cuando el proceso de entrada del canal  $\{x(k)\}$  es un proceso gaussiano ZMCCS.

### 3.1.4.3. Canal MISO

Un sistema MISO está compuesto por varias antenas en el transmisor y una sola antena en el receptor. Cuando el canal es conocido en el transmisor (CSIT), un óptimo desempeño del pre-procesamiento sobre las señales transmitidas transforma el sistema MISO en un canal SISO equivalente sin pérdidas de información. En un esquema de pre-procesamiento, se envía un solo símbolo en cada instante de tiempo. Como existen varias antenas disponibles en el transmisor, desde cada una se envía una señal que es una versión escalada simple del símbolo transmitido. Posteriormente, en el receptor todas las señales son sumadas. El pre-procesamiento considerado para el valor del canal MISO asegura que la señal se sume constructivamente en el receptor (Tim Brown, 2012).

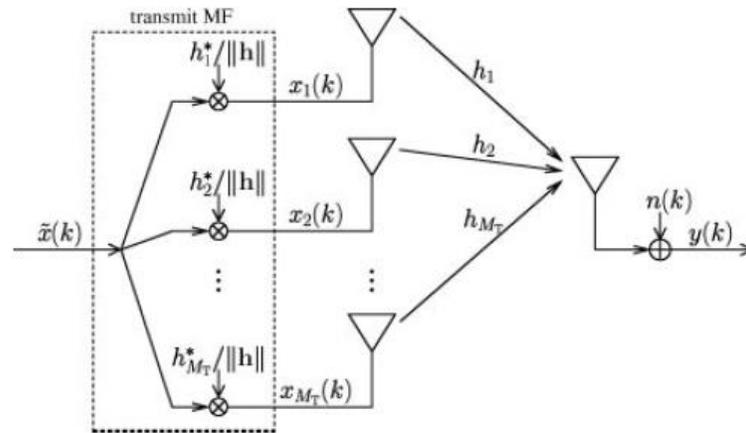
En un canal MISO invariante en tiempo, la señal  $x_i(k)$  es enviado desde la antena  $i$  y recibido a través del canal invariante en tiempo  $h_i$ . Los coeficientes del canal son expresados como  $(h_i, i = 1, \dots, M_T)$  y son conocidos por el transmisor. La señal recibida  $y(k)$  queda expresada como:

$$y(k) = \sum_{i=1}^{M_T} h_i x_i(k) + n(k) = h^T x(k) + n(k) \quad (12)$$

donde  $h = [h_1 \dots h_{M_T}]^T$  y  $x(k) = [x_1(k) \dots x_{M_T}(k)]^T$ .

*Canal SISO equivalente:* La señal  $x_i(k)$  que alcanza la capacidad del canal tiene una estructura especial resultado de un pre-procesamiento llamado transmisión MF o transmisión MRC. En la transmisión MF, solo un símbolo  $\tilde{x}(k)$  es enviado en el instante  $k$ . Este pasa por un pre-procesamiento lineal que depende del canal. El símbolo

transmitido  $x_i(k)$  es escalado por el coeficiente  $h_i^*$  emparejado para el canal  $h_i$ , antes de ser enviado desde la antena  $i$ . Hay que considerar que debido a que existe perfecto conocimiento del canal en el lado del transmisor, los pesos aplicados en el transmisor MF son exactamente aquellos que deberían ser aplicados en el receptor MF si el rol del transmisor y receptor ha sido invertido.



**Figura 6.** Modelo del sistema MISO con Beamforming en la transmisión  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

La salida del pre-procesamiento es normalizada para cumplir con la limitación en la potencia de transmisión:  $\sum_{i=1}^{M_T} E[x_i(k)]^2 \leq \bar{P}$ . Asumiendo que la potencia de transmisión para la señal  $\tilde{x}(k)$  es  $\bar{P}$ , la señal enviada desde la antena  $i$  que cumple con la limitación de potencia es:

$$x_i(k) = \frac{h_i^*}{\|h\|} \tilde{x}(k) \quad (13)$$

En la antena receptora, todas las señales son alineadas en fase y son sumadas constructivamente como en el receptor MF y se asigna mayor potencia para los canales

más fuertes. La transmisión MF maximiza el post-procesamiento. El sistema con la entrada  $\tilde{x}(k)$  y la salida  $y(k)$  es un canal AWGN escalar:

$$y(k) = \|h\| \tilde{x}(k) + n(k) \quad (14)$$

La SNR en la antena de recepción es igual a:

$$SNR_{MISO}^{TI} = \frac{\bar{P}\|h\|^2}{\sigma_n^2} \quad (15)$$

La capacidad de un canal MISO invariante en tiempo es igual a:

$$C_{MISO}^{TI} = \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{P}\|h\|^2}{\sigma_n^2} \right)$$

#### 3.1.4.4. Canal MIMO

Partiendo de un canal SIMO y MISO, donde un único símbolo es enviado por cada periodo de transmisión. La óptima transmisión y recepción depende de los pesos asignados en cada antena transmisora o receptora, respectivamente. Este pre- y post-procesamiento está directamente relacionado con el estado del canal en un instante dado.

Para el caso, donde múltiples antenas están disponibles en ambos lados del sistema (es decir, transmisor y receptor), el esquema que alcanza la capacidad del canal se basa en enviar múltiples símbolos por periodo de transmisión, contrario a los sistemas SIMO y MISO. La transmisión y recepción de cada símbolo depende del pre- y post-procesamiento, el cual, está relacionado con la estructura subyacente del canal en función de la descomposición en valores singulares (SVD, del inglés "Singular Value Decomposition"). Este pre- y post-procesamiento permite la extracción de una ruta espacial de comunicación (es decir, un canal SISO o también llamado AWGN) para cada símbolo transmitido. Si múltiples pares de pre- y post-procesamiento crean múltiples rutas

espaciales en el sistema y estas rutas a su vez son independientes, entonces el sistema MIMO sería equivalente a un conjunto de canales SISO o AWGN independientes y su capacidad sería igual a la sumatoria de la capacidad alcanzada en cada canal SISO (Tim Brown, 2012).

En resumen, podemos decir que cuando CSIT y CSIR están disponible en el sistema, un canal SIMO y MISO puede convertirse a un canal SISO equivalente. Mientras que, para el caso donde múltiples antenas están disponibles en el transmisor y receptor, un canal MIMO puede convertirse en múltiples canales SISO independientes.

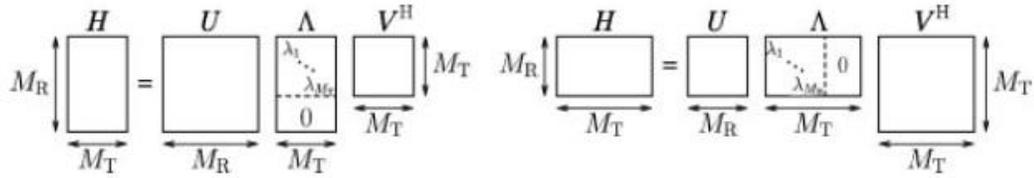
#### Descomposición en valores singulares (SVD) de la matriz del canal $H$

La aplicación de la SVD en la matriz del canal ( $H$ ) es fundamental para el entendimiento de los sistemas MIMO, debido a que: (a) permite extraer los canales SISO independientes equivalentes, (b) provee el número máximo de flujos de datos que pueden ser multiplexados simultáneamente y (c) proporciona una forma fácil de calcular la capacidad del sistema, la cual es igual a la sumatoria de la capacidad alcanzada por cada canal SISO.

La SVD de la matriz del canal  $H$ , es definida como:

$$H = U\Lambda V^H \quad (16)$$

donde la matriz  $U$  de dimensiones  $(M_R \times M_R)$  y  $V$  de dimensiones  $(M_T \times M_T)$  son unitarias; y el subíndice  $(\cdot)^H$  expresa una matriz Hermitica.  $\Lambda$  es una matriz diagonal ( $M_T \geq M_R$ ) con valores singulares diferentes de cero ( $\lambda_k, k = 1, \dots, M_{min}$ ), donde  $M_{min} = \min(M_T, M_R)$ . Por conveniencia, los valores singulares de la matriz del canal son ordenados de mayor a menor, es decir,  $(\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{M_{min}})$ .



**Figura 7.** SVD de  $H$  para el caso donde:  $M_T < M_R$  (izq.) y  $M_T \geq M_R$  (der.)  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

Partiendo de un sistema MIMO (2x2) como ejemplo, la matriz  $H$  es escrita como:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

La descomposición en valores singulares de la matriz  $H$ , da como resultado:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = U\Lambda V^H = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^H \\ v_2^H \end{bmatrix} \quad (18)$$

donde:

$$v_1 = \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \end{bmatrix}, v_2 = \begin{bmatrix} v_{21} \\ v_{22} \end{bmatrix}, u_1 = \begin{bmatrix} u_{11} \\ u_{21} \end{bmatrix}, u_2 = \begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{22} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Sin embargo, la limitante de ortogonalidad para los vectores propios (del inglés,  $U^H U = I$ )  $\Leftrightarrow u_1^H u_1 = 1, u_2^H u_2 = 1, u_1^H u_2 = 0$  (20) y una limitación similar es aplicada para la matriz  $V$ .

$$\begin{aligned} U^H U &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow u_1^H u_1 = 1, u_2^H u_2 = 1, u_1^H u_2 = 0 \\ &\Leftrightarrow |u_{11}|^2 + |u_{12}|^2 = 1, |u_{21}|^2 + |u_{22}|^2 = 1, \\ &\Leftrightarrow u_{11}^* u_{21} + u_{21}^* u_{22} = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

*Rango de una matriz:* El rango de la matriz  $H$  es expresada como ( $r_H$ ) y se define como el número de valores singulares distinto de cero. Además, el rango es el valor mínimo entre el número de filas independientes y el número de columnas independientes

de  $H$ ; tal que,  $r_H \leq \min(M_T, M_R)$ . Por otra parte,  $(r_H)$  es un valor importante ya que determina el número máximo de secuencias independientes que se pueden multiplexar simultáneamente (Tim Brown, 2012).

*Valores singulares y energía del canal:* La siguiente relación entre la energía del canal y los valores singulares es útil. De hecho, la energía en la canal expresada como  $\sum_{i=1}^{M_T} \sum_{j=1}^{M_R} |h_{ji}|^2$  y puede ser reescrita como  $tr(HH^H)$ . Usando las relaciones  $HH^H = U\Lambda^2U^H$  y  $tr(HH^H) = tr(H^HH)$ , se obtiene:  $tr(HH^H) = \sum_{k=1}^{r_H} \lambda_k^2$ . En resumen, la energía del canal en función de los valores propios de la matriz  $H$  puede ser escrita como:

$$tr(HH^H) = \sum_{i=1}^{M_T} \sum_{j=1}^{M_R} |h_{ji}|^2 = \sum_{k=1}^{r_H} \lambda_k^2 \quad (21)$$

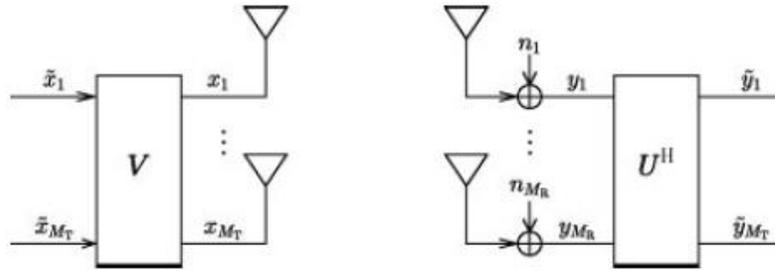
### Sistema MIMO equivalente en función de la SVD

Para modelar el sistema MIMO equivalente, se procede a realizar los siguientes cambios de variables:

$$\begin{cases} \bar{x} = V^H x \\ \bar{y} = U^H y \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} x = V \bar{x} \\ y = U \bar{y} \end{cases} \quad (22)$$

Nótese que, por razones de claridad, se omite los índices de tiempo en todas las variables. Como  $U$  y  $V$  son invertibles, tanto  $(x)$  como  $(y)$  pueden ser recuperadas de manera única desde  $(\bar{x})$  y  $(\bar{y})$ ; por lo que, el nuevo sistema con entradas  $(\bar{x})$  y salidas  $(\bar{y})$  es una representación del sistema original. Este sistema equivalente es el resultado de un pre-procesamiento lineal en el transmisor y un post-procesamiento lineal en el

$$x=VHxy=UHy \Leftrightarrow x=Vxy=Uy \quad (22).$$



**Figura 8.** Modelo MIMO equivalente con pre-process. (V) y post-process. ( $U^H$ ).  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

Retomando el ejemplo anterior del sistema MIMO (2x2), el vector transmitido  $x$  puede ser reescrito como  $x = v_1 \tilde{x}_1 + v_2 \tilde{x}_2$ . Los vectores ( $v_i$ ) son vectores de pre-procesamiento en la transmisión y se emparejan a la conjugada de los vectores singulares derechos de  $H$  (es decir, los vectores de  $V^H$ ). Después de pasar por el canal, la señal es transformada como:  $Hx = U\Lambda V^H V \tilde{x} = U\Lambda \tilde{x}$ . La señal recibida será igual a:

$$y = \lambda_1 u_1 \tilde{x}_1 + \lambda_2 u_2 \tilde{x}_2 + n. \quad (23)$$

Cada elemento  $\tilde{y}_k$  de  $\tilde{y}$  es obtenido por el post-procesamiento de la señal recibida  $y$  por  $u_k^H$ . Usando la propiedad de ortogonalidad de los vectores singulares, tenemos:

$$\tilde{y}_k = \lambda_k \tilde{x}_k + u_k^H n. \quad (24)$$

Finalmente, la relación vectorial de entrada-salida en el sistema equivalente es expresada como:

$$\tilde{y} = \Lambda \tilde{x} + \tilde{n}. \quad (25)$$

donde,

$$\tilde{n} = U^H n$$

Debido a que las matrices  $U$  y  $V$  son matrices unitarias,  $E(\tilde{x}\tilde{x}^H) = E(xx^H)$  y  $E(\tilde{n}\tilde{n}^H) = E(nn^H)$ ; tal que, la restricción de potencia en la transmisión sobre  $x$  aun se aplica para  $\tilde{x}$ :  $E\|\tilde{x}\|^2 \leq \bar{P}$ . Por tanto, el ruido  $\tilde{n} = U^H n$  como una combinación lineal de variables aleatorias gaussianas mantiene la misma estadística como  $n$ :  $\tilde{n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 I)$  y esta es nombrada como variable aleatoria gaussiana independiente de misma varianza.

En resumen, podemos decir que se mantiene la restricción de potencia en la transmisión y que no existe amplificación del ruido aditivo en la recepción.

$MR$ ) del sistema equivalente en  $y = \Lambda x + n$ . (25) puede

ser reescrita como:

$$\tilde{y}_k = \lambda_k \tilde{x}_k + \tilde{n}_k, \quad \text{para } k = 1, \dots, r_H. \quad (26)$$

$$\tilde{y}_k = \tilde{n}_k, \quad \text{para } k = r_H + 1, \dots, M_R, \text{ cuando } r_H < M_R.$$

Por lo que, cada canal SISO independiente es también llamado canal propio, debido a que la asociación del coeficiente del canal es un valor propio de la matriz del canal y algunas veces es referido como subcanal. Finalmente, el canal MIMO es equivalente a un conjunto de todos los canales propios obtenidos, donde cada uno tiene una SNR diferente.

Cuando el rango de la matriz es estrictamente menor que  $M_T$ , los datos  $\tilde{x}_k$  (donde:  $k > r_H$ ) se transmiten a través de un canal equivalente ( $\lambda_k = 0$ ), lo que provoca que en el receptor no exista información sobre  $\tilde{x}_k$ . Por tanto, el máximo número de palabras de código que pueden ser decodificadas exitosamente en el receptor es igual al rango de la matriz del canal.

$$y_k = \lambda_k x_k + n_k, \quad \text{para } k = 1, \dots, r_H. \quad (26), \text{ cada}$$

relación de entrada-salida  $\tilde{y}_k = \lambda_k \tilde{x}_k + \tilde{n}_k$ , esta describe un canal SISO. Además, como los ruidos aditivos  $\tilde{n}_k$  son independientes unos de otros, todos los subcanales SISO serán independientes unos con otros y forman un conjunto de canales SISO independientes paralelos. En estos canales SISO una óptima decodificación pueda ser realizada independientemente y la capacidad del sistema MIMO será la sumatoria de las capacidades individuales (Tim Brown, 2012).

$$x=VHxy=UHy \Leftrightarrow x=Vxy=Uy \quad (22) \text{ produce una estructura}$$

de canales propios paralelos. Esta estructura permite una derivación simple de la capacidad MIMO como la sumatoria de la capacidad de cada canal propio (como se expresó antes). Pero aún falta un elemento por analizar para determinar completamente la capacidad del sistema MIMO, esto es, la asignación de la potencia de transmisión a cada canal propio.

### Algoritmo Waterfilling

Partiendo del problema de la asignación de potencia en el canal MIMO, permita definir las siguientes cantidades para cada canal propio, como:

$$\gamma_k = \frac{\lambda_k^2}{\sigma_n^2}, \quad k = 1, \dots, r_H \quad (27)$$

Y que  $P_k$  sea la potencia de transmisión de los canales propios  $k$  (la potencia en  $\tilde{x}_k$ ), donde  $(P_k \gamma_k)$  puede ser visto como la SNR del  $k$ th canal propio. La capacidad de cada canal propio con potencia de transmisión  $P_k$  es igual a la capacidad de un canal AWGN con  $(SNR = P_k \gamma_k)$ , esto es:  $\log_2(1 + P_k \gamma_k)$ . Por tanto,  $P_k$  tiene que ser ajustado para maximizar la capacidad del sistema MIMO mientras cumple con la limitación de la

potencia de transmisión:  $\sum_{i=1}^{r_H} P_k \leq \bar{P}$ . En general,  $P_k$  depende de todos los valores singulares distinto de cero, a través de la restricción de potencia (Tim Brown, 2012).

La capacidad del sistema MIMO es la sumatoria de las capacidades individuales con la potencia de transmisión optimizada por canal propio:

$$C_{MIMO}^{TI} = \max_{P_k \text{ s.t. } \sum_{k=1}^{r_H} P_k \leq \bar{P}} \sum_{i=1}^{r_H} \log_2(1 + P_k \gamma_k). \quad (28)$$

Nótese que, la capacidad MIMO depende únicamente de los valores de  $(\gamma_k)$  y por lo tanto, los valores singulares de la matriz del canal.

El problema de optimización en  $C_{MIMO}^{TI} = \max_{P_k \text{ s.t. } \sum_{k=1}^{r_H} P_k \leq \bar{P}} \sum_{i=1}^{r_H} \log_2(1 + P_k \gamma_k)$ . (28), es decir, encontrar los valores de  $P_k$  que permitan maximizar la capacidad del canal MIMO puede ser resultado usando el método de los multiplicadores de Lagrange según se describe en la literatura. Luego de operar con Lagrange, la capacidad del canal MIMO invariante en tiempo puede ser expresada como:

$$C_{MIMO}^{TI} = \sum_{k=1}^{r_H} \log_2(1 + P_k^0 \gamma_k) \quad (29)$$

$$C_{MIMO}^{TI} = \sum_{k=1}^{r_H} \log_2 \left( 1 + \frac{P_k^0 |\lambda_i|^2}{\sigma_n^2} \right)$$

donde la potencia de transmisión es asignada a través de las antenas como:

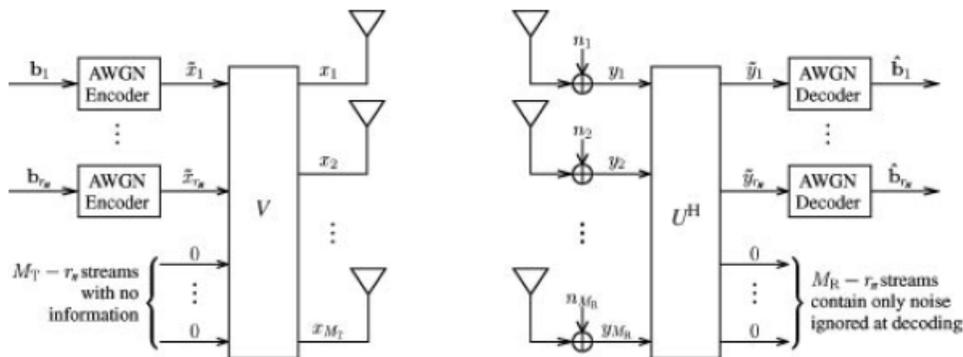
$$P_k^0 = \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_k} \right)^+ \quad (30)$$

siendo  $(\gamma_0)$  el valor de interrupción, el cual se determinada usando la limitación de potencia:

$$\sum_{k=1}^{r_H} P_k^0 = \sum_{k=1}^{r_H} \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_k} \right)^+ = \bar{P} \quad (31)$$

Con base en lo expuesto, se muestra un óptimo transceptor denominado “transmisión de modo propio”, donde:

- Las  $r_H$  palabras de código AWGN que son codificadas independientemente se les asigna potencia  $P_k^0$ ;
- Estas están sujetas a un procesamiento lineal (matriz  $V$ ) y enviadas a través de las  $M_T$  antenas transmisoras;
- Las  $M_R$  señales recibidas están sujetas a un procesamiento por la matriz  $U^H$ , las señales resultantes  $r_H$  son decodificadas usando un decodificador AWGN;
- El vector óptimo de entrada  $\tilde{x}$  es una variable i.i.d. aleatoria gaussiana ZMCCS.



**Figura 9.** Estructura general de transmisión de modos propios, capacidad del canal  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

### Régimen de SNR alta y SNR baja

Como se mencionó antes, el desempeño de un sistema MIMO invariante en tiempo puede ser caracterizado por la capacidad alcanzada y esta a su vez depende de la SNR.

El ( $\rho$ ) el cual, se define como la tasa entre la potencia total de transmisión y la varianza del ruido en cada antena receptora, es expresado como:

$$\rho = \frac{\bar{P}}{\sigma_n^2} \quad (32)$$

Por tanto, el comportamiento de la capacidad puede ser analiza en dos regímenes: SNR alta y SNR baja. Para el análisis, el desempeño esta enlazado a la asignación de potencia obtenida con el algoritmo Waterfilling.

**Desempeño en SNR alta:** En este régimen, el algoritmo Waterfilling permite asignar la misma potencia ( $\frac{\bar{P}}{r_H}$ ) a los modos propios diferentes de cero (debido a que al ser  $\rho$  mínimo en cada canal AWGN, la distribución de potencia es más o menos equitativa). Por tanto, la capacidad seria:

$$C_{MIMO}^{TI} \approx \sum_{k=1}^{r_H} \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{P} \lambda_k^2}{\sigma_n^2 r_H} \right) \quad (33)$$

Nótese que, el desempeño es mayormente determinado por el rango de la matriz del canal ( $r_H$ ) y la condición del canal MIMO.

- **Rango de la matriz del canal:** Desde el régimen de SNR alta, una aproximación

$$C_{MIMO}^{TI} \approx \sum_{k=1}^{r_H} \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{P} \lambda_k^2}{\sigma_n^2 r_H} \right) \quad (33), \text{ es expresada como:}$$

$$C_{MIMO}^{TI} \approx r_H \log_2(\rho) \quad (34)$$

Donde es visible que para SNR alta, la capacidad escala linealmente con  $r_H$  y es aproximadamente  $r_H$  veces mayor que la capacidad de un canal AWGN.

- **Condición del canal MIMO:** Considerar que todos los canales MIMO tienen la misma energía, esto es, el mismo valor de  $\sum_{i=1}^{r_H} \lambda_i^2$ . Para estos canales en régimen

$$C_{MIMO}^{TI} \approx \sum_{k=1}^{r_H} \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{P} \lambda_k^2}{\sigma_n^2 r_H} \right) \quad (33) \text{ es maximizada cuando}$$

todos los valores propios son iguales.

**Desempeño en SNR baja:** En este régimen, el algoritmo Waterfilling permite asignar toda la potencia al modo propio más fuerte. Por tanto, la capacidad sería:

$$C_{MIMO}^{TI} \approx \log_2(1 + \rho \lambda_{max}^2) \quad (35)$$

En SNR baja, la estrategia óptima no depende de la multiplexación sino de enviar un único flujo de datos a través del canal con la energía más alta posible, la cual está garantizada por un pre- y post-procesamiento adecuado. Una apropiada combinación de las señales transmitidas basadas sobre la CSI es necesaria, lo que resulta en una ganancia máxima de arreglos tanto en el transmisor como el receptor (Tim Brown, 2012).

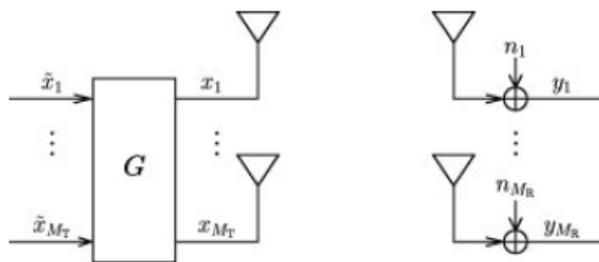
#### Definición de la ganancia de multiplexación

La ganancia de multiplexación ha sido definida como el número de flujos independientes que pueden ser transmitidos simultáneamente. Esta ganancia puede ser definida matemáticamente y se usa favorablemente en los sistemas MIMO complejos, en donde determinar el número de flujos transmitidos independientemente no es tarea fácil (Tim Brown, 2012).

La ganancia de multiplexación en un sistema MIMO con capacidad  $C(\rho)$  se define como:

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C(\rho)}{\log_2(\rho)} \quad (36)$$

Esta definición tiene sentido ya que la multiplexación ocurre solo en régimen de SNR  $C_{MIMO}^{TI} \approx r_H \log_2(\rho)$  (34) y aplicando esta definición, observamos que la ganancia de multiplexación es igual al número de flujos multiplexados independientemente ( $r_H$ ).



**Figura 10.** Sistema MIMO con matriz de covarianza de entrada fija  $R_{xx} = GG^H$ .  
Fuente: (Tim Brown, 2012)

### Tasa máxima alcanzada por la matriz de covarianza de entrada fija

Permita examinar la arquitectura MIMO de la figura diez con las siguientes presunciones:

- Las entradas  $\tilde{x}_i$  son independientes a través de las antenas
- El vector de entrada  $\tilde{x}$  es pre-procesado por una matriz  $G$  como  $x = G\tilde{x}$ .
- La matriz de covarianza de los vectores de entrada es  $E[xx^H] = R_{xx} = GG^H$ .

Esta arquitectura corresponde a la transmisión de modo propio cuando el pre-procesamiento es realizado a través de la matriz  $G = V \text{diag}(P_1^0, \dots, P_{M_T}^0)^{1/2}$ , donde  $V$  se obtiene desde la SVD de la matriz del canal revisada en  $H = U\Lambda V^H$  ( $P_i^0$ ) viene desde la asignación de potencia Waterfilling expresada en  $P_k^0 = \frac{1}{\gamma} (1 - \gamma \lambda_k)$  (30).

Debemos considerar que en aquellos escenarios donde el transmisor tiene una capacidad de computo limitada, el pre-procesamiento propuesto (es decir, la matriz  $G = V \text{diag}(P_1^0, \dots, P_{M_T}^0)^{1/2}$ ) no procede, caso en el que se recomienda enviar palabras de código independientes directamente desde cada antena transmisora ( $G = I$ ). Además, es

más simple pre-procesar los datos por una matriz que no dependa del canal, tal que, el pre-procesamiento no cambiara cada vez que cambia el canal.

Para caracterizar el desempeño de la arquitectura propuesta considere un sistema MIMO ( $y = Hx + n$ ) bajo las siguientes presunciones: (1) el canal es invariante en tiempo y conocido en el transmisor, (2) la entrada ( $x$ ) tiene una matriz de covarianza  $R_{xx}$ .

Para un sistema de este tipo con una matriz de covarianza de entrada fija ( $R_{xx}$ ), la tasa máxima para una comunicación confiable, será igual a:

$$R_{max} = \log_2 \det \left[ I + \frac{1}{\sigma_n^2} HR_{xx}H^H \right] \quad (37)$$

Nótese

$R_{max} = \log_2 \det \left[ I + \frac{1}{\sigma_n^2} HR_{xx}H^H \right]$  (37) puede ser interpretada como la capacidad del sistema MIMO cuando la CSI es conocida en el transmisor y la matriz de covarianza de las señales de entrada es fija. Sin embargo, esta no puede ser etiquetada como la capacidad óptima sino más bien como una tasa máxima alcanzable en una comunicación confiable.

### Reformulación

En base a lo antes expuesto, para una matriz de covarianza fija, la tasa máxima  $R_{max} = \log_2 \det \left[ I + \frac{1}{\sigma_n^2} HR_{xx}H^H \right]$  (37). Para encontrar la capacidad, se necesita encontrar la matriz de covarianza óptima que maximice esta expresión, tal que:

$$C_{MIMO}^{TI} = \max_{R_{xx}, \text{ s.t. } tr(R_{xx}) \leq \bar{P}} \log_2 \det \left[ I + \frac{1}{\sigma_n^2} HR_{xx}H^H \right] \quad (38)$$

donde la matriz de correlación óptima tiene la expresión  $R_{xx}^0 = V \text{diag}(P_1^0, \dots, P_{M_T}^0) V^H$ ; por

$$C_{MIMO}^{TI} = k = 1rH \log_2 \left[ I + \frac{1}{\sigma_n^2} HR_{xx}H^H \right] \quad (29).$$

## CAPÍTULO III

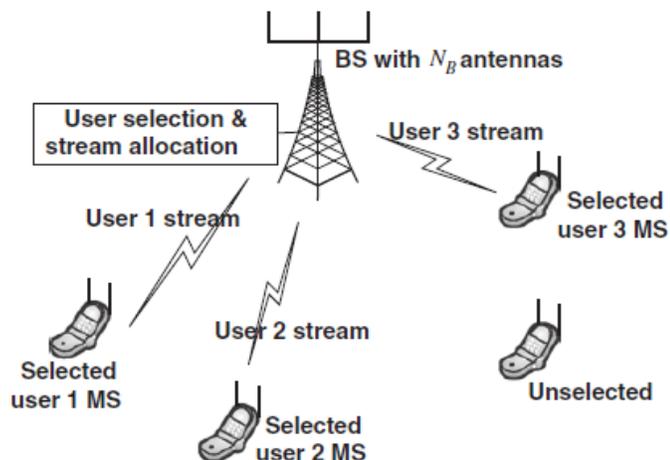
### SISTEMAS MIMO MULTIUSUARIO (MU-MIMO)

#### 4.1. MIMO multiusuario

##### 4.1.1. Introducción

En base a la sección anterior, hemos visto como la capacidad de un canal MIMO ( $M_T \times M_R$ ) es proporcional a  $M_{min} = \min(M_T, M_R)$ . De hecho, la técnica de transmisión MIMO es un medio esencial para incrementar la capacidad en régimen de alta SNR, proporcionando al menos  $M_{min}$  grados de libertad. En este tipo de sistemas, una alta tasa de datos transmitidos punto a punto puede ser soportada por la multiplexación espacial mientras se proporciona ganancia de la diversidad espacial. Sin embargo, muchos de los sistemas de comunicación tratan con múltiples usuarios quienes comparten los mismos recursos radio. Se presenta un escenario de comunicación multiusuario en el cual múltiples UEs son servidos por una simple BS en un sistema de comunicación celular. En esta figura, observamos que tres de los cuatro UEs son seleccionados y se les asigna recursos (tiempo, frecuencia, espacio). Supongamos que la BS y cada UE están equipados con  $N_B$  y  $N_M$  antenas, respectivamente. Como los  $K$  usuarios independientes forman un conjunto virtual de  $(K \cdot N_M)$  antenas, las cuales se comunican con las  $N_B$  antenas de la BS, la configuración extremo a extremo puede ser considerada como un sistema MIMO  $(K \cdot N_M) \times N_B$  para el canal BC o  $N_B \times (K \cdot N_M)$  para el canal MAC. En este sistema de comunicación multiusuario, múltiples antenas permiten que los  $K$  usuarios independientes transmitan sus propios flujos de datos (del inglés, "data stream") en el canal MAC (muchos a uno) al mismo tiempo o que la BS transmita flujos de datos a múltiples usuarios para que sean decodificados en cada uno en el canal BC (uno a

muchos). Esto es atribuido al incremento en los grados de libertad con múltiples antenas como en el caso de los sistemas SU-MIMO (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010).



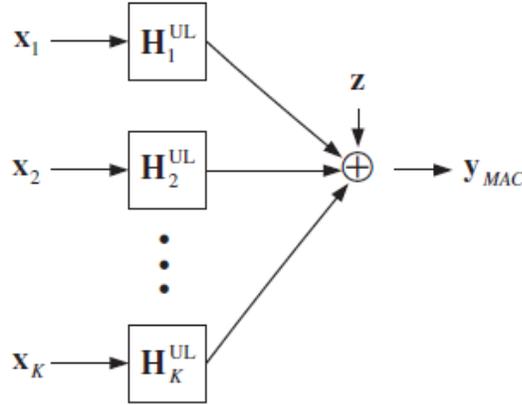
**Figura 11.** Sistema de comunicación MU-MIMO con  $K=4$ .  
Fuente: (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010)

En un sistema MIMO multiusuario (MU-MIMO), si consideramos que todos los flujos de datos de los  $K$  usuarios independientes están disponibles para un solo receptor (es decir, para la estación base en el caso del canal MAC), el sistema será equivalente a un sistema SU-MIMO  $N_B \times (K \cdot N_M)$ . Similar a un sistema SU-MIMO, se puede demostrar que la capacidad del canal MAC en un sistema MU-MIMO es proporcional al  $\min(K \cdot N_M, N_B)$ .

#### 4.1.2. Modelo matemático

Considere un sistema MU-MIMO compuesto por  $K$  usuarios independientes y una estación base (BS) con  $N_M$  y  $N_B$  antenas, respectivamente exponen el enlace uplink (canal MAC) para el sistema propuesto. Donde  $x_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$  es la señal transmitida desde el  $u$ th usuario ( $u = 1, 2, \dots, K$ ), mientras que  $y_{MAC} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  es la señal recibida en la BS.

Permita que la ganancia del canal entre el  $u$ th usuario y la BS sea representada por  $H_u^{UL} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_M}$ .



**Figura 12.** Modelo del canal MAC para el sistema MU-MIMO

Fuente: (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010)

La señal recibida en la BS es definida como:

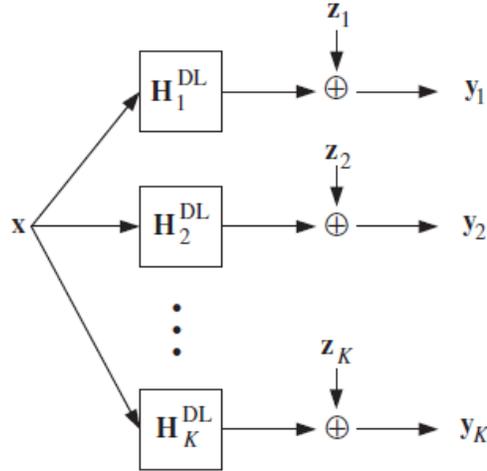
$$y_{MAC} = H_1^{UL} x_1 + H_2^{UL} x_2 + \dots + H_K^{UL} x_K + z \quad (39)$$

donde  $z \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  es el ruido aditivo gaussiano en la BS, el cual es modelado como un vector aleatorio gaussiano complejo simétrico circular de media cero (ZMCSCG). Representando la ganancia del canal (energía del canal) entre el  $u$ th usuario y la BS por un vector simple, el sistema en general puede ser representado como:

$$y_{MAC} = \underbrace{[H_1^{UL} \ H_2^{UL} \ \dots \ H_K^{UL}]}_{H^{UL}} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z = H^{UL} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z \quad (40)$$

Por otra parte, representa el enlace downlink (canal BC) para el sistema propuesto inicialmente, donde  $x \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  es la señal transmitida desde la BS y la señal recibida en el  $u$ th usuario es expresada como  $y_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ . Permita que la ganancia del canal (energía

del canal) entre la BS y el  $u$ th usuario sea representado por  $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_M \times N_B}$ , donde ( $u = 1, 2, \dots, K$ ).



**Figura 13.** Modelo del canal BC para un sistema MU-MIMO

Fuente: (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010)

La señal recibida en el  $u$ th usuario es expresada como:

$$y_u = H_u^{DL} x + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (41)$$

donde  $z_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$  es el ruido aditivo ZMCSCG en el  $u$ th usuario. Representando todas las señales de los usuarios por un vector simple, el sistema en general puede ser representado como:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix}}_{y_{BC}} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix}}_{H_{DL}} x + \underbrace{\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix}}_z \quad (42)$$

### 4.1.3. Capacidad del canal

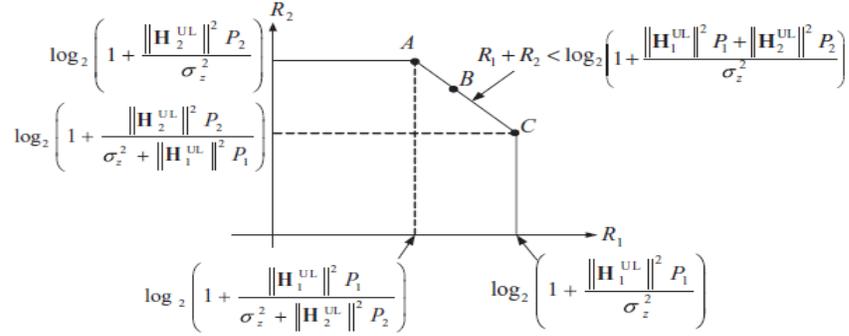
Basados en los modelos matemáticos definidos en la sección 4.1.2, procedemos a exponer algunos casos de la capacidad del canal AWGN en el enlace downlink (canal BC) y enlace uplink (canal MAC) para un sistema MU-MIMO.

#### 4.1.3.1. Capacidad del canal MAC

En contraste, con los sistemas MIMO convencional donde la capacidad es un escalar, la capacidad de un sistema MU-MIMO con  $K$  usuarios independientes, es caracterizado por una región de tasa  $K - dimensional$ , donde cada punto es un vector de tasas alcanzables por todos los  $K$  usuarios simultáneamente.

La región de la capacidad MAC fue introducida por (Lee, 2003) et al. Permita que  $P_u$  sea la potencia de transmisión y  $\mathcal{R}_u$  la tasa de datos, ambos para el  $u$ th usuario, siendo ( $u = 1, 2, \dots, K$ ) para el sistema MU-MIMO con  $K$  usuarios independientes. Tomando como referencia la región de la capacidad en el canal MAC para  $K = 2$  y  $N_M = 1$ , es dado como:

$$\begin{aligned}\mathcal{R}_1 &\leq \log_2 \left( 1 + \|H_1^{UL}\|^2 \frac{P_1}{\sigma_z^2} \right) \\ \mathcal{R}_2 &\leq \log_2 \left( 1 + \|H_2^{UL}\|^2 \frac{P_2}{\sigma_z^2} \right) \\ \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 &\leq \log_2 \left( 1 + \frac{\|H_1^{UL}\|^2 P_1 + \|H_2^{UL}\|^2 P_2}{\sigma_z^2} \right)\end{aligned}\tag{43}$$



**Figura 14.** Región de la capacidad en el canal MAC :  $K = 2$  y  $N_M = 1$   
Fuente: (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010)

En este caso, la señal recibida es dada como:

$$\begin{aligned}
 y_{MAC} &= H_1^{UL} x_1 + H_2^{UL} x_2 + \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \\
 &= [H_1^{UL} \quad H_2^{UL}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{44}$$

Donde  $x_u$  es la señal transmitida desde el  $u$  th usuario, donde ( $u = 1, 2$ ). A fin de alcanzar el punto A en la señal  $x_1$  es detectada presumiendo que es interferida con la señal del usuario 2. Una vez que  $x_1$  es correctamente detectada, lo cual es posible mientras la tasa de transmisión es menor que la capacidad del canal correspondiente  $R_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{\|H_1^{UL}\|^2 P_1}{\sigma_z^2 + \|H_2^{UL}\|^2 P_2} \right)$ , esta puede ser cancelada desde la señal recibida como se muestra:

$$\tilde{y}_{MAC} = y_{MAC} - H_1^{UL} x_1 = H_2^{UL} x_2 + \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \tag{45}$$

Desde la señal libre de interferencia anterior  $\tilde{y}_{MAC}$ ,  $x_2$  es detectada para alcanzar la tasa de transmisión  $R_2 = \log_2 \left( 1 + \|H_2^{UL}\|^2 \frac{P_2}{\sigma_z^2} \right)$ . El punto C puede ser alcanzada de la otra manera; es decir, detectar  $x_2$  presumiendo que es interferida con la señal del usuario 1.

Todos los otros puntos de tasas sobre el segmento AC, por ejemplo, el punto B pueden ser alcanzados por tiempo-compartido (del inglés, “time-sharing”) y tasas-divididas (del inglés, “rate-splitting”) entre los esquemas de multiple acceso en el punto A y el punto C. En el trabajo de (Jindal, 2005) fue demostrada que la sumatoria de tasas en la capacidad del canal MAC es proporcional al  $\min(N_B, KN_M)$ .

#### 4.1.3.2. Capacidad del canal BC

La caracterización de la región de la capacidad en el canal BC es uno de los problemas más importantes en la teoría de la información, incluso para canales invariantes en tiempo. En el trabajo (G. Caire and S. Shamai (Shitz), 2003) los autores hacen uso de la precodificación Costa o también llamada DPC (Costa, 1983) para caracterizar la región de la capacidad en el canal BC Gaussiano alcanzada para el caso de un sistema MU-MIMO con  $K = 2$  usuarios independientes,  $N_B = 2$  antenas transmisoras en la BS y  $N_M = 1$  antenas receptoras en cada  $K$  usuario. En este caso, la

$y_1 y_2 : y_K y_{BC} = H_1^{DL} H_2^{DL} : H_K^{DL} H_{DL} x + z_1 z_2 : z_K z$  (42) es expresada

como:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}}_{y_{BC}} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \end{bmatrix}}_{H_{DL}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}}_z \quad (46)$$

Donde  $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{1 \times 2}$  expresa la matriz del canal entre la BS y el  $u$ th usuario, donde  $u = 1, 2$ ,  $\tilde{x}_u$  representa la señal del  $u$ th usuario mientras  $x_i$  es la señal transmitida por la  $i$ th antenas transmisoras (SINGULAR o PLURAL),  $i = 1, 2$ . Si la información del canal está completamente disponible en la BS (CSIT), la matriz del canal puede ser descompuesto a través de la descomposición LQ (del inglés, “LQ-Decomposition”) como:

$$H^{DL} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}}_L \underbrace{\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}}_Q \quad (47)$$

Donde operando las matrices  $L$  y  $Q$ , tenemos:

$$l_{11} = \|H_1^{DL}\|, q_1 = \frac{1}{l_{11}} H_1^{DL},$$

$$l_{21} = q_1 \cdot (H_2^D)^H$$

$$l_{22} = \|H_2^{DL} - l_{21}q_1\|,$$

$$q_2 = \frac{1}{l_{22}} (H_2^{DL} - l_{21}q_1)$$

$q_i, i=1,2$  en la ecuación  $H^{DL} = l_{11}q_1 + l_{21}q_2$  (47) son los vectores filas

ortonormales y que el operador  $\|\cdot\|$  denota los valores propios de la matriz del canal  $H^{DL}$ .

Dado  $\{q_i\}_{i=1}^2$  es obtenida por LQD gracias a la CSIT, se puede precodificar la señal transmitida como:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = Q^H \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 - \frac{1}{l_{22}} l_{21} \tilde{x}_1 \end{bmatrix}}_{THP} \quad (48)$$

Donde para garantizar que la información a ser transmitida llegue a los  $K$  usuarios independientes libre de interferencia se hace uso de la THP, la cual se explicara más adelante.

$x = Q^H x_{THP}$

(), la señal recibida es dada como:

$$\begin{aligned} y_{BC} &= H^{DL} x + z \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} q_1^H & q_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 - \frac{1}{l_{22}} l_{21} \tilde{x}_1 \end{bmatrix} + z \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + z \end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} \|H_1^{DL}\| & 0 \\ 0 & \|H_2^{DL} - l_{21}q_1\| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + z \quad (49)$$

Donde se puede observar que dos canales virtuales libres de interferencia han sido creados. Asumir que la potencia total transmitida  $P$  es dividida en  $\alpha$  y  $(1 - \alpha)P$  para el primero y segundo usuario, respectivamente. Esto es:

$$E\{|x_1|^2\} = E\{|\tilde{x}_1|^2\} = \alpha P$$

$$E\{|x_2|^2\} = E\left\{\left|\tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1\right|^2\right\} = (1 - \alpha)P, \alpha \in [0,1]$$

Luego, la capacidad en el primer y segundo usuario para un canal invariante en tiempo son dados como sigue:

$$R_1 = \log_2\left(1 + \|H_1^{DL}\|^2 \frac{\alpha P}{\sigma_z^2}\right) \quad (50)$$

$$R_2 = \log_2\left(1 + \|H_2^{DL} - l_{21}q_1\|^2 \frac{(1-\alpha)P}{\sigma_z^2}\right) \quad (51)$$

Si el segundo usuario es seleccionado tal que  $l_{21} = 0$ , luego su capacidad seria:

$$R_2 = \log_2\left(1 + \|H_2^{DL}\|^2 \frac{(1-\alpha)P}{\sigma_z^2}\right) \quad (52)$$

En (Caire, G. and Shamai, S. , 2003), así como en otros trabajos de investigación se hace uso de la dualidad de la capacidad del canal uplink-downlink para derivar la capacidad del canal BC. Además, se demuestra que la capacidad del canal BC usando DPC es la misma que cuando se usa en el canal MAC.

En (Afias, D., Bacha, M. Evans, J., and Hantly, S., 2004) se demostró que la sumatoria de tasas de la capacidad es proporcional al  $\min(N_B, K \cdot N_M)$  donde  $N_B$  es el número de antenas en la BS,  $N_M$  es el numero de antenas en los UE y  $K$  es el número de usuarios independientes.

#### 4.1.4. Técnicas en el canal Broadcast (enlace descendente)

La principal dificultad en la transmisión de datos en el canal BC es que la detección coordinada de la señal en el lado del receptor no es sencilla y, por tanto, la cancelación del efecto de la interferencia en la BS es un requisito. Dentro de las estrategias que permiten pre-cancelar la interferencia en la BS están las técnicas de precodificación, las cuales pueden ser divididas en dos grupos: lineales (LP) y no lineales (NLP). A continuación, se presenta una breve síntesis de estas.

##### Técnicas lineales

Las técnicas lineales suponen una solución intermedia entre complejidad y prestaciones, ya que no son complejas, pero no consiguen alcanzar resultados óptimos. Entre estas técnicas se encuentran: la *inversión del canal* o beamforming ZF, donde la matriz de beamforming se obtiene a partir de la pseudoinversa de la matriz de canales y la *inversión regularizada del canal* o beamforming MMSE, donde se realiza una inversión regularizada de la matriz de canales. Ambas técnicas para el caso donde los  $K$  usuarios están equipados con una sola antena ( $N_M = 1$ ).

En el caso donde los  $K$  usuarios disponen de múltiples antenas ( $N_M > 1$ ), se propone la técnica de diagonalización de bloque (BD), la cual es una extensión de la técnica de ZF en donde la matriz de canales se invierte por bloques, haciendo uso de la SVD (Spencer, Q. H., Swindlehurst, A. L., and Haardt, M., 2004).

## Técnicas no lineales

Las técnicas de precodificación no lineales mejoran los resultados obtenidos a cambio de aumentar ligeramente la complejidad. Dos de las técnicas más comunes son la precodificación Tomlinson-Harashima (THP) y el vector de perturbación (VP).

La técnica THP fue inicialmente propuesta para la ecualización de la ISI en un canal SISO, pero su aplicación fue extendida a canales MIMO. Esta estrategia consigue una extensión periódica de los símbolos de la constelación y permite elegir, en cada caso, el símbolo que minimiza la potencia de la señal entre todos los símbolos equivalentes (Windpassinger C., Fischer R. F. H., Vencel T. and J. B. Huber, 2004).

La técnica VP introduce un vector perturbación en la señal transmitida que permite evitar los problemas que se tienen con las técnicas lineales cuando el canal es deficiente en rango. Esta perturbación, que no requiere ser conocida por los usuarios para la decodificación de la señal se obtiene resolviendo un problema de minimización de la potencia de transmisión (Peel, C. B., Hochwald, B. M. and Swindlehurst, A. L., 2005). En (Windpassinger C., Fischer R. F. H., and Huber J. B., 2004) se consigue reducir la complejidad de la minimización utilizando Lattice Reduction (Lenstra A. K., Lenstra H. W., Lovász, 1982).

### 4.1.4.1. Inversión e inversión regularizada del canal

Para entender cómo opera este tipo de precodificación no lineal, asumamos que el sistema MU-MIMO está compuesto por  $K = N_B$  usuarios independientes, donde cada uno está equipado con  $N_M = 1$  antenas receptoras. Permita que  $\tilde{x}_u$  represente la señal del  $u$ th usuario, mientras que  $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$  representa la matriz del canal entre la BS y el

$u$ th usuario, donde  $u = 1, 2, \dots, K$ . La señal recibida en él  $u$ th usuario puede ser expresada como:

$$y_u = H_u^{DL} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix} + z_u; \quad u = 1, 2, \dots, K. \quad (53)$$

Por tanto, la señal recibida en cada  $K$  usuario puede ser representada como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix} \quad (54)$$

$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix}}_{Y_{BC}} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix}}_{H^{DL}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix}}_{\tilde{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix}}_z$

$$y = H^{DL} \tilde{x} + z \quad (54)$$

$$y_u = H_u^{DL} x + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K$$

(41) es un vector. Dado que cada

usuario es equipado con una sola antena, las interferencias provocadas por las otras señales no pueden ser canceladas. En lugar de eso, las técnicas de precodificación lineales como la inversión del canal y la inversión regularizada del canal pueden ser consideradas (Peel, C. B., Hochwald, B. M. and Swindlehurst, A. L., 2005).

Permita que  $x = [x_1 x_2 \dots x_K]^T$  represente la señal precodificada para  $\tilde{x} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \dots \tilde{x}_K]^T$  y que  $W \in \mathbb{C}^{K \times K}$  sea la matriz de Beamforming. La señal transmitida por la BS será:

$$x = W \tilde{x} \quad (56)$$

Donde la matriz de Beamforming  $W$  es obtenida desde el criterio ZF (*inversión del canal*). Por tanto, la matriz  $W_{ZF}$ , es calculada como:

$$W_{ZF} = \beta \cdot (H^{DL})^{-1} \quad (57)$$

Donde  $\beta$  es una constante para cumplir con la limitación de la potencia total de transmisión después de la precodificación y es dada como:

$$\beta = \sqrt{\frac{N_B}{\text{Tr}(\mathbf{H}^{DL^{-1}} \cdot (\mathbf{H}^{DL^{-1}})^H)}} \quad (58)$$

Para compensar el efecto de la amplificación provocado por la constante  $\beta$  en el transmisor, la señal recibida debe ser dividida por  $\beta$  a través de un control automático de ganancia (AGC) en cada  $K$  usuario. Luego, la relación entrada – salida del sistema es representada como:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix}}_{y_{BC}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{DL}} \cdot \underbrace{W_{ZF}}_x \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix}}_z \\ y_{BC} &= \frac{1}{\beta} (\mathbf{H}^{DL} \cdot W_{ZF} \tilde{x} + z) \\ &= \frac{1}{\beta} (\mathbf{H}^{DL} \beta (\mathbf{H}^{DL})^{-1} \cdot \tilde{x} + z) \\ &= \tilde{x} + \frac{1}{\beta} z \\ &= \tilde{x} + \tilde{z} \end{aligned} \quad (59)$$

Notar que, existe un mejora del ruido representado por  $\tilde{z}$ , el cual puede ser mitigado usando el criterio de MMSE. Para este caso, la matriz de Beamforming  $W$  es obtenida desde el criterio MMSE (*inversión regularizada del canal*).

$$\begin{aligned} W_{MMSE} &= \beta \times \arg \min_W E\{\|\beta^{-1}(\mathbf{H}^{DL} W \tilde{x} + z) - \tilde{x}\|^2\} \\ &= \beta \times (\mathbf{H}^{DL})^H \left( \mathbf{H}^{DL} \cdot \mathbf{H}^{DLH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (41)$$

Donde  $\sigma_z^2$  y  $\sigma_x^2$  representan la potencia del ruido y la potencia de la señal transmitida, respectivamente. En tanto la constante  $\beta$  es nuevamente calculada como en  $\beta =$

$$\beta = \frac{N_B}{\text{Tr}\left(H^{DL-1} \cdot (H^{DL-1})^H\right)} \quad (58) \text{ reemplazando } H^{DL-1} \text{ con } \left(H^{DL} \cdot H^{DLH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}\right)^{-1}.$$

#### 4.1.4.2. Diagonalización por bloque (BD)

Como se ha visto, los métodos de inversión del canal permiten operar un sistema con múltiples usuarios en donde cada uno está equipado con una sola antena. En estos métodos, todas las señales que no sean la señal objetivo  $x_{u_T}$  (p.e.,  $x_u, u \neq u_T$ ) es considerada como interferencia y se cancela desde  $y_{u_T}$  a través de la precodificación. Un método similar puede ser aplicado para múltiples usuarios, donde cada uno está equipado con múltiples antenas. Ya que la interferencia inter-antena en su propia señal y la interferencia de los otros usuarios son canceladas o mitigadas en el proceso de inversión del canal, la mejora del ruido se vuelve más severa desde la perspectiva del usuario objetivo. En tal situación, el método de diagonalización de bloque (BD) es más adecuado para operar este tipo de sistemas (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010).

En el método BD, a diferencia de los métodos de la inversión del canal, solo la interferencia de las señales de los otros usuarios es cancelada en el proceso de precodificación. Luego, la interferencia entre antena de cada usuario puede ser cancelado por varios métodos de detección de la señal en los  $K$  usuarios independientes.

Permita que  $N_{M,u}$  represente el número de antenas para el  $u$ th usuario, donde  $u = 1, 2, \dots, K$ . Para la señal del  $u$ th usuario  $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times 1}$ , la señal recibida  $y_u \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times 1}$  es dada como:

$$\begin{aligned}
y_u &= H_u^{DL} \sum_{k=1}^K W_k \tilde{x}_k + z_u \\
&= H_u^{DL} W_u \tilde{x}_u + \sum_{k=1, k \neq u}^K H_u^{DL} W_k \tilde{x}_k + z_u
\end{aligned} \tag{61}$$

Donde  $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times N_B}$  es la matriz del canal entre la BS y el  $u$ th usuario,  $W_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M,u}}$  es la matriz de precodificación para él  $u$ th usuario y  $z_u$  es el vector del ruido. Considerar las señales recibidas para el caso de tres usuarios, es decir,  $K = 3$ :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} & H_1^{DL} & H_1^{DL} \\ H_2^{DL} & H_2^{DL} & H_3^{DL} \\ H_3^{DL} & H_3^{DL} & H_3^{DL} \end{bmatrix}}_{H^{DL}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} W_1 \tilde{x}_1 \\ W_2 \tilde{x}_2 \\ W_3 \tilde{x}_3 \end{bmatrix}}_x + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} H_1^{DL} W_1 & H_1^{DL} W_2 & H_1^{DL} W_3 \\ H_2^{DL} W_1 & H_2^{DL} W_2 & H_2^{DL} W_3 \\ H_3^{DL} W_1 & H_3^{DL} W_2 & H_3^{DL} W_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{62}$$

Donde  $\{H_u^{DL} W_k\}$  forman una matriz de canal efectiva para el receptor del  $u$ th usuario y la señal transmitida al  $k$ th usuario, donde  $(u, k = 1, 2, \dots, K)$ . Notar que,  $\{H_u^{DL} W_k\}_{u \neq k}$  incurre en interferencia para el  $u$ th usuario a menos que  $H_u^{DL} W_k = 0_{N_{M,u} \times N_{M,u}}, \forall u \neq k$  en  $uDLWuxu+k=1, k \neq uKHuDLWkxk+zu$  (61), donde  $0_{NM,u \times NM,u}$  es una matriz

cero. En otras palabras, la transmisión libre de interferencia será garantizada en tanto la  $H1DLW1H1DLW2H1DLW3H2DLW1H2DLW2H2DLW3H3DLW1H3DLW2H3DLW3 \cdot x1x2x3+z1z2z3$  (62) pueda ser diagonalizada en bloque, esto es:

$$H_u^{DL} W_k = 0_{N_{M,u} \times N_{M,u}}, \forall u \neq k \tag{63}$$

Con el objetivo de cumplir con la limitación de la potencia de transmisión, los precodificadores  $W_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M,u}}$  debería ser unitaria, donde  $(u = 1, 2, \dots, K)$ . Bajo la  $HuDLWK=0NM,u \times NM,u, \forall u \neq k$  (63), la señal recibida en la ecuación  $uDLWuxu+k=1, k \neq uKHuDLWkxk+zu$  (61) es ahora libre de interferencia, esto

es,

$$y_u = H_u^{DL} W_u \tilde{x}_u + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (6442)$$

$y_u = H_u^{DL} W_u \tilde{x}_u + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K$  (6442), varios métodos de detección de la señal (p.e. detección ZF, detección MMSE, detección OSIC, entre otros) pueden ser usados para estimar  $\tilde{x}_u$  (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010).

$W_k, k=1, \dots, K$  que satisfaga la condición de la ecuación  $H_u^{DL} W_k = 0_{N_M, u \times N_M, u}, \forall u \neq k$  (63), permita la construcción de la siguiente matriz del canal que contiene las ganancias/pesos del canal de todos los usuarios excepto para el  $u$ th usuario:

$$\tilde{H}_u^{DL} = [(H_1^{DL})^H \dots (H_{u-1}^{DL})^H (H_{u+1}^{DL})^H \dots (H_K^{DL})^H]^H \quad (6543)$$

Cuando  $N_R = \sum_{u=1}^K N_{M, u} = N_B$ , esto es, el número total de antenas usadas por los  $K$  usuarios  $H_u^{DL} W_k = 0_{N_M, u \times N_M, u}, \forall u \neq k$  (63) es equivalente:

$$\tilde{H}_u^{DL} W_u = 0_{(N_R - N_{M, u}) \times N_{M, u}}, \quad u = 1, 2, \dots, K. \quad (66)$$

esto implica que la matriz de precodificación  $W_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M, u}}$  debe ser diseñada para  $H_u^{DL}$ . Si la ecuación  $H_u^{DL} W_u = 0_{(N_R - N_{M, u}) \times N_{M, u}}, u = 1, 2, \dots, K$  (66) es satisfecha

para el caso de  $K = 3$ , la señal recibida en la ecuación =

$$H_1^{DL} W_1 \tilde{x}_1 + H_1^{DL} W_2 \tilde{x}_2 + H_1^{DL} W_3 \tilde{x}_3 + H_2^{DL} W_1 \tilde{x}_1 + H_2^{DL} W_2 \tilde{x}_2 + H_2^{DL} W_3 \tilde{x}_3 + H_3^{DL} W_1 \tilde{x}_1 + H_3^{DL} W_2 \tilde{x}_2 + H_3^{DL} W_3 \tilde{x}_3 \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (62)$$

es expresada como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} W_1 & 0 & 0 \\ 0 & H_2^{DL} W_2 & 0 \\ 0 & 0 & H_3^{DL} W_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (67)$$

donde

Ahora nos centraremos en analizar como diseñar los precodificadores que satisfagan

$H_u^{DL} W_u = 0_{(N_R - N_{M, u}) \times N_{M, u}}, u = 1, 2, \dots, K$  (66). Notar que la dimensión de la matriz

$\tilde{H}_u^{DL} \in \mathbb{C}^{(N_R - N_{M,u}) \times N_B}$  es menor que  $\min(N_R - N_{M,u}, N_B)$ . Si asumimos que  $N_R = N_B$ ,  $\min(N_R - N_{M,u}, N_B) = N_B - N_{M,u}$ . Luego la SVD de  $\tilde{H}_u^{DL}$  puede ser expresada como:

$$\tilde{H}_u^{DL} = \tilde{U}_u \tilde{\Lambda}_u [\tilde{V}_u^{no-cero} \tilde{V}_u^{cero}]^H \quad (68)$$

donde  $\tilde{V}_u^{no-cero} \in \mathbb{C}^{(N_R - N_{M,u}) \times N_B}$  y  $\tilde{V}_u^{cero} \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times N_B}$  están compuestas de los vectores singulares izquierdos que corresponden a los valores singulares diferentes de cero y los valores singulares cero, respectivamente. Multiplicando  $\tilde{H}_u^{DL}$  con  $\tilde{V}_u^{cero}$ , tenemos la siguiente relación:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_u^{DL} \cdot \tilde{V}_u^{cero} &= \tilde{U}_u [\tilde{\Lambda}_u^{no-cero} \quad 0] \begin{bmatrix} (\tilde{V}_u^{no-cero})^H \\ (\tilde{V}_u^{cero})^H \end{bmatrix} \tilde{V}_u^{cero} \\ &= \tilde{U}_u \tilde{\Lambda}_u^{no-cero} (\tilde{V}_u^{no-cero})^H \tilde{V}_u^{cero} \\ &= \tilde{U}_u \tilde{\Lambda}_u^{no-cero} 0 \\ &= 0 \end{aligned} \quad (69)$$

$u^{DL} \cdot V_{ucero} = U_u \Lambda_u^{no-cero} 0 V_u^{no-cero} H V_{ucero} H V_{ucero}$  (69), podemos ver que  $V_{ucero}$

esta en el espacio nulo de  $\tilde{H}_u^{DL}$ , esto es, cuando la señal es transmitida en la dirección de  $\tilde{V}_u^{cero}$ , todos menos el  $u$ th usuario no reciben ninguna señal. Por tanto,  $W_u = \tilde{V}_u$  pueden ser usados para la precodificación de la señal del  $u$ th usuario.

Permítame tomar como ejemplo un sistema con  $N_B = 4$ ,  $K = 2$  y  $N_{M,1} = N_{M,2} = 2$ :

$$\begin{aligned} \tilde{H}_1^{DL} &= \tilde{U}_1 \tilde{\Lambda}_1 [\tilde{V}_1^{no-cero} \tilde{V}_1^{cero}]^H \\ &= [\tilde{u}_{11} \quad \tilde{u}_{12}] \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{12} & 0 & 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{11} \quad \tilde{v}_{12} \quad \tilde{v}_{13} \quad \tilde{v}_{14}]^H \end{aligned} \quad (70)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_2^{DL} &= \tilde{U}_2 \tilde{\Lambda}_2 [\tilde{V}_2^{no-cero} \tilde{V}_2^{cero}]^H \\ &= [\tilde{u}_{21} \quad \tilde{u}_{22}] \begin{bmatrix} \lambda_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{21} \quad \tilde{v}_{22} \quad \tilde{v}_{23} \quad \tilde{v}_{24}]^H \end{aligned} \quad (7144)$$

Desde la ecuación  $= \tilde{u}_{11} \tilde{u}_{12} \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{12} & 0 & 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{11} \quad \tilde{v}_{12} \quad \tilde{v}_{13} \quad \tilde{v}_{14}]^H$  (70) y =

$\tilde{u}_{21} \tilde{u}_{22} \begin{bmatrix} \lambda_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{21} \quad \tilde{v}_{22} \quad \tilde{v}_{23} \quad \tilde{v}_{24}]^H$  (7144), se obtienen las siguientes

matrices de precodificación  $W_u \in \mathbb{C}^{4 \times 2}$ ,  $U = 1, 2$ .

$$W_1 = \tilde{V}_1^{cero} = [\tilde{v}_{13} \quad \tilde{v}_{14}] \quad (72)$$

$$W_2 = \tilde{V}_2^{cero} = [\tilde{v}_{23} \quad \tilde{v}_{24}]$$

los cuales son usados para construir la siguiente señal transmitida  $x \in \mathbb{C}^{4 \times 1}$ .

$$x = W_1 \tilde{x}_1 + W_2 \tilde{x}_2$$

donde  $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$  es la  $u$ th señal de usuario,  $u = 1, 2$ . Luego la señal recibida del primer usuario es dada como:

$$\begin{aligned} y_1 &= H_1^{DL} x + z_1 \\ &= H_1^{DL} (W_1 \tilde{x}_1 + W_2 \tilde{x}_2) + z_1 \\ &= \tilde{H}_2^{DL} (\tilde{V}_1^{cero} \tilde{x}_1 + \tilde{V}_2^{cero} \tilde{x}_2) + z_1 \\ &= \tilde{H}_2^{DL} \tilde{V}_1^{cero} \tilde{x}_1 + z_1 \\ &= H_1^{DL} \tilde{V}_1^{cero} \tilde{x}_1 + z_1 \end{aligned} \quad (45)$$

derivando la ecuación  $= H_1^{DL} (\tilde{V}_1^{cero} \tilde{x}_1 + \tilde{V}_2^{cero} \tilde{x}_2) + z_1$  (45), hemos

usado el hecho que  $H_1^{DL} = \tilde{H}_2^{DL}$  y  $H_2^{DL} = \tilde{H}_1^{DL}$ . Dese la ecuación  $= H_1^{DL} (\tilde{V}_1^{cero} \tilde{x}_1 + \tilde{V}_2^{cero} \tilde{x}_2) + z_1$  (45) podemos ver que la señal recibida es compuesta

únicamente de la señal deseada. La señal recibida en el segundo usuario puede ser encontrada de la misma forma.

#### 4.1.4.3. Precodificación Costa o DPC

La técnica DPC es un método de precodificación de datos que permite que el efecto de la interferencia pueda ser cancelado sujeta a alguna interferencia conocida por el transmisor; es decir, la interferencia provocada por la señal del primer usuario hasta el  $(k - 1)th$  usuario son canceladas en el desarrollo de la precodificación del  $kth$  usuario. Para simplificar la explicación, consideremos el caso de  $N_B = 3$ ,  $K = 3$  y  $N_{M,u} = 1, u = 1,2,3$ . Si la señal del  $uth$  usuario es dada por  $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}$ , luego la señal recibida es dada como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix}}_{H^{DL}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (46)$$

donde  $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{1 \times 3}$  es la ganancia del canal entre la BS y el  $uth$  usuario. Si la matriz del  $H^{DL}$  es descompuesta por la LQD según se muestra en  $H^{DL} = [l_{11} \ l_{21} \ l_{31}] [q_1 \ q_2 \ q_3]^T$

(46), tenemos:

$$H^{DL} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}}_L \underbrace{\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}}_Q \quad (47)$$

donde  $\{q_i\}_{i=1}^3 \in \mathbb{C}^{1 \times 3}$  son los vectores filas ortonormales. Ahora, permita que  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$  representa la señal precodificada para  $\tilde{x} = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2 \ \tilde{x}_3]^T$ . Por la transmisión de  $Q^H x$  (pre-procesamiento), el efecto de  $Q$  en la ecuación  $y = H^{DL} x + z$

$H^{DL} = [l_{11} \ 0 \ 0; l_{21} \ l_{22} \ 0; l_{31} \ l_{32} \ l_{33}] [q_1 \ q_2 \ q_3]^T$

(47) es eliminada a través del

canal, quedando únicamente la matriz triangular inferior  $L$  para operar. Por tanto, la

$$y_1 y_2 y_3 = H_1 D L H_2 D L H_3 D L H D L \cdot x_1 x_2 x_3 + z_1 z_2 z_3$$

(46) después del pre-

procesamiento en la BS queda representada como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix}}_{H^{DL}} \cdot Q^H x + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$y_1 y_2 y_3 = H_1 D L H_2 D L H_3 D L H D L \cdot Q^H x + z_1 z_2 z_3 = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} x_1 x_2 x_3 + z_1 z_2 z_3$$

(48), la

señal recibida del primer usuario es:

$$y_1 = l_{11} x_1 + z_1 \quad (49)$$

Desde la perspectiva del primer usuario, la siguiente condición necesita ser reunida para que se cumpla la transmisión de datos libre de interferencia:

$$x_1 = \tilde{x}_1 \quad (50)$$

$$x_1 = x_1$$

(50) se puede ver que la señal precodificada

$x_1$  es únicamente compuesta de la primera señal  $x_1$ . Desde la ecuación (90) -  $x_1 = x_1$

(50), la señal recibida para el segundo usuarios es:

$$y_2 = l_{21} x_1 + l_{22} x_2 + z_2 = l_{21} \tilde{x}_1 + l_{22} x_2 + z_2 \quad (51)$$

$$y_2 = l_{21} x_1 + l_{22} x_2 + z_2 = l_{21} x_1 + l_{22} x_2 + z_2$$

(51), se puede ver que la siguiente

$$x_2 = x_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} x_1 = x_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1$$

(52) cancela la componente de interferencia,

$l_{21} x_1$  o  $l_{21} \tilde{x}_1$ , en el lado del transmisor:

$$x_2 = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} x_1 = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1 \quad (52)$$

$$x_2 = x_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} x_1 = x_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1$$

(52) se puede ver que la señal precodificada

$x_2$  es ahora compuesta por las señales del usuarios  $\tilde{x}_1$  y  $\tilde{x}_2$ . Finalmente, la señal recibida

del tercer usuario es:

$$y_3 = l_{31}x_1 + l_{32}x_2 + l_{33}x_3 + z_3 \quad (53)$$

Donde las señales precodificadas  $x_1$  y  $x_2$  son compuestas de las señales conocidas  $x_1$  y  $x_2$  definidas en las ecuaciones (92) y  $x_2 = x_2 - l_{21}/l_{22}x_1 = x_2 - l_{21}/l_{22}x_1$  (52), respectivamente. Desde la perspectiva del tercer usuario, las señales precodificadas  $x_1$  y  $x_2$  son componentes de interferencia en la ecuación  $y_3 = l_{31}x_1 + l_{32}x_2 + l_{33}x_3 + z_3$   $x_3 = x_3 - l_{31}/l_{33}x_1 - l_{32}/l_{33}x_2$  (54) en el lado de la BS:

$$x_3 = \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1 - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2 \quad (54)$$

$$x_2 = x_2 - l_{21}/l_{22}x_1 = x_2 - l_{21}/l_{22}x_1 \quad (52) \text{ y } x_3 = x_3 - l_{31}/l_{33}x_1 - l_{32}/l_{33}x_2$$

(54) pueden expresarse en forma de matriz, como:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix}, \quad (55)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix}, \quad (56)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (57)$$

Combinando las tres matrices de precodificación anteriores, podemos expresar la precodificación en DPC como una matriz de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}}{l_{33}} \frac{l_{21}}{l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (58) \end{aligned}$$

$$y_1 y_2 y_3 = H_1 D L H_2 D L H_3 D L H D L \cdot Q H x + z_1 z_2 z_3 = l_{11} l_{21} l_{31} l_{22} l_{32} l_{33} x_1 x_2 x_3 + z_1 z_2 z_3$$

(48) y

haciendo uso de la matriz de precodificación en DPC, esta puede ser reescrita como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32} l_{21}}{l_{33} l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (59)$$

Desde la última expresión, es obvio como la detección libre de interferencia puede ser lograda para cada  $K = 3$  usuarios independientes en el lado del receptor. Además,

$$\text{desde la expresión } = l_{11} \tilde{x}_1 + l_{22} \tilde{x}_2 + l_{33} \tilde{x}_3 + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (59)$$

podemos ver que la matriz de precodificación en DPC es una matriz escalada inversa de la matriz triangular inferior, la cual es obtenida desde la matriz de ganancia/pesos del canal, esto es:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32} l_{21}}{l_{33} l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} \end{bmatrix} \quad (60)$$

#### 4.1.4.4. Precodificación Tomlinson-Harashima

DPC sobre el lado del transmisor es muy similar a la Ecuación de Decisión de Retroalimentación (DFE) sobre el lado del receptor. De hecho, la combinación de DPC con la operación simétrica módulo resulta ser equivalente a THP.

THP fue originalmente propuesto para reducir la potencia de pico o promedio en el DFE, el cual sufre de propagación de error. Su objetivo era cancelar la ISI en el transmisor, donde los símbolos transmitidos antes son conocidos sin posibilidad de error, lo cual, requiere de un completo conocimiento de la respuesta al impulso del canal, que es únicamente disponible por una realimentación desde el receptor al transmisor en canales invariantes en el tiempo o que presentan un desvanecimiento lento (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010).

Para facilitar la explicación, considere la precodificación en el caso de una sola dimensión, en donde los símbolos de datos  $x$  son tomados desde la constelación  $M$ -ary PAM,  $\{-(A-1), -(A-3), \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, (A-3), (A-1)\}$  donde  $A$  es un entero par dado por  $A = \sqrt{M}$ . Si agregamos el valor de  $2A \cdot m$  en los símbolos de datos  $x$ , donde  $m$  es un entero, un símbolo expandido  $c$  puede ser definido como:

$$c = x + 2A \cdot m \quad (89)$$

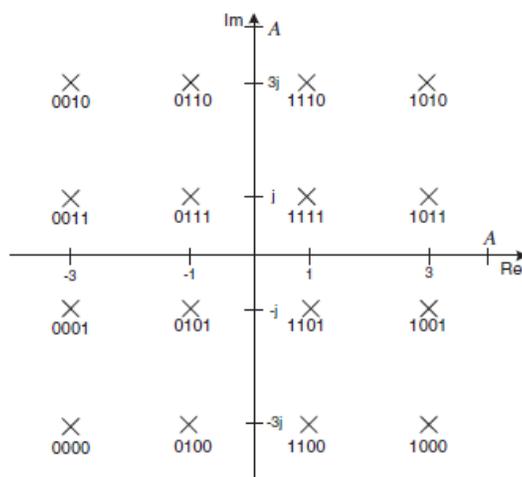
Con el objetivo de reducir la potencia pico o promedio,  $m$  en (9) debe ser seleccionada para minimizar la magnitud del símbolo expandido  $c$  en el transmisor. Nótese que el símbolo de datos original  $x$  puede ser recuperado desde el símbolo expandido  $c$  por la operación simétrica módulo definida como:

$$x = \text{mod}_A(c) \triangleq c - 2A \lfloor (c + A)/2A \rfloor \quad (61)$$

Para abarcar los sistemas MU-MIMO, considere ahora la operación simétrica modulo para símbolos modulados  $M$ -ary QAM, los cuales son una extensión de la ecuación  $x = \text{mod}_A(c) \triangleq c - 2A[(c + A)/2A]$  (61) para el caso de dos dimensiones.

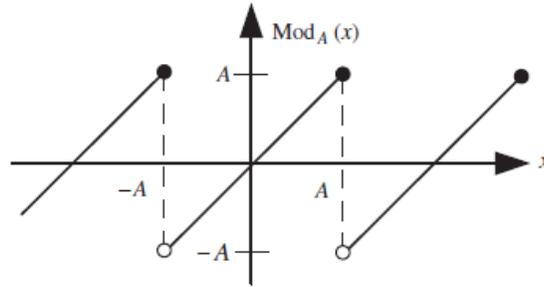
En  $M$ -ary QAM con una constelación cuadrada, la parte real e imaginaria de un símbolo son encerradas por  $[-A, A)$ , con  $A = \sqrt{M}$ . Se muestra una constelación 16-QAM con  $A = \sqrt{16} = 4$ . Como se ilustra la operación simétrica modulo es definida como:

$$\text{mod}_A(x) = x - 2A[(x + A + jA)/2A] \quad (62)$$



**Figura 15.** Representación de la constelación

**Fuente:** (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010)



**Figura 16.** Ilustración de la operación

Fuente: (Y. Soo Cho J. K.-G., 2010)

$mod_A x = x - 2A(x + A + jA)/2A$  (62) puede ser interpretada como un método para encontrar los valores enteros de  $m$  y  $n$ , tal que las siguientes desigualdades son satisfechas:

$$-A - jA \leq mod_A(x) = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n < A + jA \quad (63)$$

Notar que la desigualdad de los números complejos  $x_1$  y  $x_2$  en la ecuación  $-A - jA \leq mod_A(x) = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n < A + jA$  (63) es definida como:

$$x_1 < x_2 \Leftrightarrow Re\{x_1\} < Re\{x_2\} \& Im\{x_1\} < Im\{x_2\} \quad (64)$$

$mod_A x = x - 2A(x + A + jA)/2A$  (62) puede ser expresada como:

$$mod_A(x) = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n \quad (65)$$

Permita tomar un ejemplo de THP para  $K = 3$  usuarios independientes, donde  $\{x_u^{TH}\}_{u=1}^3$  expresar la señal precodificada TH para el  $u$ th usuario. Refiriéndonos a las

$$x_2 = x_2 - l_{21}/l_{22}x_1 = x_2 - l_{21}/l_{22}x_1 \quad (52) \text{ y } x_3 = x_3 - l_{31}/l_{33}x_1 - l_{32}/l_{33}x_2$$

$mod_A x = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n$  (65), los símbolos de datos precodificados son

representados como:

$$x_1^{TH} = mod_A(\tilde{x}_1) = \tilde{x}_1 \quad (66)$$

$$x_2^{TH} = \text{mod}_A \left( \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} x_1^{TH} \right) \quad (67)$$

$$x_3^{TH} = \text{mod}_A \left( \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}} x_1^{TH} - \frac{l_{32}}{l_{33}} x_2^{TH} \right) \quad (68)$$

$\text{mod}_A x = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n$

(65) resulta la siguientes expresiones para las señales

THP:

$$x_1^{TH} = \tilde{x}_1 \quad (69)$$

$$x_2^{TH} = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2 \quad (70)$$

$$x_3^{TH} = \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}} x_1^{TH} - \frac{l_{32}}{l_{33}} x_2^{TH} + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3 \quad (71)$$

Para la señal transmitida  $Q^H x^{TH} = Q^H [x_1^{TH} \quad x_2^{TH} \quad x_3^{TH}]^T$ , la señal recibida es expresada como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix}}_{H^{DL}} \cdot Q^H x^{TH} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1^{TH} \\ x_2^{TH} \\ x_3^{TH} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (72)$$

Dado que  $x_1^{TH} = \tilde{x}_1$ , la detección de la señal para el primer usuario es obvia, la señal recibida para el segundo usuario es dada como:

$$y_2 = l_{21} x_1^{TH} + l_{22} x_2^{TH} + z_2 = l_{21} \tilde{x}_1 + l_{22} x_2^{TH} + z_2 \quad (73)$$

$3^{TH} = x_3 - l_{31}/l_{33} x_1^{TH} - l_{32}/l_{33} x_2^{TH} + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3$  (71), la ecuación

$y_2 = l_{21} x_1^{TH} + l_{22} x_2^{TH} + z_2 = l_{21} x_1 + l_{22} x_2^{TH} + z_2$  (73) puede ser expresada como:

$$\begin{aligned} y_2 &= l_{21} \tilde{x}_1 + l_{22} \left( \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2 \right) + z_2 \\ &= l_{22} (\tilde{x}_2 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2) + z_2 \end{aligned} \quad (74)$$

Definiendo  $\tilde{y}_2$  como una versión escalada de  $y_2$ , esto es:

$$\tilde{y}_2 = \frac{y_2}{l_{22}} = \tilde{x}_2 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2 + \frac{z_2}{l_{22}} \quad (75)$$

La señal del segundo usuario  $\tilde{x}_2$  puede ser detectada con la operación simétrica modulo

$$\hat{\tilde{x}}_2 = \text{mod}_A(\tilde{y}_2) \quad (76)$$

Si la componente del ruido en la ecuación anterior es lo suficientemente pequeña para encontrar la siguiente condición:

$$-A \leq \tilde{x}_2 + \frac{z_2}{l_{22}} < A, \quad (77)$$

$x_2 = \text{mod}_A(y_2)$

(76) resulta ser:

$$\text{mod}_A(\tilde{y}_2) = \tilde{y}_2 - 2A \left\lfloor \frac{\tilde{y}_2 + A + jA}{2A} \right\rfloor = \tilde{y}_2 - 2A(m_2 + jn_2) = \tilde{x}_2 + \frac{z_2}{l_{22}} \quad (78)$$

$y_1 y_2 y_3 = H_1 D L H_2 D L H_3 D L H D L \cdot Q H x T H + z_1 z_2 z_3 = l_{11} l_{21} l_{22} l_{31} l_{32} l_{33} \cdot x_1 T H x_2 T H x_3 T H + z_1 z_2 z_3$

(72) la señal recibida para el tercer usuario es dada como:

$$y_3 = l_{31} x_1^{T H} + l_{32} x_2^{T H} + l_{33} x_3^{T H} + z_3 \quad (79)$$

$3 T H = x_3 - l_{31} l_{33} x_1 T H - l_{32} l_{33} x_2 T H + 2 A \cdot m_3 + j 2 A \cdot n_3$

(71), la señal recibida  $y_3$  es

expresada como:

$$\begin{aligned} y_3 &= l_{31} x_1^{T H} + l_{32} x_2^{T H} + l_{33} x_3^{T H} + z_3 \\ &= l_{31} x_1^{T H} + l_{32} x_2^{T H} + l_{33} \left( \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}} x_1^{T H} - \frac{l_{32}}{l_{33}} x_2^{T H} + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3 \right) + z_3 \\ &= l_{31} (\tilde{x}_3 + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3) + z_3 \end{aligned} \quad (80)$$

Como en la detección de  $\tilde{x}_2$ , la señal del tercer usuario  $\tilde{x}_3$  puede ser detectada como:

$$\hat{\tilde{x}}_3 = \text{mod}_A(\tilde{y}_3) \quad (81)$$

donde,

$$\tilde{y}_3 = \frac{y_3}{l_{33}} = \tilde{x}_3 + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3 + \frac{z_3}{l_{33}} \quad (82)$$

Finalmente, resulta ser:

$$\text{mod}_A(\tilde{y}_3) = \tilde{y}_3 - 2A \left\lfloor \frac{(\tilde{y}_3 + A + jA)}{2A} \right\rfloor = \tilde{y}_3 - 2A(m_3 + jn_3) = \tilde{x}_3 + \frac{z_3}{l_{33}} \quad (83)$$

#### 4.1.4.5. Diagonalización por bloques de la descomposición en media geométrica (BD-GMD)

Anteriormente, la descomposición en la media geométrica (GMD) propuesta en (Jiang, Hager, & Li, Feb. 2005) permite desacoplar la matriz del canal MIMO en múltiples subcanales paralelos SISO igualmente ponderados con la ayuda de la técnica DPC o THP. Luego, el método de la diagonalización por bloques (BD) propuesta para sistemas MU-MIMO encuentran los vectores óptimos de transmisión que cumplen con la condición de la MUI igual a cero. Basados en estos dos conceptos, los autores en (Lin, Ho, & Liang, Jul. 2008) proponen el algoritmo BD-GMD, el cual permite descomponer la matriz del canal combinada  $H \in \mathbb{C}^{N_B \times K \cdot N_M}$  en el producto de tres matrices que tienen la forma (127); tal que, asistida por la técnica DPC o THP desacopla la matriz del canal MIMO de cada usuario en múltiples subcanales paralelos SISO con idéntica SNRs/SINRs.

$$H = P \cdot L \cdot Q^H \quad (84)$$

donde  $Q \in \mathbb{C}^{N_B \times K \cdot N_M}$  es una matriz con columnas ortonormales,  $L \in \mathbb{C}^{K \cdot N_M \times K \cdot N_M}$  es una matriz triangular inferior con elementos diagonal iguales a la  $(\bar{\sigma})$  en cada bloque y  $P \in \mathbb{C}^{K \cdot N_M \times K \cdot N_M}$  es una matriz de bloque diagonal de la forma  $P = \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_K)$  en el que cada bloque  $P_u \in \mathbb{C}^{N_M \times N_M}$  es una matriz unitaria.

A continuación, se presenta un resumen del algoritmo BD-GMD, el cual inicia reescribiendo el producto de las matrices de  $H = P \cdot L \cdot Q^H$  (84)

como:

$$\begin{bmatrix} H_1 \\ \mathcal{H} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & \mathcal{P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ \Xi & \mathcal{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1^H \\ Q^H \end{bmatrix} \quad (85)$$

donde  $H_1$  y  $Q_1^H$  son submatrices  $N_M \times N_B$ ,  $L_1$  &  $P_1$  son matrices cuadrada  $N_M \times N_M$  y  $\mathcal{H}$  representa la matriz del canal combinada de todos los demás usuarios presentes en el

$H_1 \mathcal{H} = P_1 0 0 \mathcal{P} L_1 0 \Xi \mathcal{L} Q_1^H Q^H$  (85) se tiene las siguientes dos ecuaciones:

$$H_1 = P_1 L_1 Q_1^H, \quad (86)$$

$$\mathcal{H} = \mathcal{P} \Xi Q_1^H + \mathcal{P} \mathcal{L} Q^H \quad (87)$$

$H_1 = P_1 L_1 Q_1^H$ , (86) es visible que por el uso de la GMD

convencional, los elementos diagonales de  $L_1$  son iguales. Ahora, ya que  $Q$  tiene columnas ortonormales, las submatrices  $Q_1$  y  $Q$  son ortonormales una con la otra. Por tanto, desde la ecuación  $\mathcal{H} = \mathcal{P} \Xi Q_1^H + \mathcal{P} \mathcal{L} Q^H$  (87),  $\mathcal{H}$  se

multiplica por la matriz de proyección  $I - Q_1 Q_1^H$ , dando como resultado:

$$\mathcal{H}(I - Q_1 Q_1^H) = \mathcal{P} \mathcal{L} Q^H \quad (88)$$

$-Q_1 Q_1^H \mathcal{H} = \mathcal{P} \mathcal{L} Q^H$  (88) tiene la misma forma de  $H_1 \mathcal{H} = P_1 0 0 \mathcal{P}$

$\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ \Xi & \mathcal{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1^H \\ Q^H \end{bmatrix}$  (85); por lo que, el algoritmo se ejecuta

recursivamente. Finalmente, para resolver  $\Xi$  en  $\mathcal{H} = \mathcal{P} \Xi Q_1^H + \mathcal{P} \mathcal{L} Q^H$

(87) esta es multiplicada por  $\mathcal{P}^H$  y  $Q_1$ , entregando:

$$\Xi = \mathcal{P}^H \mathcal{H} Q_1 \quad (89)$$

El resultado de las operaciones anteriores (115) -  $\Xi = \mathcal{P} \mathbb{H} \mathbb{H} \mathcal{H} Q_1$  (89) permiten operar el algoritmo BD-GMD que tiene la forma (114) y logra elementos diagonal iguales a la media geométrica  $\bar{\sigma}_i$  en cada bloque de la matriz  $L$ .

$$\bar{\sigma}_i = \left( \prod_{j=1}^{r_{H_i}} \lambda_j \right)^{1/r_{H_i}} ; \forall j = 1, \dots, r_{H_i}. \quad (90)$$

donde  $\lambda_j$  son los valores singulares positivos de  $H_i$  y  $r_{H_i}$  es el rango de la matriz del canal MIMO del  $i$ th usuario,  $i = (1, \dots, K)$ .

## CAPÍTULO IV

### TRANSMISIÓN SU-MIMO Y MU-MIMO EN LA TECNOLOGIA

#### 5.1. Estándares de comunicación inalámbrica

##### 5.1.1. IEEE 802.11 (Wi-Fi)

El estándar IEEE 802.11 es considerado como la base de la estandarización de las redes de área local (LAN) inalámbricas (WLAN). La primera versión fue publicada en el año 1997 y estandariza tres capas físicas (PHY): un salto de frecuencia (FHSS) y un espectro ensanchado de secuencia directa (DSSS) para un canal con ancho de banda de 20 MHz en la banda de 2.4 GHz (no licenciada), lo cual permite alcanzar una tasa de datos entre 1 y 2 Mbit/s, así como, una PHY infrarrojo operando en el rango de frecuencia de 316 – 353 THz con una tasa de datos de 1 Mbps (Krouk & Semenov, 2011).

Similar al estándar IEEE 802.3, la capa de control del acceso al medio ( $MAC_{Layer}$ ) del IEEE 802.11 opera de acuerdo con un esquema de “escucha antes de hablar” y es conocida como la *función de distribución coordinada* (DCF). Esta función implementa *acceso multiple con censado de portadora y prevención de colisiones* (CSMA/CA). De hecho, como la colisión no puede ser detectada en el entorno radio, el IEEE 802.11 espera un intervalo de retardo de envío antes de la transmisión de cada trama en lugar de después de las colisiones. Además de la DCF, el estándar especifica un esquema adicional que depende de una entidad central de coordinación denominada *función de coordinación de punto* (PCF). Esta función, usa lo que se llama *coordinación de punto* (PC) que opera durante el llamado periodo libre de contención. Este último, es un

intervalo periódico durante el cual solo la PC inicia intercambios de tramas a través de sondeo. Sin embargo, la poca robustez del PCF en contra de los nodos ocultos resulto en una adopción insignificante por parte de los fabricantes (Hiertz, Denteneer, & Stibor, 2010).

Luego de publicarse el IEEE 802.11-1997, el organismo encargado de su desarrollo denominado IEEE 802.11 WG, el cual nace como una extensión del IEEE 802.11L recibe comentarios acerca de que muchos de los productos no proporcionan el grado de compatibilidad esperado por el cliente, por ejemplo, el esquema de encriptación llamado WEP a menudo no trabajaba entre dispositivos de diferentes fabricantes, lo cual hizo evidente la necesidad de un programa de certificación que condujo a la fundación de la “Alianza de Compatibilidad Inalámbrica Ethernet” (WECA) en el año 1999 y renombrada como “Alianza Wifi” (WFA) en 2003.

#### IEEE 802.11 a, b, g, h, j: OFDM para WLAN

En el año 1999, el IEEE 802.11a es lanzado y especifica una interfaz aérea basada en OFDM que permite tener una tasa de datos variable que va desde 6 Mbit/s a 54 Mbit/s en la banda de 5 GHz, usando un canal con ancho de banda de 20 MHz. En el mismo año, el IEEE 802.11b está también disponible y especifica el uso de la misma interfaz aérea que su antecesor (DSSS) pero incrementa la tasa de datos a 11 Mbit/s en la banda de 2.4 GHz. En la práctica, el IEEE 802.11b tienen un mayor rango geográfico que el IEEE 802.11a debido a que opera en frecuencias más bajas, pero el IEEE 802.11a ofrece tasas de datos más altas (Krouk & Semenov, 2011).

Dos años más tarde (2001), el estándar de interoperabilidad de red, denominado IEEE 802.11c es lanzado, el cual se ocupa de los procedimientos de operación de

punteo en redes puenteadas o *puntos de acceso* (AP). Esta nueva versión es (IEEE 802.11c) es incorporada en el IEEE 802.1D en el año 2004. El mismo año, también es lanzado el IEEE 802.11d y especifica el funcionamiento en dominios regulatorios adicionales. Esto incluye la adición de un elemento de información del país a las balizas (del inglés, “beacons”), solicitudes de sondeo y respuesta de sondeo. Los elementos de información del país simplifican la creación de AP inalámbricos 802.11 y dispositivos clientes que cumplen con las diferentes regulaciones aplicadas en varias partes del mundo (Krouk & Semenov, 2011).

En el año 2003, una nueva versión (IEEE 802.11g) introdujo la interfaz aérea OFDM en la banda de 2.4 GHz e incremento la tasa de datos hasta 54 Mbit/s usando un canal con ancho de banda de 20 MHz. Debido a que la PHY de tasa extendida de este estándar proveía señalización compatible DSSS se hizo posible una rápida migración entre dispositivos IEEE 802.11 a 802.11g. Durante el proceso de estandarización, solo un fabricante comercializo chipsets pre-802.11g. Con su *código convolucional binario de paquetes patentado* (PBCC) fue posible soportar velocidades de datos adicionales de entre 22 Mbit/s y 33 Mbit/s. Hoy raramente aplicado, el PBCC establece un estándar de facto que se convirtió en un *esquema de codificación y modulación* (MCS) opcional del estándar IEEE 802.11g (Hiertz, Denteneer, & Stibor, 2010).

Por otro lado, para cumplir con los requerimientos regulatorio europeos para la banda de 5 GHz y solventar problemas como la interferencia con satélites y radares, a finales del año 2003 se introdujo el IEEE 802.11h. En este se definen los mecanismos de la  $MAC_{Layer}$  para la *selección de frecuencia dinámica* (DFS) y el *control de potencia de transmisión* (TPC).

Ratificado en 2004, el estándar IEEE 802.11i especifica los mecanismos de seguridad para las WLAN. Este reemplaza la autenticación corta y la cláusula de privacidad del estándar original con una cláusula de seguridad detallada. El mismo año, el IEEE 802.11j describe el medio necesario para cumplir con los requerimientos regulatorios japoneses para la operación de equipos IEEE 802.11 en las bandas de 4.9 GHz y 5 GHz. En esta versión se define la operación de la PHY con ancho de banda de 10 MHz y la canalización de 20 MHz anteriormente preferida.

#### IEEE 802.11 k, r, y

En 2007, se lanza una revisión al IEEE 802.11-1999, denominado IEEE 802.11-2007 que incluye las ocho enmiendas (802.11a, b, d, e, g, h, i, j). Un año más tarde, su primera enmienda IEEE 802.11k-2008 define un conjunto básico de mediciones de los recursos radio. Estas medidas son requeridas para proveer y gestionar los servicios, tal como, roaming, coexistencia y otros.

La segunda enmienda denominada IEEE 802.11r publicada en 2008, especifica el roaming rápido de la BSS dentro de las redes WLAN que cumplen los requerimientos de traspaso sin comprometer los principios de seguridad. En tanto, la versión IEEE 802.11y habilita equipos Wi-Fi de alta potencia para operar sobre una base co-primaria en la banda de 3.65 a 3.7 GHz en los Estados Unidos, excepto cuando se está cerca de una estación terrena satelital protegida.

#### IEEE 802.11n: Throughput alto (HT)

En 2009, el IEEE 802.11n agrega nuevas características al estándar, tales como: MIMO, un canal con ancho de banda de 40 MHz y agregación de trama. Con estas características, esta nueva versión incrementa la tasa de datos hasta 600 Mbit/s, usando

cuatro stream espaciales en el canal de 40 MHz, comparable con la tasa de datos de 54 Mbit/s alcanzada por el IEEE 802.11a y 802.11g.

La introducción del concepto MIMO de único usuario (SU-MIMO) permite soportar técnicas como: *multiplexación por división espacial* (SDM), *diversidad en la recepción y formación de haz* (del inglés, beamforming). La SDM es capaz de soportar hasta cuatro stream espaciales, pero en la práctica esto es limitado por la complejidad en la implementación, el costo y la eficiencia (que también depende de la separación espacial de las antenas).

El uso de canales opcionales de 40 MHz (usados previamente como una extensión propietaria para chipsets 802.11a y 802.11g) causó una extensiva discusión sobre el comportamiento amigable del vecino. Especialmente en la banda de 2.4 GHz, donde surgieron preocupaciones debido a que la operación de estos canales afectaría severamente al desempeño del existente IEEE 802.11, bluetooth (802.15.1), ZigBee (802.15.4) y otros dispositivos. Un compromiso desautorizó la canalización de 40 MHz para aquellos dispositivos que no puedan detectar dispositivos de solo 20 MHz, lo cual retrasó la ratificación del estándar hasta septiembre de 2009 (Hertz, Denteneer, & Stibor, 2010).

Como consecuencia de la operación en canales de 20 o 40 MHz y varias configuraciones de antenas, el estándar IEEE 802.11n define un total de 77 MCS diferentes; pero dado que varios de ellos proveen tasas de datos similares, el programa de certificación de la WFA decidió los MCS finales usados en el mercado.

Es importante destacar que, las mejoras de la PHY en el estándar IEEE 802.11n son soportadas por las mejoras en la  $MAC_{Layer}$ .

Se presenta una secuencia en el tiempo del proceso de estandarización en las redes WLAN (IEEE 802.11), sus características más relevantes y la fecha en la que fueron retirados o reemplazados, entre otros.

**Tabla 1**

*Estándar IEEE 802.11-2007 y sus enmiendas*

Título	Fecha de aprobación del proyecto	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.11-2007	Título	Comentario	Reemplazado o retirado por el consejo de estandarización
<b>802.11-2007</b>	2003-03-20	2007-03-08		Parte 11: Especificaciones WLAN: MAC <sub>Layer</sub> y PHY	802.11-2007 reemplaza 802.11-1999 e incorpora enmiendas a, b, d, e & g	2012-03-01
<b>802.11k</b>	2002-12-11	2008-03-31	1	Medición de recursos radio	Medición del canal inalámbrico	2012-03-01
<b>802.11r</b>	2004-05-13	2008-06-30	2	Roaming Rápido	Entrega rápida para dispositivos en movimiento	2012-03-01
<b>802.11y</b>	2006-03-16	2008-06-30	3	Operación en 3650 -3700 MHz en USA	Protocolos basados en contiendas para FCC en banda de 3.65 GHz en USA	2012-03-01
<b>802.11w</b>	2005-03-20	2009-09-30	4	Administración protegida de tramas	Seguridad para administración de tramas	2012-03-01
<b>802.11n</b>	2003-09-11	2009-09-11	5	Mejoras para mayor Throughput	PHY MIMO 600 Mb/s @ 2.4 GHz y 5 GHz	2012-03-01
<b>802.11p</b>	2004-09-23	2010-07-15	6	Acceso inalámbrico para entornos vehiculares	Comunicación auto a auto, cercanamente relacionado a IEEE 1609	2012-03-01
<b>802.11z</b>	2007-08-22	2010-10-01	7	Extensión para configuración directa de enlace (DLS)	AP independiente DLS	2012-03-01
<b>802.11v</b>	2004-12-08	2011-02-09	8	Administración de redes inalámbricas	Administración	2012-03-01
<b>802.11u</b>	2004-12-08	2011-02-25	9	Interfuncionamiento con redes externas	Convergencia de 802.11 y GSM	2012-03-01
<b>802.11s</b>	2004-05-13	2011-08-01	10	Redes tipo malla	Operación transparente multi-salto	2012-03-01

### IEEE 802.11 ad, ac: Throughput muy alto (VHT)

Ratificado en diciembre de 2012, el estándar IEEE 802.11ad es la tercera enmienda del IEEE 802.11-2012 que cumple con los requisitos del estándar IMT-Avanzado (IMT-A) definido por la ITU. En esta versión se apunta a un throughput multi-gigabit por segundo

en la banda de 60 GHz (mmW), conocidas como ondas milimétricas y a soportar nuevos escenarios de aplicación para los usuarios Wi-Fi.

El IEEE 802.11ad introduce tres PHYs dedicadas a escenarios de aplicación diferentes: “PHY de control” diseñada para la operación prioritaria en SNR bajas para BF, “PHY de *única portadora (SC)*” que habilita la implementación de transceptores de baja complejidad y con eficiencia energética, así como la opción de “PHY SC de baja potencia” que reemplaza al codificador de *chequeo de paridad de baja densidad (LDPC)* por un codificador Reed-Solomon para avanzar en el proceso de reducción de energía. En tanto, la MAC<sub>Layer</sub> soporta el acceso basado en contención, asignación planificada del tiempo del canal y asignación dinámica del tiempo del canal. Estos dos últimos esquemas, corresponden a mecanismos de *acceso multiple por división de tiempo (TDMA)* y sondeo. El acceso basado en sondeo comparte similitudes con el modo PCF del IEEE 802.11 pero está adaptado para la transmisión direccional y provee mayor flexibilidad cuando se trata de la distribución de recursos entre los nodos. Los mecanismo de asignación planificada, extienden el concepto de trafico de paquetes conocido de la *función de coordinación híbrida (HCF)* del IEEE 802.11 para solicitar compartición del tiempo del *intervalo de transmisión de datos (DTI)* para el TDMA como medio de acceso (Nitsche, y otros, 2014).

A finales de 2013, la cuarta enmienda IEEE 802.11ac introduce nuevas características al estándar, tales como: MU-MIMO, modulación densa (256 QAM) y un canal con ancho de banda de 80 MHz (obligatorio) y 160 MHz (opcional). Como en el caso anterior, el estándar apunta a un throughput multi-gigabit por segundo en bandas por debajo de los 6 GHz.

La introducción del concepto MU-MIMO permite que el AP sea capaz de usar sus antenas para transmitir múltiples tramas (hasta 8 streams espaciales) a varios clientes (STA) separados físicamente; todos al mismo tiempo y sobre el mismo espectro de frecuencia. En contraste, con los dispositivos 802.11n que consideran únicamente el acceso punto a punto para la conexión de múltiples antenas con cada STA individual. La transmisión MU-MIMO solo está disponible en dirección DL (MU-MIMO DL), lo cual permite incrementar el throughput del sistema (Mbps/MHz).

Por otra parte, las especificaciones del estándar incluyen de forma obligatoria y contigua un canal con ancho de banda de 80 MHz y de manera opcional un canal de 160 MHz, el cual puede ser contiguo o no contiguo (80+80 MHz). En el modo no contiguo, el espectro de frecuencia consta de dos segmentos; cada segmento es transmitido utilizando cualquiera de los dos canales de 80 MHz del 802.11ac (LitePoint, 2013). Comparado con la transmisión de 40 MHz o 80 MHz, la transmisión de la PHY de 160 MHz tiene la ventaja de reducir la complejidad de los requerimientos (p.e. orden MIMO, MCS, etc.).

El orden de modulación de 256 QAM es opcional y permite tasas de codificación de  $3/4$  y  $5/6$  que pueden ser usadas para la transmisión de la PHY tanto de 80 MHz como 160 MHz. Además, el IEEE 802.11ac define solo diez MCS de único usuario (0 al 9) a diferencia de los 77 MCS especificados en el IEEE 802.11n (LitePoint, 2013).

Se presenta la secuencia en el tiempo de las enmiendas realizadas al estándar IEEE 802.11-2012, así como, las fechas de aprobación y fechas de reemplazo/retirada de la versión, entre otras.

**Tabla 2***Estándar IEEE 802.11-2012 y sus enmiendas*

Título	Fecha de aprobación del proyecto	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.11-2012	Título	Comentario	Reemplazado o retirado por el consejo de estandarización
<b>802.11-2012</b>	2007-03-22	2012-03-01		Parte 11: especificaciones capa PHY y MAC <sub>Layer</sub>	802.11-2012 reemplaza 802.11-2007	2012-03-29
<b>802.11ae</b>	2009-12-09	2012-03-01	1	Priorización y administración de tramas	Mecanismo para priorizar la gestión de tramas y protocolo para comunicar la política de gestión prioritaria de tramas	2012-04-06
<b>802.11aa</b>	2008-03-27	2012-06-01	2	Mejoras de la MAC <sub>Layer</sub> para streaming robusto de audio y video	Mantiene coexistencia con otros tipos de tráfico	2012-05-29
<b>802.11ad</b>	2008-12-10	2012-10-12	3	Mejoras para VHT en la banda de 60 GHz	Mejoras para Throughput >1 Gb/s para operar en la banda de 60 GHz	2012-12-28
<b>802.11ac</b>	2008-09-26	2013-12-11	4	Mejoras para VHT para operación en la bandas bajo 6 GHz	Mejoras para Throughput >1 Gb/s para operar en bandas por debajo de 6GHz	2013-12-18
<b>802.11af</b>	2009-12-09	2013-12-11	5	Operación TVWS	Permite operación WLAN en el TVWSS en bandas VHF y UHF	2014-02-21

La primera enmienda al estándar IEEE 802.11-2016 denominada IEEE 802.11ai es ratificada el mismo año (2016) y define los mecanismo que proveen las redes 802.11 con métodos de configuración rápida del enlace inicial (FILS) que no degradan la seguridad actualmente ofrecida por la asociación de redes de seguridad robusta (RSNA) ya definida en el estándar IEEE 802.11 (Au, 2016).

Esta enmienda nace de la necesidad de soportar aquellos entornos en el que los usuarios móviles entran y salen constantemente del área de cobertura de un conjunto de *servicios extendidos existente* (ESS), con énfasis en la escalabilidad, minimizando el tiempo gastado dentro de la fase de configuración inicial del enlace, autenticación inicial proporcionada de forma segura y garantizando la compatibilidad con sus antecesores.

Entre las características técnicas más relevantes de esta versión se incluyen: la optimización de descubrimiento del AP y de las redes, optimización de la configuración de seguridad, optimización de la asignación de direcciones del protocolo de internet y la indicación de capacidad FILS (Au, 2016).

En 2006, la segunda enmienda IEEE 802.11ah modifica la PHY y la MAC<sub>Layer</sub> para habilitar la operación de las WLAN IEEE 802.11 en las bandas de frecuencia no licenciadas por debajo de 1 GHz, excluyendo las bandas TVWS, con un rango de transmisión de hasta 1 km y una tasa de datos mínima de al menos 100 Kbit/s.

La transmisión de la capa PHY es una forma de onda basada en OFDM que consiste de 32 o 64 subportadoras (incluidas las subportadoras asignadas como pilotos, guarda, entre otras) con espaciamiento de 31.25 kHz. Además, entre las modulaciones soportadas incluyen: BPSK, QPSK y desde 16 a 256 QAM. Tecnologías como *beamforming de único usuario* (SU-BF), SU-MIMO y MU-MIMO DL (introducidas inicialmente en IEEE 802.11ac) son también adoptadas dentro de esta nueva versión (Adame, Bel, Bellalta, Barcelo, & Oliver, 2014).

La MAC<sub>Layer</sub> es diseñada para maximizar el número de estaciones soportadas por la red mientras asegura el consumo mínimo de energía. El estándar define tres tipos de estaciones, cada una con procedimientos diferentes y periodos de tiempo para acceder al canal común: estaciones con *mapa de indicación de tráfico* (TIM), estaciones sin TIM y estaciones no planificadas (Adame, Bel, Bellalta, Barcelo, & Oliver, 2014).

El IEEE 802.11ah ofrece una solución eficiente, robusta y simple en la banda ISM comparable con las redes de sensores inalámbricos (WSNs) existentes (redes usadas para la comunicación de aplicaciones M2M). Además, señala una QoS alta comparable

al proporcionado por las redes móviles actuales (GPRS/EDGE), construyendo una operación completamente rentable y escalable para la comunicación M2M.

Ratificado en 2018, la tercera enmienda IEEE 802.11aj introduce modificaciones a la PHY y a la MAC<sub>Layer</sub> que permite soportar la operación en las bandas de frecuencia de ondas milimétricas Chinas de 60 GHz (59 - 64 GHz) y 45 GHz para proporcionar un throughput multi-Gbps.

En esta enmienda, se agregan dos nuevos modelos de uso que son: aplicaciones de dispositivos portátiles y redes inalámbricas; modelos de uso que difieren de los considerados en el IEEE802.11ad. Además, mantiene la experiencia de usuario previamente definida en IEEE 802.11.

**Tabla 3**

*Estándar IEEE 802.11-2016 y sus enmiendas*

Título	Fecha de aprobación del proyecto	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.11-2016	Título	Comentario
<b>802.11-2016</b>	2010-10-04	2016-10-01		Parte 11: especificaciones PHY y MAC <sub>Layer</sub>	802.11-2016 reemplaza 802.11-2012
<b>802.11ai</b>	2012-08-01	2016-12-07	1	Configuración rápida del enlace inicial	Método para mejorar la experiencia de usuario final en ambientes densos
<b>802.11ah</b>	2012-08-30	2016-12-07	2	Operación exenta de licencia Sub 1 GHz	Habilita el uso de las bandas de frecuencia no licenciadas <1GHz para proveer redes 802.11 de rango extendido
<b>802.11aj</b>	2010-12-08	2018-02-15	3	Mejoras para un VTH para soportar bandas de frecuencia de ondas milimétricas chinas (60 GHz y 45 GHz)	Habilita el funcionamiento en las bandas de frecuencia de 45 GHz y 59 - 64 GHz para lograr un throughput multi-Gbps y un consumo de energía menor

### 5.1.2. IEEE 802.16 (WiMAX)

La versión original del IEEE 802.16 fue completada en octubre del año 2001 y publicada el 08 de abril de 2002. Este estándar define las especificaciones de la interfaz

aérea para las redes de área metropolitana inalámbricas, denominadas oficialmente como *WirelessMAN<sup>TM</sup>*. La intención detrás de esta primera versión era definir la tecnología para el acceso inalámbrico a banda ancha (BWA) para usuarios fijos, como una alternativa para las redes de acceso cableado; tal como, los enlaces de *línea de usuario digital* (DSL). Por tanto, este define una arquitectura de red *punto-a-multipunto* (PMP) en donde los recursos están compartidos con control desde un nodo central llamado *estación base* (BS) a un conjunto de *estaciones subscriptoras* (SS). Destacando que, desde su versión inicial la  $MAC_{Layer}$  fue orientada a conexión y soporta calidad de servicio (QoS).

El estándar IEEE 802.16 original abarca el rango de frecuencias que van desde 10 a 66 GHz en operaciones de línea de vista (LOS) usando solo transmisión de *única portadora* (SC). Con esquemas de modulación, tal como: QPSK, 16-QAM y 64-QAM, los cuales pueden cambiar de trama a trama. Además, el estándar fue diseñado para desarrollarse como un conjunto de interfaz aérea basada sobre un protocolo de MAC común, pero con especificaciones de PHY que dependen del espectro en uso y las regulaciones asociadas (Krouk & Semenov, 2011).

El organismo responsable de desarrollar las normas y prácticas recomendadas para soportar el despliegue y desarrollo de las redes de área metropolitana (MAN) inalámbricas (*WirelessMAN<sup>TM</sup>*) es el grupo de trabajo (WG) IEEE 802.16. Por otra parte, a pesar de que, la familia de estándares IEEE 802.16 se conoce oficialmente como "*WirelessMAN<sup>TM</sup>*", estos han sido comercializado bajo el nombre de "WiMAX" por la alianza de la industria llamado "Foro WiMAX". La misión de este foro es promover y certificar la compatibilidad e interoperabilidad de los productos inalámbricos de banda

ancha basados en el estándar IEEE 802.16, así como lo hace la WFA en el estándar IEEE 802.11.

En 2002, una nueva versión es lanzada denominada IEEE 802.16c, la cual es la primera enmienda al estándar original (IEEE 802.16-2001) que actualiza y amplía la cláusula 12 (perfiles del sistema). Además, enumera el conjunto de características y funciones que se utilizaran en los casos típicos de implementación de la red.

Un año más tarde (2003), la segunda enmienda IEEE 802.16a proporciona soporte para operaciones sin líneas de vista (N-LOS) en frecuencias que van desde 2 a 11 GHz en bandas licenciadas y no licenciadas. Con estas características se logra extender el alcance geográfico.

**Tabla 4**  
*Estándar IEEE 802.16-2001 y sus enmiendas*

Título	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.16-2001	Título	Comentario
802.16.2	2001-07-06		Coexistencia para 10-660GHz	
802.16	2001-12-06		Interfaz aérea para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancho fijo para 10-66GHz	Estándar original 802.16-2001
802.16c	2002-12-11	1	Perfiles detallados del sistema para 10 – 66 GHz	Enumera los conjuntos de características y funciones que se utilizaran en casos típicos de implementación
802.16 <sup>a</sup>	2003-02-29	2	Interfaz aérea para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancho fijo – Modificaciones MAC <sub>Layer</sub> y especificaciones PHY adicional para 2 – 11 GHz	Prepara el escenario para el despliegue generalizado de las WirelessMAN en el rango de 2 a 11 GHz como alternativa a las conexiones de “primera milla” alámbricas a redes publicas

El subsecuente hito en el desarrollo del estándar fue el IEEE 802.16-2004 que introdujo soporte para dos PHYs específicas: *multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM)* y *acceso multiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA)*. Más tarde (2005), una nueva versión del estándar es lanzada para habilitar la operación

combinada fija y móvil en bandas licenciadas. El estándar en mención, IEEE 802.16e-2005, conocido como WiMAX móvil Reléase 1, es la segunda enmienda al IEEE 802.16-2004 que introduce varias características relacionadas con las operaciones móviles y estaciones móviles (MSs) incluyendo: ahorro de energía, modo inactivo, traspaso y una PHY OFDMA mejorada. Por otra parte, en el perfil móvil fueron consideradas varias técnicas avanzadas de antenas para permitir un mayor throughput entre la celda y usuario, así como para mejorar la cobertura. Como cuestión de hecho, WiMAX móvil fue la primera tecnología celular disponible comercialmente que considero los beneficios de las técnicas MIMO (tema que fue motivo de intensa investigación por la academia en los años preliminares). Con el soporte de MIMO tanto para el enlace ascendente como descendente, operadores y usuarios disfrutaron del doble de la tasa de datos que hasta ese momento se disponía con las técnicas SISO, es decir, 37 Mbit/s en dirección DL y 10 Mbit/s en dirección UL usando un canal con ancho de banda de 10 MHz en TDD (Krouk & Semenov, 2011).

WiMAX móvil también permitió mejorar la cobertura de la celda con sus técnicas inherentes de formación de haces (BF). Junto con la operación TDD, su potente mecanismo BF permitió que las BSs formen un haz coincidente de canal para una estación terminal (TS), tal que, las señales UL y DL puedan llegar de forma confiable desde y hacia los terminales en el borde de celda, extendiendo así de forma efectiva el rango de la celda.

Continuando con el proceso de estandarización, el WG 802.16 continuó definiendo la *gestión de la base de datos de la información* (MIB) tanto para la PHY como para la  $MAC_{Layer}$ , así como, el plano de gestión y procedimiento a través del IEEE 802.16g.

**Tabla 5**  
**Estándar IEEE 802.16-2004 y sus enmiendas**

Título	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.16-2004	Título	Comentario
<b>802.16</b>	2004-06-24		Parte 16: Interfaz aérea para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha	802.16-2004 reemplaza 802.16-2001
<b>802.16f</b>	2005-09-22	1	Gestión de la base de información (MIB)	Define la gestión de la base de datos de la información (MIB) para la PHY y MAC <sub>Layer</sub> y asocia procedimiento de gestión
<b>802.16e</b>	2005-12-07	2	PHY y MAC <sub>Layer</sub> para operación combinada fijo y móvil en bandas licenciadas	Mejoras para soportar movilidad. Funciones para admitir traspaso entre estaciones base o sectores. Conocido como WiMAX móvil Release 1
<b>802.16g</b>	2007-09-27	3	Procedimiento para el plano de gestión y servicio	Especifica la función de gestión, interfaz y procedimientos de protocolo

La versión IEEE 802.16-2009 incorpora tanto la enmienda IEEE 802.16f como la IEEE 802.16g y remueve varias características obsoletas, tal como, el nodo de mala. El mismo año, su primera enmienda IEEE 802.16j introduce capacidades de retransmisión; mientras que, su segunda enmienda IEEE 802.16h publicada un año más tarde mejora la convivencia en la operación exenta de licencia.

Entre los principales cambios que se incorporan el IEEE 802.16-2009, se incluyen la operación del terminal móvil semi duplex (del inglés, “half-duplex”) en *duplexación por división de frecuencia* (FDD) con OFDMA, balanceo de carga, *compresión de cabecera robusta* (ROHC), mecanismos mejorados para asignación de recursos (p.e. asignación persistente), soporte para *servicios basados en la ubicación* (LBSs) y *servicios multicast y broadcast* (MBSs).

**Tabla 6**  
*Estándar IEEE 802.16-2009 y sus enmiendas*

Título	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.16-2009	Título	Comentario
<b>802.16</b>	2009-05-13		Parte 16: Interfaz aérea para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha	802.16-2009 reemplaza 802.16-2004
<b>802.16j</b>	2009-05-13	1	Especificación de retransmisión multisalto	Especifica PHY OFDM y MAC <sub>Layer</sub> mejorada para 802.16 en bandas licenciadas que habilitan la operación de estaciones relays
<b>802.16h</b>	2010-06-17	2	Mecanismos de coexistencia mejorado para la operación exenta de licencia	Mecanismos mejorados para la coexistencia entre sistemas exentos de licencia basados en 802.16
<b>802.16m</b>	2011-03-31	3	Interfaz aérea avanzado	Proporciona soporte continuo para estaciones de abonado heredado y especificaciones WirelessMAN-OFDMA. Conocido como WiMAX móvil Release 2 o WirelessMAN-Advanced.

En 2011, se aprueba la tercera enmienda al estándar IEEE 802.16-2009 de cuyo desarrollo se encargó el grupo de tareas (TG) IEEE 802.16m. Este TG fue creado a finales de 2006 con el objetivo de cumplir con los requisitos de la interfaz aérea IMT-A. La enmienda IEEE 802.16m especifica la interfaz aérea WirelessMAN-Avanzada, la cual es una mejora de la interfaz aérea IMT-A definida por el sector de radiocomunicaciones de la ITU (ITU-R).

Entre las características más relevantes que incorpora el IEEE 802.16m esta soportar los modos de operación TDD y FDD con OFDMA tanto en dirección DL como UL, donde para el modo FDD, se admite la operación en la MS duplex completa (del inglés, “full-duplex”) y semi duplex. En el enlace descendente, varios esquemas de transmisión MIMO (MIMO DL) son soportados, es decir, SU-MIMO y MU-MIMO. Dentro de ambos esquemas, están disponibles MIMO DL con precodificación adaptativa o MIMO de laso cerrado (CL MIMO) y MIMO DL con precodificación no adaptativa o MIMO de laso abierto (OL MIMO). Mientras que, en el enlace ascendente (MIMO UL) los mismos esquema

MIMO también son soportados con la diferencia que MU-MIMO UL es llamado “multiplexación espacial colaborativa”. Por otra parte, esta tercera enmienda incorpora cuatro clases de movilidad: estacionario, peatonal, vehicular y de alta velocidad que son soportados en los respectivos ambientes de prueba, es decir: interiores, microcelular, cobertura básica urbana y alta velocidad (Cudak, 2010).

**Tabla 7**  
*Estándar IEEE 802.16-2012 y sus enmiendas*

Título	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.16-2012	Título	Comentario
<b>802.16</b>	2012-06-08		Interfaz aérea de las WirelessMAN avanzada para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha	802.166-2012 reemplaza 802.16-2009
<b>802.16p</b>	2012-08-30	1	Mejoras para soportar aplicaciones M2M	Mejoras a la interfaz aérea WirelessMAN-OFDMA para soportar aplicaciones M2M
<b>802.16n</b>	2013-03-06	2	Redes altamente confiables	Mejoras a la interfaz aérea WirelessMAN-OFDMA para soportar redes altamente confiabilidad
<b>802.16q</b>	2015-02-16	3	Redes multi-nivel	Mejoras del protocolo de la PHY y MAC <sub>Layer</sub> para la cooperación entre BSs en redes multi-nivel para mejorar la mitigación de interferencia
<b>802.16s</b>	2017-09-28	4	Acceso inalámbrico fijo y móvil en canales con ancho de banda hasta 1.25 MHz	Operación WirelessMAN-OFDMA TDD en espectro con licencia exclusiva con ancho de banda del canal de 100 kHz hasta 1.25 MHz

Una revisión al estándar IEEE 802.16-2009 es realizada en 2012, donde se incorporan las tres enmiendas antecesoras (IEEE 802.16h, 802.16j y 802.16m) pero se excluye la interfaz radio de las WirelessMAN-Avanzada, misma que es trasladada a un estándar independiente (IEEE 802.16.1-2012). El estándar en mención, IEEE 802.16-2012 especifica la interfaz aérea de los sistemas BWA punto a multipunto (PMP) fijo y móvil soportando múltiples servicios. La MAC<sub>Layer</sub> esta estructurada para soportar especificaciones de la PHY de las *MAN inalámbricas de única portador* (WirelessMAN-

SC), WirelessMAN OFDM y WirelessMAN-OFDMA, cada una adaptada a un ambiente operacional particular.

La PHY define dos rangos de frecuencia diferentes: entre 10 - 66 GHz requiriendo LOS y bajo 11 GHz con un requerimiento LOS no tan estricto. En este último caso (sub-11 GHz), el estándar define esquemas OFDM y OFDMA (acceso OFDM para asignar conjuntos de subportadoras a diferentes usuarios finales) con esquemas de modulación seleccionables entre QPSK, 16-QAM y 64QAM.

La MAC<sub>Layer</sub> orientada a conexión define una arquitectura donde la BS es la gestora de la red. En el enlace ascendente, se asignan a los usuarios intervalos de tiempo (del inglés, "Time Slots") y subportadoras que utilizan un periodo de contienda para las negociaciones según sus requerimientos de QoS. Mientras que, en el enlace descendente la BS transmite sobre una base PMP. Además, la MAC<sub>Layer</sub> habilita la operación multisalto, permitiendo el uso de una o más estaciones de retransmisión para obtener acceso a estaciones distantes (Sendin, Sanchez, Berganza, Simon, & Urrutia, 2016).

Por otra parte, dentro del IEEE 802.16-2012 se definen cinco clases de servicios para la transmisión descendente que son detallados como servicios de entrega de datos (del inglés, "Data Deliver Services"), cinco clases de servicios para la transmisión UL que son expresados como tipo de planificador otorgado/concedido (del inglés, "Grant Scheduling Type") y proporciona diferentes mecanismos para la solicitud de recursos UL (Richter, Radeke, & Lehnert, 2014).

Ratificada en 2012, la primera enmienda IEEE 802.16p hace mejoras a la interfaz aérea WirelessMAN-OFDMA (designada como "IMT-2000" por la ITU-R) que proporciona

soporte mejorado a las aplicaciones *maquina a máquina* (M2M). Mientras que, la segunda enmienda IEEE 802.16n-2013 introduce mejoras al protocolo de la  $MAC_{Layer}$  que permite mayor robustez y el establecimiento de trayectos radio alternativos en condiciones de red degradadas; así como, extensiones en la PHY OFDMA limitada para habilitar las operación con redundancia de trayectos radio y comunicación directa entre estaciones suscriptoras. Esta última enmienda, soporta BS móviles y estaciones retransmisoras móviles (Godfrey, 2011).

En 2015, una tercera enmienda IEEE 802.16q es lanzada e introduce mejoras al protocolo de la PHY y la  $MAC_{Layer}$  para la cooperación entre las BSs en redes multiple nivel con el objetivo de mejorar: la mitigación de interferencia, la gestión de movilidad y la gestión de la potencia de la BS. En esta enmienda, la transmisión cooperativa de multiple BSs es definida como una de las operaciones prometedoras para la “gestión de interferencia” incluyendo MIMO de multiple BS (Kim, y otros, 2014). Este último esquema de mitigación de interferencia combinado usualmente con el *reusó fraccional de frecuencia* (FFR) habilita el control adaptativo y la optimización conjunta.

La cuarta enmienda IEEE 802.16s-2017 detalla la operación de las WirelessMAN OFDMA en modo TDD para el espectro licenciado de forma exclusiva, con un canal con ancho de banda desde 100 kHz hasta 1.25 MHz (incluyendo 1 MHz explícitamente). Soporta la operación en la banda de 700 MHz y admite otras banda como VHF/ UHF. En esta cuarta enmienda se modifica la cláusula 12 del estándar IEEE 802.16-2012 agregando un nuevo perfil de sistema (WirelessMAN OFDMA TDD Sub-1.25 MHz Channel Bandwidth) y enmendando otras clausulas según sea necesario para soportar anchos de banda de canales estrechos (canales con ancho de banda <1.25 MHz).

Por otra parte, el IEEE 802.16s permite el despliegue de aplicaciones como las redes inteligentes (del inglés, “Smart Grids”) soportando generación, transmisión y distribución en el campo eléctrico; transporte inteligente para sistemas ferroviarios y de carreteras, monitoreo ambiental y sísmico, entre otros (IEEE 802.16 Working Group, 2017).

**Tabla 8**

*Estándar IEEE802.16.1-2012 y sus enmiendas*

Titulo	Fecha de aprobación final	Enmienda 802.16-2012	Titulo	Comentario
<b>802.16.1</b>	2012-06-08		Interfaz aérea WirelessMAN avanzada para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha	La interface WirelessMAN Avanzada soporta los requerimientos de la IMT-Advanced definida por la ITU
<b>802.16.1b</b>	2012-08-30	1	Mejoras para soportar Machine-to-Machine	Mejoras para la interfaz aérea WirelessMAN Avanzada para soportar aplicaciones M2M.
<b>802.16.1<sup>a</sup></b>	2013-03-06	1	Redes altamente confiables	Mejoras para la interfaz aérea WirelessMAN Avanzada para soportar redes altamente confiables.

Actualmente activo, el estándar IEEE 802.16.1 fue publicado a la par del estándar IEEE 802.16-2012 y especifica la interfaz aérea WirelessMAN-Avanzada que cumple con los requisitos de la interfaz aérea definida por la ITU-R como IMT-A, como se dijo antes. En esta versión, se incluyen todos los esquemas de transmisión MIMO detallados en el estándar IEEE 802.16m-2011, tanto en dirección DL como UL y centra su interés en las frecuencias por debajo de 11 GHz (sub 11 GHz). Además, soporta escenarios LOS-cercanos (del inglés, “near-LOS”) y sin LOS (del inglés, “non-LOS”).

La primera enmienda IEEE 802.16.1b introduce mejoras en el protocolo de la MAC<sub>Layer</sub> y cambios mínimos en la PHY para soportar una rango de aplicaciones M2M en bandas licenciadas. Mientras que, la segunda enmienda IEEE 802.16.1a especifica mejoras al protocolo de la MAC<sub>Layer</sub> que permite mayor robustez y el establecimiento de trayectos radio alternativos en condiciones de red degradadas, así como, extensiones en

la PHY para habilitar las operación con redundancia de trayectos radio y comunicación directa entre estaciones suscriptoras. Esta última enmienda, soporta BS móviles y estaciones retransmisoras móviles (IEEE 802.16 WG, 2013).

### **5.1.3. 3GPP**

#### **5.1.3.1. Historia y conformación**

El Proyecto de Asociación para la Tercera Generación, llamado oficialmente 3GPP, fue formado en el año 1998 y tuvo como alcance producir las especificaciones globales para un sistema móvil basado sobre una red central GSM evolucionada, incluyendo el acceso radio basado en WCDMA de la UTRA en modo FDD y el acceso radio basado en TD-CDMA de la UTRA en modo TDD (Dahlman, Parkvall, Skold, & Beming, 2007). Mas tarde, su trabajo fue ampliado para incluir el mantenimiento y desarrollo de GSM, así como su evolución (p.e. GPRS y EDGE) (Tim Brown, 2012).

Actualmente, esta entidad no legal, de la cual hacen parte las *organizaciones de desarrollo de la normativa* (SDOs) regional o sus miembros y *socios organizacionales* (OPs) es la encargada de desarrollar la estandarización para los sistemas móviles 3G (es decir, UMTS), sistemas móviles de 4G (es decir, LTE-A y LTE-A Pro) y la siguiente generación conocida como 5G.

La coordinación de sus actividades está a cargo del *grupo de coordinación del programa* (PCG), el cual es el responsable del marco temporal general (periodo de tiempo) y de la gestión del progreso total del trabajo. Los detalles técnicos y el texto definido en cada estándar son desarrollados en los *grupos de trabajo* (WG), quienes hacen parte de los *grupos de especificaciones técnicas* (TSGs) que forman el 3GPP (Krouk & Semenov, 2011).

Los TSGs que forman el 3GPP y sus principales responsabilidades son presentados a continuación:

- TSG CT: Red central y terminales
  - Protocolos de la red central y su contraparte en terminales
  - Terminal, aspectos principalmente relacionados con las tarjetas inteligentes (p.e. SIM)
- TSG GERAN: Red de Acceso Radio GSM EDGE
  - Aspectos del nivel de acceso radio de las redes GSM/GPRS/EGPRS (EDGE) y los terminales
- TSG RAN: Red de Acceso Radio
  - Aspecto del nivel de acceso radio de las redes UTRA y E-UTRA, así como los terminales
- TSG SA: Servicio y aspectos del sistema
  - Servicios, arquitectura, seguridad, codificadores y gestión de las telecomunicaciones.

Destacando que, aun cuando la interfaz aérea entre la BS y el UE es responsabilidad del TSG RAN y sus respectivos WG, los otros TSG y sus WG están habilitados para crear estándares que afecten las funcionalidades del nivel de acceso radio en la UTRA y E-UTRA. Por ejemplo, trasposos y reselección de la celda de GERAN para la UTRAN y E-UTRAN son especificados por los WGs del TSG GERAN. El estándar de encriptación del nivel de acceso radio son la responsabilidad del WG3 del TSG SA (Krouk & Semenov, 2011).

En este contexto, el TSG RAN está compuesto por cinco WGs, los mismos que se detallan junto con sus principales responsabilidades, a continuación:

- RAN WG 1 (RAN1)
  - Estructura de la capa física (PHY)
  - Mapeo de los canales de transporte en los canales físicos
  - Multiplexación de la capa física
  - Codificación de los canales
  - Detección de error
  - Propagación y modulación
  - Procedimientos de la capa física (PHY)
  - Definición de las mediciones y su provisión por la capa física a capas superiores
- RAN WG 2 (RAN2);
  - Protocolos de la capa 2 de la interfaz radio
    - Control de acceso al medio ( $MAC_{LAYER}$ )
    - Control del enlace radio (RLC)
    - Protocolo de convergencia de los paquetes de datos (PDCP)
  - Control de los recursos radio (RRC) sobre la capa 3
- RAN WG3 (RAN3)
  - Interfaz entre los elementos de la red a nivel de acceso radio: Iub, Iur, X2
  - Interfaces entre la red central y la red de acceso radio: Iu, S1
  - Arquitectura general UTRAN y E-UTRAN
- RAN WG4 (RAN4)

- Requerimiento mínimos para los parámetros de transmisión y recepción, así como, para la demodulación del canal
  - Procedimientos de prueba para la BS
  - Requerimientos para otros dispositivos radio de nivel RAN diferentes a UEs y BSs (p.e. repetidores)
- RAN WG5 (RAN5);
  - Especificaciones de las pruebas de conformidad de los UE, basadas en requerimientos específicos por otros grupos (también por otros WGs que el RAN WGs)

Ante lo expuesto, es visible que la RAN 4 y RAN 1 (WGs del 3GPP) son los más relevantes para la capa 1 de la interfaz aérea entre el UE y la BS. Además, varios de los componentes especificados por la RAN 2 también inciden, especialmente la  $MAC_{LAYER}$  y las funcionalidades de la RRC controlando la L1. Las especificaciones de las pruebas de conformidad se refieren a los elementos de la capa 1, pero no introducen ningún requisito nuevo además de los que figura en las especificaciones creadas por los otros WG (Krouk & Semenov, 2011).

### **5.1.3.2. Inicios de la estandarización**

El primer lanzamiento del 3GPP fue el “Release 99”, el cual especifico la línea base de UMTS y contiene todas las características necesarias para cumplir con los requisitos del IMT-2000, tal como lo define la ITU. En esta versión, la conmutación de circuitos es definida para los servicios de voz y video, así como el servicio de datos sobre ambos, es decir, conmutación de paquetes y conmutación de circuitos (Dahlman, Parkvall, Skold, & Beming, 2007).

Como primer punto, el “Release 99” plantea un rediseño completo de la *red de acceso radio* (RAN) de GSM, el cual es referido como *red de acceso radio terrestre UMTS* (UTRAN) y selecciona como esquema de transmisión el método WCDMA, que utiliza DS-SS-SS-SS sobre una portadora con ancho de banda (5 MHz) común. Dos modos WCDMA coexisten en la UTRAN: modo FDD y modo TDD. En el modo FDD, dos bandas de frecuencias diferentes son usadas la dirección UL (ascendente) y DL (descendente). La separación de frecuencia entre UL y DL o distancia duplex es de 190 MHz o 80 MHz en la región 1 o 2 de la ITU-R. En modo TDD, la misma frecuencia es usada para ambas direcciones (UL y DL): destinado a operar en un espectro no emparejado, la dirección de la transmisión es alternativa en el tiempo, lo cual permite tráfico asimétrico en dirección UL y DL, dependiendo del número de intervalos de tiempo que se configuran para cada enlace. En las capas superiores, las definiciones de los dos modos convergen (Scrace, y otros, 2004).

En tanto que las especificaciones del “Release 97” y “Release 98” de GSM solo permitían hasta dos conexiones simultáneas para la conmutación de paquetes (uno en dirección UL y uno en DL), la *gestión de recursos radio* (RRM) de la UTRAN ofrece la posibilidad de multiplexar servicios con diferentes requerimientos de calidad sobre una simple conexión (p.e. video, paquete de datos y voz) (Scrace, y otros, 2004).

Dentro del “Release 99”, varios esquemas están disponibles para extraer la máxima funcionalidad del sistema, entre ellos, la diversidad en la transmisión. Dos tipos de diversidad en la transmisión son definidos, los cuales pueden ser usados en WCDMA: diversidad en la transmisión de *lazo abierto* (OL) o *lazo cerrado* (CL). En OL, se incluye la *diversidad de la transmisión basado en la codificación de bloque tiempo espacio*

(STTD) y la *diversidad de la transmisión conmutada en tiempo* (TSTD). La STTD puede ser aplicada para todos los canales físicos excepto el SCH. Mientras que, la TSTD puede ser aplicada para el SCH únicamente. La diversidad en la transmisión de CL, en principio constituye dos modos: lazo cerrado modo 1 (CL1) y lazo cerrado modo 2 (CL2). Sin embargo, se decidió usar solo CL1 y este se puede aplicar a DPCH o HS-PDSCH (si HS-PDSCH no es usado en modo MIMO) (Krouk & Semenov, 2011).

Es importante destacar que, la STTD es un esquema Alamouti modificado que tiene las mismas propiedades que el original. Este es opcional para la red, es decir, para el Nodo B (BTS en UMTS), pero el soporte de STTD es obligatorio para cada UE. Por otra parte, la principal diferencia entre las técnicas de OL y CL es que los métodos de la diversidad en la transmisión de lazo abierto no toman en cuenta el estado actual del canal. Debido a este hecho, los métodos de OL no usan la retroalimentación desde el receptor al transmisor empleado por las técnicas de lazo cerrado (Krouk & Semenov, 2011).

Los canales del “Release 99”, en principio pueden proporcionar tasas de datos de hasta 2Mbit/s, tanto para el enlace ascendente como para el enlace descendente. Sin embargo, en la práctica, la tasa de datos para el esquema WCDMA en este estándar suele ser aproximadamente de 384 Kbit/s en dirección DL y de 128 Kbit/s en dirección UL con un retardo típico de ida y vuelta para los paquetes de datos de 120 – 200 ms aprox. (Krouk & Semenov, 2011).

A mediados de 2001, el 3GPP lanza el “Release 4” que introduce una mejora notable en la conmutación de circuitos para los servicios de voz y datos. Hasta ese momento (incluyendo el “Release 99”), toda la conmutación de circuitos para las llamadas de voz era enrutada a través de la red central GSM y UMTS a través de las conexiones E1,

dentro de intervalos de tiempo (del inglés, “time slots”) de 64 kbit/s. En lugar de eso, el “Release 4” introduce un nuevo concepto llamado *red central de portador independiente* (BICN), el cual habilita para que el tráfico sea transportado por paquetes IP. Para este propósito, el *centro de conmutación móvil* (MSC) fue dividido dentro de un *servidor MSC* (MSC-S), el cual es responsable del *control de llamadas* (CC) y de la *gestión de movilidad* (MM); y una *puerta de enlace de los medios de comunicación* (MGW), el cual es responsable de manejar el portador actual (tráfico de usuario). Además, el MGW es responsable de la transcodificación de los datos de usuarios para diferentes métodos de transmisión (Sauter, 2017).

La introducción de esta nueva arquitectura (MSC-S y MGW) fue promovida por el deseo de combinar las redes centrales con conmutación de circuitos y conmutación de paquetes dentro de una sola red convergente para todo el tráfico.

Finalizado a principios de 2002, el “Release 5” introduce el esquema de transmisión de datos denominado *acceso de paquetes a alta velocidad en el enlace descendente* (HSDPA) con el objetivo de soportar servicios que requieren tasas de datos instantáneas altas en dirección DL y tasas bajas en dirección UL (también llamado “enlace de reversa”). Esta característica permite disminuir el nivel de retransmisiones (en el enlace radio y por tanto en las capas altas), lo que a su vez reduce el tiempo de entrega. Teóricamente, HSDPA puede alcanzar una tasa de datos de hasta 10 Mbit/s para el enlace descendente en comparación con la tasa máxima de 384 Kbit/s que establece el “Release 99”. Además, incrementa (×3 aprox.) la capacidad alcanzada en el “Release 99”.

El esquema de HSDPA está basado en un canal de transporte nuevo denominado *canal compartido descendente de alta velocidad* (HS-DSCH), el cual mantiene varias de

las características del DSCH del “Release 99” y es definido para modo TDD y FDD. Además, especifica un *canal físico compartido DL de alta velocidad* (HS-PDSCH) junto con un *canal de control compartido de alta velocidad* (HS-SCCH) para la señalización de la capa 1 y un *canal físico de control dedicado de alta velocidad* (HS-DPCCH) basado en el estándar DPCCH. El canal de transporte HS-DSCH emplea un TTI de 2ms, lo que ayuda a disminuir los retardos y a compartir los recursos radio mucho más rápido que en “Release 99”. Además, se diferencian de los canales de transporte del “Release 99” debido a que utilizan modulación de mayor orden (16-QAM) para condiciones del canal óptimas.

El uso de este tipo de modulación (16-QAM) definitivamente permite que la tasa de transmisión sea incrementada, pero un aporte aún más significativo para alcanzar este objetivo es el uso de la *codificación y modulación adaptativa* (AMC) o adaptación de enlace rápido. La AMC permite seleccionar el esquema de modulación y codificación más adecuada en función de la información enviada desde el UE hacia el Node B (BS en HSDPA) sobre la calidad del canal.

Por otra parte, HSDPA provee la tecnología de *solicitud de repetición automática híbrida* (H-ARQ). El procedimiento HARQ en HSDPA se realiza en la capa L1 sin involucrar las capas superiores, lo que también ayuda a disminuir los retrasos. Además, una de las principales características de HSDPA es la planificación rápida (del inglés, “fast scheduling”). Típicamente, los datos de alta velocidad tienen una naturaleza de ráfaga, es decir, la cantidad de recursos radio requeridos varían rápidamente. En WCDMA del “Release 99”, los recursos radio (transmisión de potencia y códigos de canalización) se asignan de manera estática y el proceso de reasignación es bastante

lento e implica capas más altas (esto contradice la naturaleza de ráfaga en los datos de alta velocidad). En contraste, en HSDPA los recursos compartidos HS-DSCH (intervalos de tiempo y códigos de canalización) pueden ser asignados a los diferentes UE de forma rápida debido al TTI corto (2 ms) y al hecho que un algoritmo de planificación rápido es implementado como parte de la funcionalidad del Nodo B (NB) y no existe la necesidad de involucrar capas superiores (p.e. la RNC) en el proceso de planificación (Krouk & Semenov, 2011).

Continuando con el proceso de estandarización y la agregación de nuevas funcionalidades a HSPA, nombre que se le da a la combinación de HSDPA y HSUPA, el 3GPP lanza el "Release 6". Esta revisión conlleva a la introducción de métodos para incrementar la velocidad de datos en dirección UL, tomando en cuenta que hasta ese momento permaneció intacta (desde el "Release 99").

El "Release 6" especifica un conjunto de características denominado *acceso de paquetes a alta velocidad en el enlace ascendente* (HSUPA), el cual permite tasas de datos picos de hasta 5.7 Mbit/s en dirección UL (en condiciones ideales y con modulación QPSK), lo cual mejora ( $\times 2$  aprox.) la capacidad alcanzada en el "Release 99" para el enlace ascendente. Además, el HSUPA incrementa el número máximo de usuarios que simultáneamente pueden enviar datos a través de la misma celda y, por tanto, reduce aún más el costo total (CAPEX y OPEX) de la red celular (Sauter, 2017).

En HSUPA se introduce un canal nuevo denominado *canal dedicado mejorado* (E-DCH) en dirección UL. El E-DCH permite soportar las características claves de HSUPA, tal como: planificador rápido, etc. Además, el concepto E-DCH asegura completa movilidad para los suscriptores. Sin embargo, los algoritmos radio son

claramente optimizados para asegurar un desempeño más alto para baja velocidad o uso estacionario. Por otra parte, para asegurar un mejor desempeño para las aplicaciones en tiempo real (como video conferencia IMS), las mejoras de E-DCH también proponen mecanismos opcionales para asegurar un ancho de banda mínimo para cada usuario (Sauter, 2017).

A medida que aumenta el ancho de banda en dirección UL y se introducen las retransmisiones rápidas, el enfoque E-DCH también promueve la reducción de los tiempos de retardo de ida y vuelta para aplicaciones, tal como: la navegación web y los juegos interactivos a alrededor de 60 milisegundos. Además, es importante destacar que el concepto E-DCH es compatible con las versiones antecesoras, es así como puede soportar dispositivos móviles “Release 99” que únicamente fueron diseñados para DCHs, dispositivos móviles que requieren un DCH en dirección UL y dispositivos móviles que soportan una combinación de HSDPA en dirección DL y HSUPA en UL (Sauter, 2017).

Además, el “Release 6” brinda soporte eficiente para los servicios broadcast dentro del WCDMA a través de la introducción de un *servicio de difusión y multidifusión multimedia* (MBMS), adecuado para aplicaciones, tal como, la TV móvil. Con el MBMS, múltiples terminales (UE) pueden recibir la misma transmisión broadcast en lugar de que la red transmita la misma información de forma individual a cada uno de los usuarios. Naturalmente, esto lidera una mejora en la utilización de los recursos cuando varios usuarios en una celda reciben el mismo contenido. Como consecuencia de la transmisión broadcast, la adaptación de los parámetros de transmisión de un usuario específico no puede ser usada y la diversidad como medio para mantener una buena cobertura es

importante. Para el MBMS, la macro diversidad a través de la recepción multicelda es empleada para este propósito (Dahlman, Parkvall, Skold, & Beming, 2007).

A fin de mejorar significativamente la funcionalidad de los paquetes de datos en WCDMA e introducir mejoras más pequeñas a las estructuras ya existentes, el 3GPP lanza el "Release 7" conocido como "Evolución HSPA" o "HSPA+". Esta nueva versión combina esquemas de modulación de mayor orden (64-QAM en DL y 16-QAM en UL) junto con el esquema MIMO (HSDPA-FDD); así como, provee un mecanismo para mapear los servicios CS sobre canales HSPA, define la arquitectura y requerimientos para las aplicaciones tipo Femtoceldas y soporte de *red de única frecuencia* (SFN) para MBMS, entre otras mejoras (3G Americas, 2008).

HSPA+ soporta velocidades de hasta 42 Mbit/s (modo MIMO con 64-QAM) en dirección DL y 11 Mbit/s (16-QAM) en dirección UL. El esquema usado para HSPA en modo MIMO (HSDPA-MIMO) es algunas veces referido como *arreglo adaptativo para transmisión de doble flujo* (D-TxAA) que es un esquema de palabra de código múltiple (del inglés, "multi-codeword") con adaptación de rango y precodificación. Este esquema puede ser visto como una generalización de la diversidad en la transmisión en modo 1 de lazo cerrado (presentado en el primer Release WCDMA).

HSDPA-MIMO admite la transmisión de hasta dos flujos (MIMO 2x2), donde cada flujo está sujeto al mismo procesamiento de la capa física en términos de codificación, difusión y modulación como en el caso de HSDPA de una sola capa. Luego de este procesamiento en la capa física, se utiliza la precodificación lineal antes de que el resultado sea mapeado a las dos antenas de transmisión. El objetivo de la precodificación lineal es intentar distorsionar previamente la señal de modo que los dos flujos (cerca-

sean ortogonales en el receptor. Esto reduce la interferencia entre los dos flujos y disminuye la carga de procesamiento sobre el receptor (Dahlman, Parkvall, Skold, & Beming, 2007).

El soporte de MIMO no es mandatorio para todos los UEs en HSPA+, esto con el objetivo de permitir un amplio rango de implementaciones. Además, como la transmisión de múltiples flujos (MIMO) es principalmente una herramienta para incrementar la tasa de datos pico, la transmisión MIMO es relevante para aquellos UE de alto nivel (UE categoría 9 o 10). Si MIMO no es configurado en un UE con capacidad MIMO, el comportamiento de este dispositivo es idéntico al del "Release 6".

Por otra parte, HSPA+ reduce en el consumo de energía especificando solo dos estados (CELL\_PCH y URA\_PCH) en comparación a los varios estados definidos en el estándar HSPA (URA\_PCH, CELL\_PCH, CELL\_FACH y CELL\_DCH) y define un conjunto de características conocidas como *conectividad continua de paquetes* (CPC), el cual consiste en tres bloques: transmisión discontinua (DTX), recepción discontinua (DRX) y operación HS-SCCH menor. La intención con estas tres características es proveer una experiencia "siempre encendido" al usuario final manteniendo el UE en CELL\_DCH (WCDMA) durante más tiempo y evitando cambios frecuentes de estado en los estados de baja actividad, así como la mejora de la capacidad para los servicios, tal como, VoIP. Además, para reducir la latencia asociada con el cambio de estados, HSPA+ mejora la operación CELL\_FACH permitiendo que el HS-DSCH sea también usado en el CELL\_FACH lo que comúnmente es referido como *operación mejorada CELL\_FACH* (Dahlman, Parkvall, Skold, & Beming, 2007).

Continuando con el proceso de estandarización, el 3GPP lanza el “Release 8” para las redes móviles de banda ancha denominado *evolución a largo plazo de 3G* (LTE). En esta versión se introduce al sucesor de la red de acceso radio de UMTS, denominado la E-UTRAN y el sucesor de la arquitectura de la red central, denominado la EPC, que junto con otras especificaciones componen el estándar 4G.

LTE especifica una interfaz aérea completamente diferente si la comparamos con sus antecesores (WCDMA), esto con el objetivo de superar los efectos del desvanecimiento por trayectos múltiples. En lugar de propagar una señal sobre todo el ancho de banda de la portadora (p.e. 5 MHz), el estándar usa la *multiplexación por división de frecuencia ortogonal* (OFDM) para el enlace descendente, el cual permite transmitir los datos sobre varias portadoras de banda estrecha (180 kHz c/u), conocidas como subportadoras. Además, en lugar de enviar un flujo de datos a una velocidad muy alta sobre una sola portadora como en UMTS, OFDMA divide el flujo de datos en varios flujos de datos más lentos que son transportados sobre varias subportadoras simultáneamente; como consecuencia, la tasa de datos alcanzada por LTE en comparación con UMTS es similar para el mismo ancho de banda, con la diferencia de que el efecto de múltiples trayectos es reducido significativamente debido a los pasos de transmisión más largos (Sauter, 2017). Mientras que, en el enlace ascendente, el estándar especifica un esquema de transmisión diferente denominado *acceso multiple por división de frecuencia de única portadora* (SC-FDMA) que es similar a OFDMA, pero implica un procesamiento adicional.

Por otra parte, LTE amplía el canal de transmisión incrementando el número de subportadoras sin cambiar los parámetros de los canales de banda estrecha inicialmente definidos, esto con el objetivo de aumentar la velocidad de transmisión. Varios anchos de

banda han sido especificados por el estándar: desde 1.25 MHz hasta 20 MHz. En la práctica, los canales con ancho de banda de 10, 15 y 20 MHz son usados típicamente. Todos los UE están obligados a soportar todos los anchos de banda y el que se use en la práctica, dependerá de la banda de frecuencia y la cantidad de espectro disponible por el operador de red.

A diferencia de HSPA donde los UE soportan diferentes tipos de modulaciones y esquemas de codificación. En LTE, todos los UE (categoría 1 - 5) soportan la modulación 64-QAM en dirección DL y diversidad de antenas, lo que permite alcanzar una tasa de datos pico teórica de 100 Mbit/s (UE cat. 1 - 4) y 300 Mbit/s (UE cat. 5) para una portadora de 20 MHz. En dirección UL, solo la modulación 16-QAM es soportada por los UE categoría 1 - 4, lo que resulta en un tasa de datos pico teórica de 50 Mbit/s y 75 Mbit/s para los UE categoría 5 (quienes también soportan modulación 64-QAM), esto para una portadora de 20 MHz.

La interfaz aérea OFDM tiene dos variantes: modo FDD y TDD, esto para que pueda operar en asignaciones de espectro emparejado y no emparejado. La principal diferencia entre estos dos modos es en su mayoría limitada a las capas 1 y 2 de la interfaz aérea. Todas las capas superiores no se ven afectadas, lo cual permite una mayor reutilización tanto del hardware como del software sobre la red antecesora. Asimismo, el estándar incluye el concepto de *agregación de portadora* (del inglés, "Carrier Aggregation") de canales FDD o TDD para que los operadores de red que han implementado la interfaz aérea OFDM puedan beneficiarse significativamente de su espectro.

Para soportar un MBMS, LTE ofrece la posibilidad de transmitir *broadcast/multicast sobre una red de frecuencia única* (MBSFN), donde una forma de onda común

sincronizada en tiempo es transmitida desde múltiples celdas para una duración dada. La transmisión MBSFN habilita un MBMS altamente eficiente, permitiendo la combinación sobre el aire de la transmisión de múltiples celdas en el UE, donde el *prefijo cíclico* (CP) es utilizado para cubrir la diferencia en los retrasos de propagación.

Por otra parte, LTE soporta la transmisión MIMO con configuraciones en dirección DL con dos o cuatro antenas transmisoras y dos o cuatro antenas receptoras, es decir, MIMO (2x2) o MIMO (4x4), lo cual permite una transmisión de múltiple capa con hasta cuatro flujos. Bajo SU-MIMO, el eNode B (BS en LTE) asigna uno o dos flujos para el usuario seleccionado, en el caso de MU-MIMO la asignación de diferentes flujos, es decir, uno o dos flujos es realizado para diferentes usuarios. Esto es soportado tanto para el enlace ascendente como para el enlace descendente. Todos los UE categoría 2 – 5 están obligados a soportar MIMO (2x2) y MIMO (4x4) para los UE categoría 5, esto para el enlace descendente.

En tanto, UMTS usa un núcleo tradicional de conmutación de circuitos para los servicios de voz, *servicios de mensajería corta* (SMS) y otros servicios inherentes de GSM, LTE depende únicamente de una red central basada totalmente sobre IP; con la excepción del SMS, el cual se transporta a través de mensajes de señalización. La adopción de una arquitectura de red totalmente IP permite simplificar enormemente el diseño y la implementación de la interfaz aérea, la red de acceso radio y el núcleo. Además, todas las interfaces entre los nodos de red están basadas sobre IP, incluido la conexión de backhaul de los eNode B (eNB).

La elección de los protocolos que se usa bajo la capa IP queda abierta, lo cual significa que la infraestructura física se vuelve completamente transparente e

intercambiable. Además, para simplificar aún más la arquitectura de red y reducir el retraso de los datos de usuario, el estándar ha definido menos componentes físicos y lógicos en la red, lo que resulta en un tiempo de retraso de ida y vuelta de menos de 25 a 30 milisegundos. La optimización en la señalización para el establecimiento de la conexión y otros procedimientos de gestión de la movilidad y la interfaz aérea han mejorado aún más la experiencia de usuario. El tiempo requerido para conectarse a la red está en el rango de solo unos pocos cientos de milisegundos y el ingreso/salida del estado de ahorro de energía se produce rápidamente (Sauter, 2017).

Los requisitos de movilidad se centran en la velocidad de los terminales móviles. El rendimiento máximo está dirigido a bajas velocidades del terminal (0 – 15 km/h); mientras que, una ligera degradación está permitida para velocidades altas. Para velocidades de hasta 120 km/h, el sistema es capaz de mantener la conexión a través de la red celular con un alto desempeño. La máxima velocidad para gestionar un sistema LTE está configurado a 350 km/h (o incluso hasta 500 km/h dependiendo de la banda de frecuencia). Además, se pone especial énfasis en el servicio de voz que LTE necesita brindar con la misma calidad como lo soporta WCDMA/HSPA (Dahlman, Parkvall, Skold, & Beming, 2007).

En marzo de año 2010, el 3GPP lanza el “Release 9” que introduce la completa integración del concepto de Femtoceldas (Home - eNB) y evoluciona importantes características como: redes auto-organizadas (SON), MBMS evolucionado y soporte de posicionamiento (LCS). Además, añade nuevas bandas de espectro para la operación del estándar LTE (800 MHz y 1500 MHz).

Cabe destacar que, el “Release 9” contiene mejoras menores para LTE, quizá una de las razones sea que la industria en ese momento se aun trabajaba en la implementación y el despliegue del nuevo sistema cuando inicio el trabajo; y, por tanto, primero tuvo que evaluar el desempeño del nuevo sistema (Sauter, 2017).

Por otra parte, las características más significativas para cumplir con los requerimientos de la ITU son incluidas en el “Release 10, 11 y 12” del 3GPP, las cuales son referidos como LTE-Avanzado (LTE-A). En tanto, las características del “Release 13 y 14” han sido designadas como parte de LTE-Avanzado Pro (LTE-A Pro). El objetivo de todas estas nuevas características se centra en avanzar en la reducción de los costos, incrementar aún más la tasa de datos por usuario y mejorar el throughput en el borde de celda y en aquellos escenarios con solapamiento de celda (Sauter, 2017).

LTE-A tiene como objetivo proporcionar tasas de bits más altas de una manera rentable y al mismo tiempo cumplir completamente con los requisitos establecidos por la ITU para el IMT-A. Las principales funcionalidades introducidas en esta nueva versión son: *agregación de portadora* (CA), uso mejorado de las técnicas multiantena y soporte para los *nodos de retransmisión* (RN). Con esto se espera alcanzar una tasa de datos pico de 3 Gbit/s en dirección DL y 1.5 Gbit/s en dirección UL, tener una eficiencia espectral alta (30 bps/Hz), incrementar el número de suscriptores activos simultáneamente y mejorar el rendimiento en el borde de celda (por ejemplo, para MIMO 2x2 en dirección DL en al menos 2.4 bps/Hz/celda) (Wannstron, 2013).

En esta nueva versión se especifica la CA como medio para incrementar la capacidad del sistema. Esta puede ser usada tanto en modo FDD como TDD, para que pueda operar en asignación de espectro emparejado y no emparejado. Cada portadora agregada es

referida como una *componente portadora* (CC) y puede tener un ancho de banda de 1, 4, 3, 5, 10, 15 o 20 MHz. Se puede agregar un máximo de cinco componentes portadoras; por tanto, el ancho de banda máximo es de 100 MHz. El número de CC agregadas pueden ser diferente en dirección UL o DL; sin embargo, el número de CC en dirección UL nunca es mayor que el número de CC en dirección DL. Además, las componentes portadora individuales pueden ser de diferentes anchos de banda (Wannstron, 2013).

En el “Release 10” se especifica dos CC en dirección DL y una sola en dirección UL, es decir, que no procede la agregación de portadora en el enlace ascendente. Mientras que, en el “Release 11” se especifica dos CC en dirección DL y una o dos CC en dirección UL (Wannstron, 2013).

En LTE-A se especifica MIMO (8x8) para el enlace descendente y MIMO (4x4) en el enlace ascendente. El esquema MIMO puede ser usado cuando la relación señal/ruido (S/N) es alta (p.e. canal radio de alta calidad), caso contrario (S/N baja), es recomendable usar otros tipos de técnicas multiantena (p.e. diversidad en la transmisión). Con el objetivo de que el sistema sea capaz de ajustar el tipo de esquema de transmisión multiantena (p.e. dependiendo de las condiciones del entorno radio) se han definido diferentes modos de transmisión (TM). En el enlace descendente, se especifica nueve modos de transmisión diferentes, donde el TM1 al 7 se introdujeron en el “Release 8”, el TM8 se introdujo en el “Release 9” y el TM9 se introdujo en el “Release 10”. En el enlace ascendente, se especificó el TM1 y TM2, donde él primero fue introducido por defecto en el “Release 8” y el TM2 fue introducido en el “Release 10” (Wannstron, 2013).

A través de la introducción del TM9, MIMO (8x8) es compatible en el enlace descendente y mediante la introducción de TM2, el enlace ascendente está habilitado para el uso de MIMO (4x4), considerando que para ello se requiere que el UE lo soporte.

Por otra parte, el “Release 10” identifica como crítico promover mejoras en MU-MIMO en dirección DL a través de señales de referencia específicas (RS) en el UE con el objetivo de cumplir con los requerimientos para la eficiencia espectral promedio definidos en el IMT-A en varios escenarios definidos por la ITU. Además, introduce tres nuevas categorías de UE (6, 7, y 8), donde el UE categoría 8 soporta el máximo número de componentes portadora (cinco en dirección DL) y multiplexación espacial (8x8).

En el “Release 8” las señales de referencia están agregadas a la señal después de la precodificación, es decir, una *señal de referencia de celda específica* (CRS) por antena. Desde las CRS recibidas, el UE estima como el canal radio influencia en la señal. Usando esta información junto con la precodificación basada en el libro de código (del inglés, “code-book”) usada, el UE puede demodular la señal recibida y regenerar la información enviada. Mientras que, en el “Release 10” las *señales de referencia de demodulación* (DM-RSs) son agregadas a los diferentes flujos de datos antes de la precodificación. El conocimiento de la señal de referencia proporciona información sobre la influencia combinada del canal radio y la precodificación, no se requiere de un conocimiento previo sobre el precodificador en el lado del receptor, este caso es conocido como, precodificación sin libro de código (Wannstron, 2013).

En LTE-A, la posibilidad de la planeación eficiente de una red heterogénea (HetNets), es decir, la combinación de celdas grandes y pequeñas es incrementada por la introducción de los nodos de retransmisión (RNs). Los nodos de retransmisión están

conectados a un eNB donante (DeNB) a través de la interfaz radio (Un), la cual es una modificación de la interfaz aérea (Uu) de la E-UTRAN. Por lo tanto, en la celda donante los recursos radio son compartidos entre los UEs servidos directamente por el DeNB y las RNs. Los RNs tienen en gran medida las mismas funcionalidades que el eNB; sin embargo, el DeNB será el responsable de la selección de la *entidad de gestión de la movilidad* (MME). Además, se incluyen optimizaciones para las HetNets como la *coordinación de interferencia entre celdas mejorada* (eICIC).

En el “Release 11” se especifican mejoras a la CA, al canal de control en dirección descendente (E-PDCCH), a la *coordinación de la interferencia entre celdas* (FeICIC) y a los requisitos de rendimiento mínimo para la E-UTRA (rechazo de interferencia). Además, se introduce una nueva característica denominada *coordinación multipunto* (CoMP), con el objetivo de mejorar el throughput de la red en el borde de celda.

En CoMP un número de puntos transmitiendo (Tx) proveen transmisión coordinada en el enlace descendente y un número de puntos recibiendo (Rx) proveen recepción coordinada en el enlace ascendente. Un punto Tx/Rx constituye un conjunto de antenas Tx/Rx co-ubicadas que proporcionan cobertura en el mismo sector. CoMP puede ser realizado de varias formas y la coordinación puede ser realizada tanto para redes homogéneas como en HetNets (Wannstron, 2013). En dirección DL, el esquema de transmisión CoMP puede ser desplegado a través: del procesamiento conjunto (JP), la *selección dinámica de celda* y la *planificación coordinada/Beamforming coordinado* (CS/CB). Mientras que, en el esquema de recepción CoMP en dirección UL, el *canal físico compartido ascendente* (PUSCH) se recibe en múltiples celdas y la planificación es coordinada entre estas celdas (Nakamura, 2018).

Para mejorar las características y los servicios claves de LTE-A, el 3GPP lanza el “Release 12”. Esta última versión introduce varias mejoras, entre ellas: TDD para la gestión de interferencia (dirección DL y UL), adaptación de tráfico (eIMTA), técnicas de múltiples antenas en dirección DL (MIMO), los servicios de proximidad (ProSe), las pequeñas celdas y CA TDD/FDD, entre otras. Además, proporciona prioridad a los servicios de emergencia y seguridad.

En pequeñas celdas, para mejorar la eficiencia espectral y la operación cuando se incrementa la densidad se propone un serie de soluciones radio y protocolos, tal como: esquemas de modulación de mayor orden (256-QAM) para la operación en dirección DL y conectividad dual (permite que los terminales puedan conectarse a dos celdas simultáneamente). Para redes LTE TDD se estudian técnicas de gestión de interferencia robusta para el caso donde celdas LTE TDD vecinas tienen diferente asignación de recursos tanto en dirección UL como DL para adaptarse de mejor manera a las condiciones variables de tráfico en diferentes celdas. Así como, esquemas de sincronización sobre el aire con el objetivo de implementar varios de los esquemas avanzados de coordinación multipunto y gestión de interferencia desarrollados en el “Release 10 y 11”, conocidos como CoMP y eICIC, respectivamente; así como, mecanismos para optimizar la movilidad y automatizar la planificación de redes y la optimización de pequeñas redes (Dino, 2018).

Para promover la eficiencia espectral y el desempeño en el borde de celda en las redes LTE se promueven mejoras en el esquema MIMO, CoMP y mecanismos avanzados de supresión de interferencia estandarizados en versiones anteriores. Mejoras MIMO en dos dimensiones (2D) en dirección DL especifican un libro de código

mejorado 4TX y una nueva realimentación aperiódica PUSCH modo 3-2. Además, lleva a cabo un estudio sobre el modelamiento de canal en tres dimensiones (3D) para habilitar futuros trabajos sobre elevación BF y MIMO de dimensión completa, es decir, sistemas MIMO con gran cantidad de antenas (p.e. MIMO 64x4) (Roessler, Schlienz, Merkel, & Kottkamp, 2014).

En tanto, para satisfacer la demanda de los operadores sobre una mayor agregación de espectro para utilizar plenamente sus espectros que a menudo son fragmentados con el fin de ofrecer tasas de datos más altas a los usuarios. El “Release 12”, especifica los requisitos de RF para la combinación de CA de 2 DL / 1 UL y 2 DL / 2 UL. Además, se está llevando a cabo estudios de CA de 3 DL / 1 UL (Dino, 2018).

A inicios de 2016, el 3GPP lanza el “Release 13” que hace parte de las especificaciones del LTE-Avanzado Pro (LTE-A Pro). Esta nueva versión especifica características claves como: *acceso de licencia asistida* (LAA), elevación BF y MIMO de dimensión completa, posicionamiento en interiores y transmisión *punto a multipunto de celda única* (SC-PTM). Además, promueve mejoras a las características y servicios previamente estandarizados, tal como: *agregación de portadora* (32 CC), técnicas de transmisión de multiple usuario y servicios de misión crítica (Push-To-Talk), entre otras (Flore, 2018) .

El LAA ofrece a los operadores la opción de utilizar el espectro sin licencia (banda de 5 GHz) con una red unificada LTE de manera opcional, permitiendo un potencial ahorro sobre los costos operacionales, mejorando la eficiencia espectral, brindando una mejor experiencia de usuario y asegurando la coexistencia entre LTE y WIFI.

Para mejorar la eficiencia espectral en los sistemas LTE se ha identificado como tecnologías clave a MIMO y BF. Por tanto, el “Release 13” promueve mejoras en MIMO para extraer el soporte actual de ocho antenas transmisoras hasta 64 antenas transmisoras en el eNB, es decir, MIMO masivo, con el fin de soportar *MIMO de dimensión completa* (FD-MIMO), aprovechando la formación de haces en tres dimensiones (3D). Además, se estudia la transmisión adaptativa simultánea vertical y horizontal, utilizando un arreglo de antenas de dos dimensiones (2D) con modos de operación de lazo abierto y lazo cerrado.

Por otra parte, el “Release 13” soporta hasta 32 CC que pueden ser agregadas con CA en diferentes bandas e introduce mejoras en MU-MIMO mediante el uso de señales de referencia relevantes y mecanismos de reporte del *indicador del estado del canal* (CSI) como un indicador para evaluar la calidad del canal.

En esta nueva versión, ha evolucionado aún más las mejoras a la *comunicación tipo maquina* (eMTC) debido a la reducción del ancho de banda del dispositivo a 1.4 MHz y la potencia de salida a 20 dBm, logrando un costo mucho más bajo para el dispositivo. Además, introduce mejoras en la cobertura de 15 a 20dB y asegura que estos dispositivos seguirán funcionando en todos los anchos de banda de los sistemas LTE.

En “Release 13”, otra solución de MTC basada en LTE (NB-IoT) es también estandarizada con similares características cuando se trata de cobertura, consumo de energía y complejidad del dispositivo. El ancho de banda del dispositivo pequeño de 200 kHz reduce la tasa de datos e incrementa la latencia, pero también ofrece gran flexibilidad de despliegue. Tales dispositivos pueden ser soportados usando un *recurso bloque* (RB) dentro de una portadora LTE, pero también se pueden operar en un sistema

independiente con un ancho de banda de 200 kHz en una red GSM existente que reemplaza una o unas pocas portadoras GSM o alternativamente en la banda de guarda de una portadora LTE u otros sistemas.

Para mejorar aún más algunas de las características y servicios claves de LTE-A Pro, el 3GPP lanza el “Release 14”. Esta versión, se enfoca en mejoras a los servicios de misión crítica (video y datos), soporte LTE para servicios de *vehículo a todo (V2X)*, eLAA (eMBB), CA de 4 bandas, CA entre bandas, entre otras. Además, proporciona prioridad a los servicios de emergencia y seguridad.

El eLAA soporta CA en el enlace ascendente para pequeñas celdas LLA, utilizando los mecanismos de acceso DL como un punto de inicio y con el fin de especificar los dispositivos y los requerimientos de desempeño del eNB necesarios para soportar CA en dirección UL para una pequeña celda LAA.

Para incrementar la tasa de datos pico en el enlace ascendente, el “Release 14” especifica el soporte para la modulación de mayor orden (256-QAM) en dirección UL. Además, continúa con la evolución de MIMO masivo, abarcando en teoría hasta 64 antenas transmisoras en el eNB. El sistema MIMO de orden superior sobre ocho capas permite FD-MIMO, que es extremadamente relevante en frecuencias más altas, es decir, sobre los 3.5 GHz.

Por otra parte, el “Release 14” introduce mejoras para eMTC, tal como, soporte para multicast (SC-PTM) y posicionamiento (E-CID y OTDOA), movilidad para mediciones entre frecuencia y tasa de datos alta para soportar VoLTE. Para misión crítica, incluyendo aplicaciones V2x, se especifican mejoras para video, servicio de datos y reducción de latencia.

**Tabla 9***Secuencia en el tiempo - “Release” publicados por el 3GPP.*

Nombre	Estado [Nota 3]	Fecha de inicio [Nota 2]	Fecha de finalización (protocolos estables)	Fecha de clausura
Release 16	Abierto	2017-03-22	2020-12-20	
Release 15	Abierto (fecha de “congelamiento” planeado para junio 2018)	2016-06-01	2018-09-14	
Release 14	Congelado	2014-09-17	2017-06-09	
Release 13	Congelado	2012-09-30	2016-03-11	
Release 12	Congelado	2011-06-26	2015-03-13	
Release 11	Congelado	2010-01-22	2013-03-06	
Release 10	Congelado	2009-01-20	2011-06-08	
Release 9	Congelado	2008-03-06	2010-03-25	
Release 8	Congelado	2006-01-23	2009-03-12	
Release 7	Cerrado	2003-10-06	2008-03-13	2014-09-17
Release 6	Cerrado	2000-03-28	2005-09-28	2014-09-17
Release 5	Cerrado	2000-05-01 [Nota 2]	2002-09-12	2014-09-17
Release 4	Cerrado	1998-08-01	2001-06-21	2014-09-17
Release 2000 [Nota 1]	Cerrado	1999-03-30 [Nota 2]		1999-12-17
Release 1999	Cerrado	1996-11-01	1999-12-17	2008-06-05

**Nota 1:** El término “Release 2000” solo fue usada temporalmente y eventualmente reemplazada por el “Release 4” y “Release 5” (la mayoría de los elementos originales del “Release 2000” fueron renombrados en el “Release 4” y varios fueron aplazados hasta el “Release 5”)

**Nota 2:** La fecha de inicio para un “Release” es un indicativo de cuando fue aprobado el primer elemento de trabajo para ese “Release” a nivel del TSG. De hecho, es aproximado debido a que a menudo los elementos de trabajo inician en un “Release” temprano (pero no se completan) y son “promocionados” para el siguiente “Release”. La fecha de finalización para un “Release” es un indicativo de cuando los protocolos que son detallados serán estables.

**Nota 3:** Después de “congelarse”, a un “Release” no se le puede agregar funciones adicionales. Sin embargo, las especificaciones del protocolo detallado pueden no estar concluidas aún. El “congelamiento” se aplica sucesivamente para cada una de las tres etapas (1,2,3) y en la etapa 3 normalmente es congelada en una o dos reuniones del TSG antes de la fecha final.

La fecha final que se muestra en el portal 3GU es solo con fines indicativos, ya que para cada versión se puede esperar un número considerable de mejoras y correcciones durante al menos dos años después de esta fecha. Además, las especificaciones de OA&M, así como las especificaciones de prueba pueden retrasarse un tiempo considerable.

Una especificación técnica “congelada” es aquella que no puede tener más solicitudes de cambio categorías B o C (funcionalidades nuevas o modificadas), salvo para alinear etapas tempranas con etapas posteriores. La fecha de congelación de cada etapa solo puede ser vista por los titulares de cuenta 3GU (delegados, oficiales, secretaria).

**CONTINÚA**



**TR 21.900: 4.7 “Congelamiento” de las especificaciones**

Un TSG podría decidir que una especificación es lo suficientemente estable que podría ser considerada como “congelada”. Esto es, solo se considerarán CRs para correcciones esenciales de errores.

Normalmente, todas las especificaciones de un “Release” serán congeladas cuando el TSGs decida que la funcionalidad del “Release” es estable, es decir, que todas las nuevas características a ser incluidas en el “Release” han sido definidas y que todas las funcionalidades nuevas o modificadas requeridas para implementar estas características se han incorporado a la especificación.

Fuente: (3GPP, 2018).

## 5.2. Tabla comparativa de los estándares de redes inalámbricas actuales

Una breve revisión a los estándares de MBB ha sido realizada en la Sección 5, la cual nos permitió tener una visión global de la evolución en el tiempo de la transmisión MIMO en los estándares actuales. Por otra parte, ha sido evidente como los sistemas MU-MIMO han tomado especial protagonismo en los temas tratados por los distintos grupos de trabajo (WG), dando lugar a la transición de SU-MIMO a MU-MIMO. Como cuestión de hecho, sé evidencio que WiMAX móvil fue la primera tecnología celular disponible comercialmente que considero los beneficios de las técnicas MIMO.

Se presenta una comparativa de los estándares revisados en la Sección 5 en base a la tecnología MIMO que ha sido considerada en cada versión publicada por el estándar (IEEE 802.11/802.16 o 3GPP-LTE), así como, el tipo de precodificación que ha sido considerada en cada una.

Cabe destacar que, el estudio de cada una de las versiones en cada estándar comprende un sinnúmero de aspectos, tal como: PHY,  $MAC_{LAYER}$ , entre otras. Por tanto, en la Sección 5 únicamente se han revisado los aspectos más relevantes de la capa física (PHY), con especial énfasis en MIMO.

**Tabla 10**

*Transmisión MIMO y tipo de precodificación en las redes inalámbricas actuales: IEEE 802.11, IEEE 802.16 y LTE*

	IEEE 802.11	IEEE 802.16	3GPP		
	WirelessLAN (Wi-Fi)	WirelessMAN (WiMAX)	LTE	LTE-A	LTE-A Pro
Transmisión DL	MU-MIMO*	MU-MIMO	MU-MIMO [Nota 1] SU-MIMO***	MU-MIMO [Nota 2]	MU-MIMO
Transmisión UL	SU-MIMO	MU-MIMO**	MU-MIMO [Nota 1] SU-MIMO***	MU-MIMO	MU-MIMO [Nota 3]
Tipo de Precodificación	LP	NAP	LP	LP	LP

**Nota 1:** Release 8 especifica soporte para MU-MIMO tanto en dirección DL como UL; sin embargo, MU-MIMO no es desplegado en redes LTE hasta la fecha. (Sauter, 2017)

**Nota 2:** Release 12 promueve mejoras a MU-MIMO DL, entre las cuales se incluyen: mejoras en la realimentación CSI desde el UE y mejoras en la señalización de control.

**Nota 3:** Release 13 estudia mejoras para soportar puertos adicionales para *las señales de referencia de demodulación* (DMRS) con el fin de obtener un MU-MIMO de mayor dimensión (MU-MIMO UL), el número máximo de DMRS que un UE podría ser capaz de recibir se mantiene ocho.

\* IEEE 802.11ac-2013 especifica soporte para MU-MIMO en dirección DL

\*\* IEEE 802.16m-2011 especifica soporte para MU-MIMO en dirección DL con el nombre de "multiplexación espacial colaborativa"

\*\*\* Release 8 hace mejoras significativas para SU-MIMO que están desplegadas masivamente a nivel global. (Sauter, 2017)

## CAPÍTULO V

### MODELAMIENTO, ESQUEMA DE PROCESAMIENTO, SIMULACIÓN Y COMPARATIVA

#### 6.1. Modelo del sistema

##### 6.1.1. Consideraciones del Modelo del Sistema

Considerar el enlace descendente de un sistema MU-MIMO no correlacionado con  $N_B$  antenas transmisoras en la BS y  $N_i$  antenas receptoras en el  $i$ th usuario, donde  $i = 1 \dots, K$ . Con  $K$  usuarios presentes en el sistema, el número total de antenas receptoras es  $N_R = \sum_{i=1}^K N_i$ .

Si asumimos un canal con desvanecimiento plano entre cada par de antenas, es decir, transmisora-receptora, el modelo de banda base complejo, equivalente en tiempo discreto para el vector de la señal recibida en los  $K$  usuarios, es dado por:

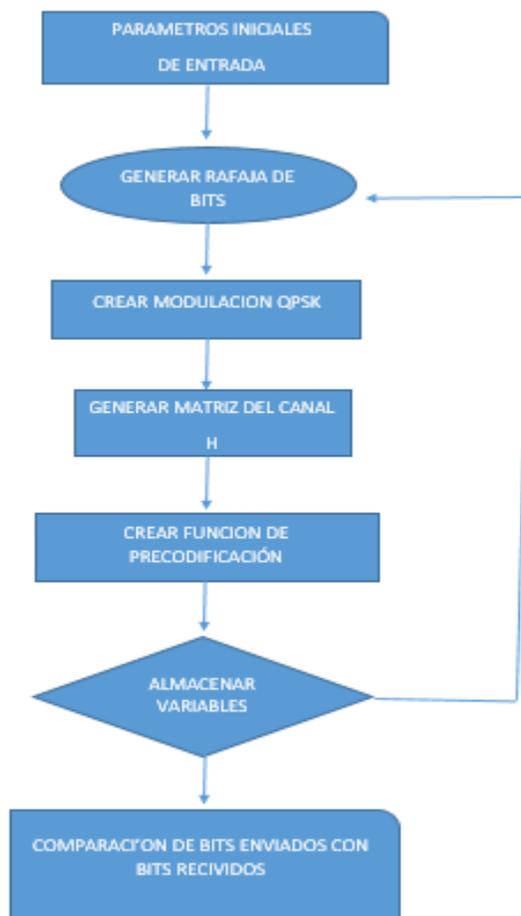
$$u = H \cdot c + n \quad (91)$$

donde  $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_K] \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ ,  $H = [H_1^T \ H_2^T \ \dots \ H_K^T]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times N_B}$  es la matriz del canal combinada, cuyas entradas son variables aleatorias gaussianas de valor complejo distribuidas idénticamente e independientemente (i.i.d.) con media cero y varianza unidad,  $c = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{N_B}]^T \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  es el vector de datos transmitidos y  $n \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  representa el vector de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN), cuyas entradas son variables aleatorias gaussianas de valor complejo con media cero y varianza  $\sigma_n^2$ . La señal recibida en el  $i$ th usuario es, por tanto:

$$u_i = H_i \cdot c + n_i \quad (92)$$

donde  $u_i \in \mathbb{C}^{N_i}$ ,  $H_i \in \mathbb{C}^{N_i \times N_B}$  es la matriz del canal del  $i$ th usuario y  $n_i \in \mathbb{C}^{N_i \times 1}$  representa el AWGN en este usuario.

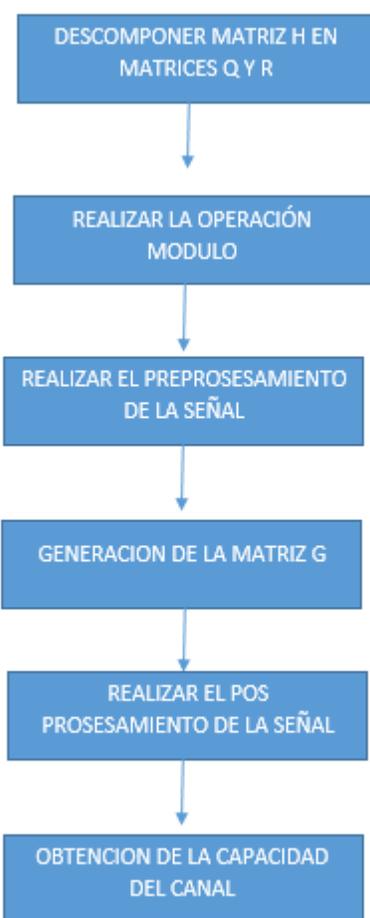
### 6.1.2. Diagrama de Flujo del Sistema



**Figura 17.** Diagrama de flujo del Programa principal

Para la parametrización del programa se ha definido constantes las cuales representan el número de frames, número de paquetes, número de estaciones clientes, numero de antenas tanto de la parte transmisora como receptora, a partir de esto creamos una ráfaga de bits los cuales serán procesados, continuamos con un mapeo y una creación de valores complejos los cuales nos representara fase y cuadratura de nuestros

símbolos para nuestra modulación, al tener estos valores creamos la matriz  $H$  la cual nos representa a nuestro canal, a partir de esto el programa llama a la función de precodificación en la cual se está realizando la descomposición de la matriz  $H$ , el código de nuestra precodificación THP, el pre procesamiento, el pos procesamiento de nuestro sistema y la detección de los símbolos transmitidos en la figura 23 se muestra el flujo grama de la función de Precodificación.



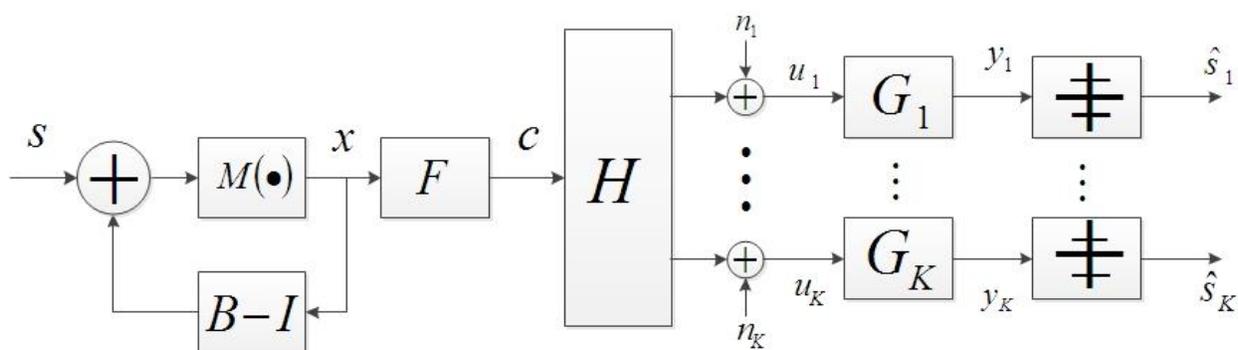
**Figura 18.** Diagrama de flujo Función Precodificación

Este proceso se realizará para todo el número de paquetes a los cuales se ponderarán en el sistema, a estos valores compararemos en términos de la capacidad del canal y el análisis del BER.

## 6.2. Esquema de procesamiento de la señal

### 6.2.1. Caso de estudio A ( $N_i = 1$ )

Para el sistema MU-MIMO (sección 6) que cumple con la restricción  $N_B \geq N_R$  con el  $i$ th usuario equipado con  $N_i = 1$  antenas receptoras y asumiendo un perfecto conocimiento de la matriz del canal combinada  $H$  en la BS, es decir, PCSIT. Se propone realizar el procesamiento de la señal recibida definida en  $u=H \cdot c + n$  (91) a través de la técnica LQD sobre la matriz del canal combinada  $H$  y complementarla con la precodificación Tomlinson-Harashima (sección 4.1.4.4), de manera que todos los elementos fuera de la diagonal principal de la matriz  $H$  que representan la interferencia multiusuario (MUI) e interferencia entre antenas (IAI) sean eliminadas. De modo que se pueda obtener múltiples subcanales paralelos SISO con diferente SNRs/SINRs.



**Figura 19.** Relación general de transmisión: LQD con THP

Se presenta en resumen el esquema de procesamiento propuesto, donde la matriz  $H$

$$HDL=l110l21l22Lq1q2Q$$

(47) o

$$HDL = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 2 & 1 & 2 & 2 & 0 & 3 & 1 & 3 & 2 & 3 & 3 \\ L & q & 1 & q & 2 & q & 3 & q \end{bmatrix} \quad (47);$$

tal que, la selección

de la matriz de precodificación ( $F$ ), pre-equalización ( $B$ ) y escalamiento ( $G$ ) son

obtenidas desde  $F = Q^H H Q$

$$(93), \quad B = G \cdot L$$

$$(94) \quad y \quad G = \text{diag}\left(\frac{1}{l_{11}}, \frac{1}{l_{22}}, \dots, \frac{1}{l_{KK}}\right)$$

(9524), respectivamente.

$$H = L \cdot Q$$

$$F = Q^H \quad (93)$$

$$B = G \cdot L \quad (94)$$

$$G = \text{diag}\left(\frac{1}{l_{11}}, \frac{1}{l_{22}}, \dots, \frac{1}{l_{KK}}\right) \quad (9524)$$

donde  $L \in \mathbb{C}^{N_R \times N_B}$  es una matriz triangular inferior,  $Q \in \mathbb{C}^{N_B \times N_B}$  es una matriz unitaria con vectores filas ortonormales y  $G \in \mathbb{C}^{r_H \times r_H}$  es una matriz diagonal con los elementos de la diagonal principal de la matriz  $L^{-1}$  sobre su diagonal principal.

La relación entrada – salida del sistema de la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, es definida como:

$$y = G \cdot u = G(H \cdot F \cdot x + n) \quad (96)$$

y puede ser representado como:

$$y = L \cdot x + w \quad (97)$$

donde  $y \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  es el vector de datos recibido,  $x \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  es el vector de datos aplicada la operación simétrica modulo " $M(\cdot)$ " y  $w \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  es el vector de ruido post-procesado definido como:

$$w = G \cdot n \quad (98)$$

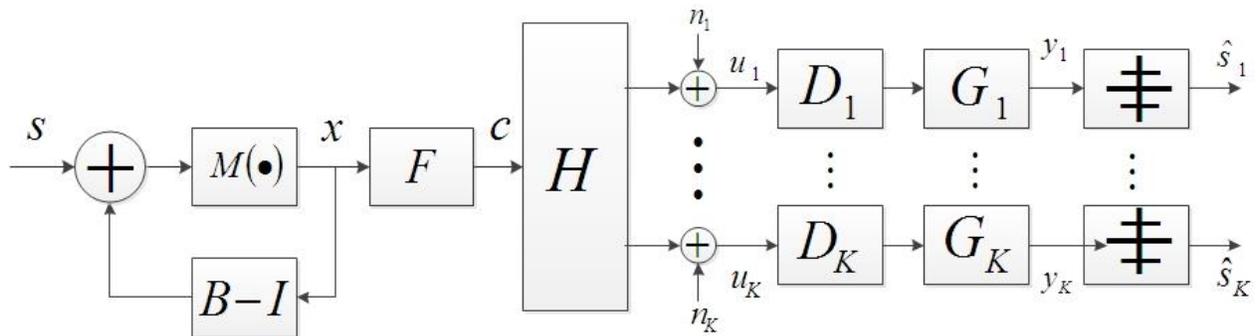
luego como se demostró en la sección 4.1.4.4, los símbolos de datos pueden ser detectados a través de la operación modulo.

$$\hat{s} = \text{mod}_A(y) \tag{99}$$

donde  $s = [s_1, s_2, \dots, s_K]^T \in \mathbb{C}^K$ .

6.2.2. Caso de estudio B ( $N_i > 1$ )

Para el sistema MU-MIMO (sección 6) que cumple con la restricción  $N_B \geq N_R$  con el  $i$ th usuario equipado con  $N_i > 1$  antenas receptoras y asumiendo un perfecto conocimiento de la matriz del canal combinada  $H$  en la BS, es decir, PCSIT. Se propone realizar el procesamiento de la señal recibida definida en  $u=H \cdot c + n$  (91) a través del algoritmo BD-GMD (sección 4.1.4.5) sobre la matriz del canal combinada  $H$  y asistirla nuevamente con la precodificación Tomlinson-Harashima (THP); tal que, todos los elementos fuera de la diagonal principal de la matriz  $H$  sean eliminados. Este procesamiento permitirá descomponer la matriz del canal de cada usuario ( $H_i$ ) en múltiples subcanales paralelos SISO con idéntica SNRs/SINRs, de manera que la codificación de igual tasa pueda ser aplicada a través de los subcanales de cada usuario.



**Figura 20.** Relación general de transmisión: BD-GMD con THP

Se presenta en resumen el esquema de procesamiento propuesto, donde la matriz  $H$  es descompuesta como en  $H = P \cdot L \cdot Q^H$  (84); tal que, la

selección de la matriz de precodificación ( $F$ ), pre-equalización ( $B$ ), escalamiento ( $G$ ) y alimentación hacia adelante ( $D$ ) son obtenidas desde  $F = Q$

$$(100), B = G \cdot L \quad (94), G = \text{diag}\left(\frac{1}{l_{11}}, \frac{1}{l_{22}}, \dots, \frac{1}{l_{KK}}\right)$$

$$(9524) \text{ y } D = P^H H \quad (101), \text{ respectivamente.}$$

$$H = P \cdot L \cdot Q^H$$

$$F = Q \quad (100)$$

$$D = P^H \quad (101)$$

donde  $Q \in \mathbb{C}^{N_B \times N_R}$  es una matriz con columnas ortonormales,  $L \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$  es una matriz triangular inferior con elementos diagonal iguales a la  $\bar{\sigma}$  en cada bloque y  $P \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$  es una matriz de bloque diagonal de la forma  $P = \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_K)$  en el que cada bloque  $P_i \in \mathbb{C}^{N_i \times N_i}$  es una matriz unitaria.

La relación entrada – salida del sistema queda definida como:

$$y = G \cdot D \cdot u = G \cdot P^H (H \cdot c + n) = G \cdot P^H (H \cdot Q \cdot x + n) \quad (102)$$

y puede ser representada como en  $y = L \cdot x + w$  (97) con las mismas

consideraciones puesto que al ser  $Q$  y  $P^H$  matrices unitarias no se modifica ni la potencia de transmisión ni los niveles de ruido. Nuevamente los símbolos de datos pueden ser

$$s = \text{mod}_A(y) \quad (99).$$

*Notación:* el superíndice  $(\cdot)^H$  expresa la transpuesta conjugada de la matriz,  $r_H$  es el rango de la matriz y el operador  $\text{mod}_A(\cdot)$  representa la operación simétrica modulo.

### 6.3. Métricas

#### 6.3.1. Tasa de Error de Bit (BER)

El criterio de calidad empleado para evaluar el comportamiento general de un sistema de comunicación inalámbrico de extremo a extremo es la BER, la cual permite cuantificar la fiabilidad del sistema desde su entrada hasta la salida. Por tanto, el desempeño del sistema se analizará a través de esta métrica para diferentes valores de SNR, definido como:

$$SNR = \frac{\bar{P}}{\sigma_n^2} \quad (132)$$

donde  $\bar{P}$  es la potencia de transmisión total que cumple con la restricción  $\sum_{i=1}^{N_B} E[x_i \cdot x_i^H] \leq \bar{P}$  y  $\sigma_n^2$  es la potencia del ruido.

#### 6.3.2. Capacidad total

La capacidad de un sistema MU-MIMO con  $K$  usuarios independientes es caracterizado por una región de tasas  $K - dimensional$ , donde cada punto es un vector de tasas alcanzables por todos los  $K$  usuarios simultáneamente (sección 0.). Por tanto, la capacidad total del canal combinado es dado por la sumatoria de las capacidades alcanzada por cada uno de los  $i$  usuarios que componen el sistema, donde  $i = 1, \dots, K$ .

La capacidad total para el caso de estudio A queda definida por:

$$C_{LQ} = \max_{\{R_i: R_i \geq 0, \sum_{i=1}^K Tr(R_i) \leq \bar{P}\}} \sum_{i=1}^K \log \left| I + \frac{1}{\sigma_n^2} H_i F_i R_i F_i^H H_i^H \right| \quad (103)$$

donde  $R_i$  es la matriz de covarianza para el  $i$ th usuario obtenida a través del algoritmo Waterfilling.

La capacidad total para el caso de estudio B queda definido por:

$$C_{BD-GMD} = \max_{\{R_i: R_i \geq 0, \sum_{i=1}^K Tr(R_i) \leq \bar{P}\}} \sum_{i=1}^K \log \left| I + \frac{1}{\sigma_n^2} D_i H_i F_i R_i F_i^H H_i^H D_i^H \right| \quad (104)$$

donde  $R_i = \frac{\bar{P}}{N_B}$  es la matriz de covarianza para el  $i$ th usuario del sistema.

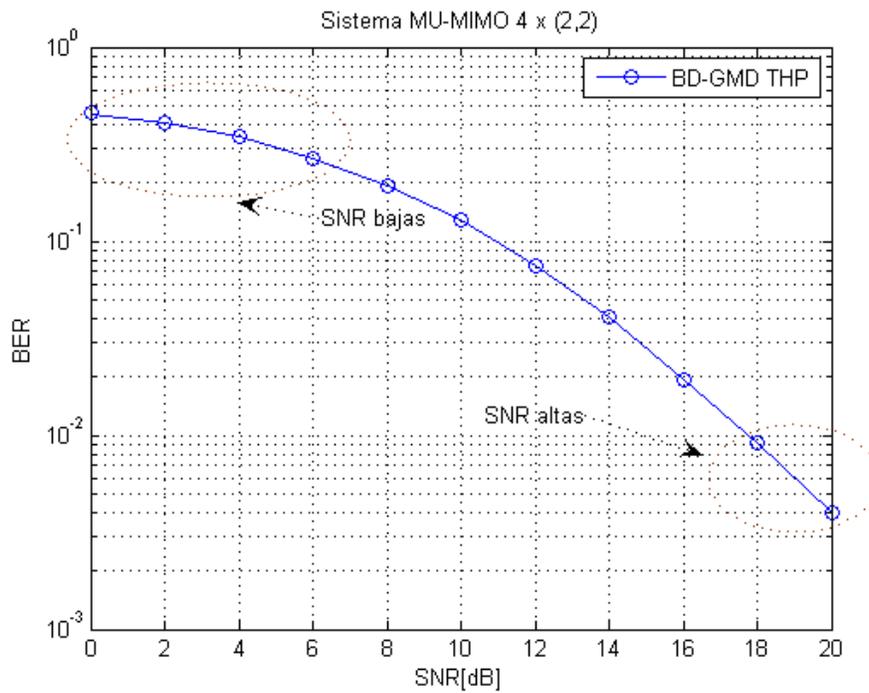
## 6.4. Simulaciones en MATLAB®

### 6.4.1. Parámetros

Para evaluar el desempeño del esquema de procesamiento propuesto se configura un sistema MU-MIMO con  $N_B \times K = 4 \times 4$ , con el  $i$ th – usuario equipado con  $N_i = 1$  antenas receptoras, donde  $i = 1, \dots, K$ . Mientras que, para el esquema de procesamiento propuesto se emplea un sistema MU-MIMO con  $N_B \times K = 4 \times 2$ , con el  $i$ th – usuario equipado con  $N_i = 2$  antenas receptoras. Los sistemas utilizan un esquema de modulación QPSK sobre un canal no selectivo en frecuencia, el cual es completamente conocido en la BS (PCSIT). La BS transmite a través de sus  $N_B$  antenas un total de 200 paquetes donde cada uno está compuesto por 10 tramas.

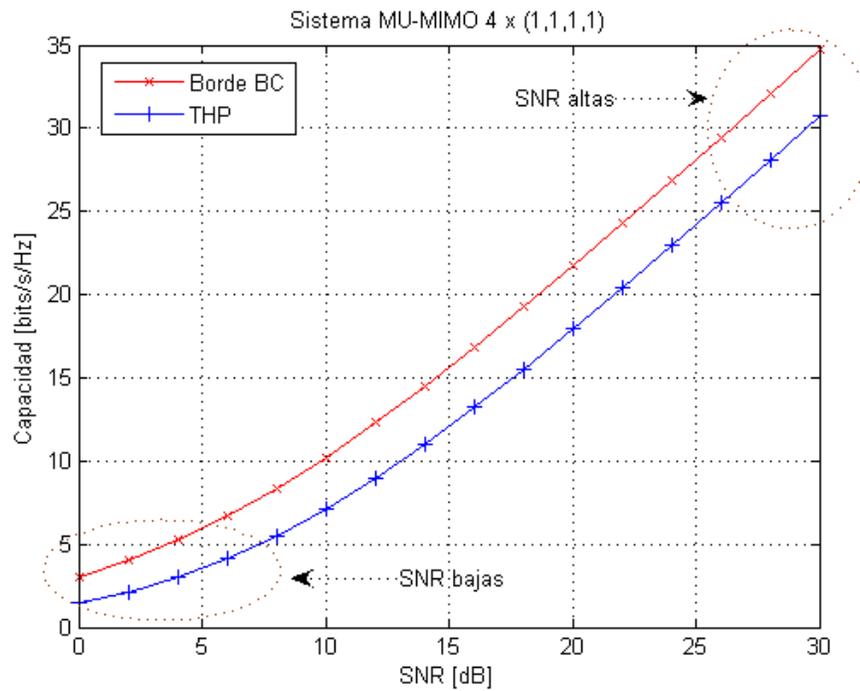
### 6.4.2. Caso de estudio A

Se presenta el desempeño de la BER de la descomposición LQ asistida por la THP para diferentes valores de SNR, donde un desempeño pobre es evidenciado en régimen de SNR bajas mientras que su desempeño mejora notablemente en régimen de SNR altas.



**Figura 21.** Desempeño BER en un sistema MU-MIMO 4 x (1,1,1,1) downlink con modulación QPSK

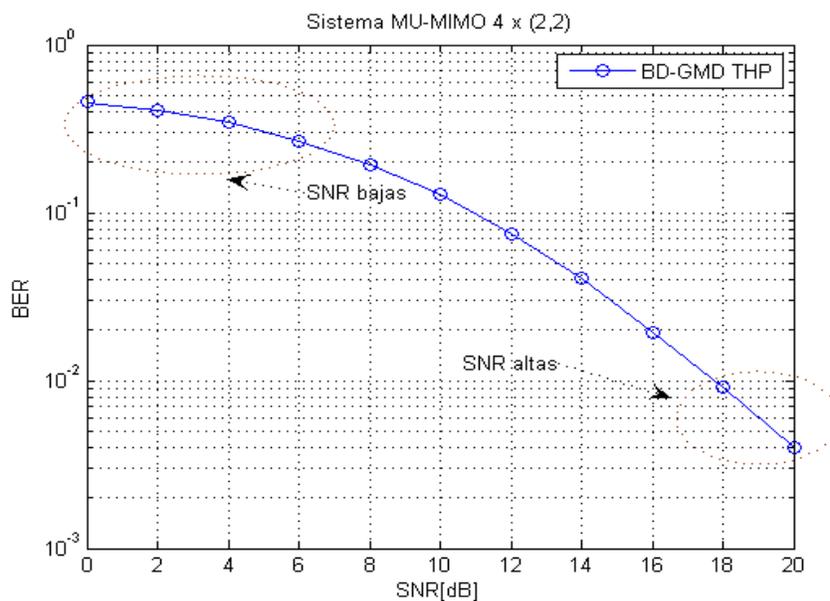
Se presenta la capacidad total del canal alcanzada por el esquema de la descomposición LQ asistida por la THP en donde es evidente que se mantiene cercano al borde Broadcast (BC) con la misma tendencia para diferentes valores de SNR.



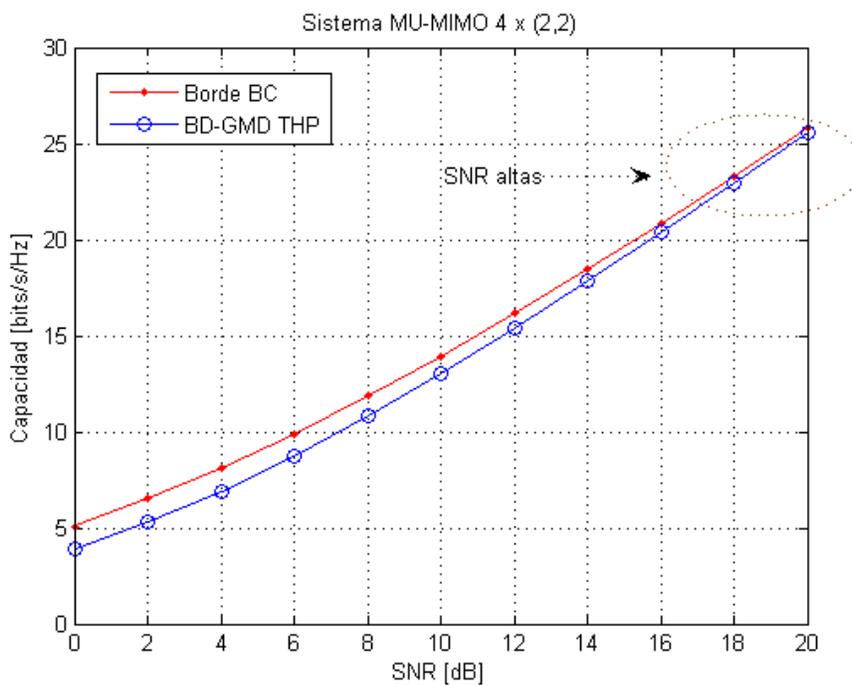
**Figura 22.** Capacidad total del canal downlink en un sistema MU-MIMO 4 x (1,1,1,1) con modulación QPSK.

#### 6.4.3. Caso de estudio B

Se evidencia que el esquema BD-GMD asistido por la THP explota lo mejor del desempeño de la BER como de la capacidad total del canal en tanto las SNRs sean lo suficientemente altas. Mientras que, en régimen de SNRs bajas el desempeño de la BER es pobre, lo cual puede ser traducido en una pérdida de la capacidad total del canal.



**Figura 23.** Desempeño BER en un sistema MU-MIMO 4 x (2,2) downlink con modulación QPSK



**Figura 24.** Capacidad total del canal downlink en un sistema MU-MIMO 4 x (2,2) con modulación QPSK.

## 6.5. Análisis de resultados

A continuación, se realiza un análisis de los resultados alcanzados por los diferentes algoritmos revisados en la literatura los esquemas de procesamiento propuestos se configuran los sistemas MU-MIMO simulados en la sección anterior y por fines prácticos se hace uso de la siguiente rotulación:

**Tabla 11**

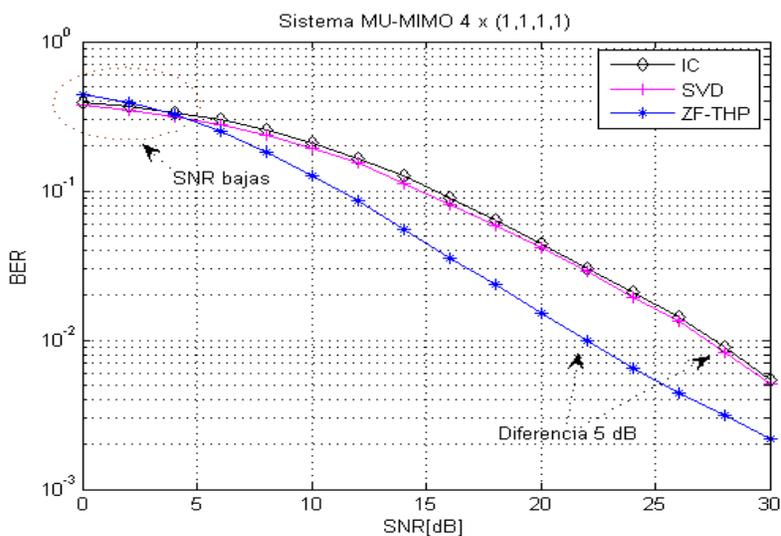
*Rotulación de algoritmos simulados en Matlab®*

Rotulación	Algoritmo
<b>IC</b>	Inversión del canal
<b>ICR</b>	Inversión del canal regularizado
<b>SVD</b>	Descomposición en valores singulares
<b>ZF-THP</b>	Descomposición LQ asistida por la THP según criterio ZF
<b>ZF-BD</b>	Diagonalización por bloques según criterio ZF
<b>MMSE-BD</b>	Diagonalización por bloques según criterio MMSE
<b>BD-GMD</b>	Diagonalización por bloques de la GMD asistida por la THP según criterio ZF

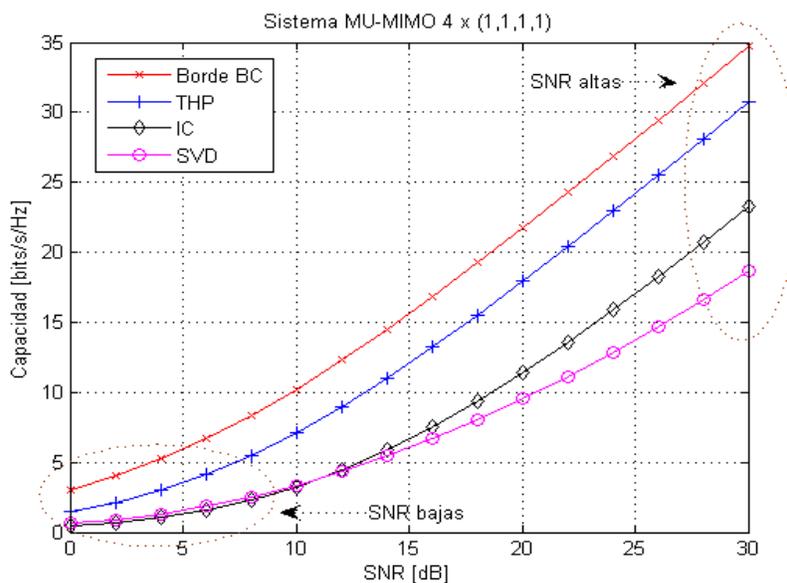
### 6.5.1. Caso de estudio A

Se presenta el desempeño de la BER de la descomposición LQ asistida por la THP (LQD con THP) para diferentes valores de SNRs, donde se muestra claramente que existe una mejora de  $\pm 5$  dB en comparación a los algoritmos de la inversión del canal (IC) y la descomposición en valores singulares (SVD) para una  $BER = 10^{-2}$ .

Se muestra como la capacidad total del canal que logra el esquema LDQ con THP se mantiene sobre los algoritmos IC y SVD en régimen de SNR altas y bajas. Asimismo, se mantiene cercano y con la misma tendencia en relación al borde Broadcast para todas las SNRs.



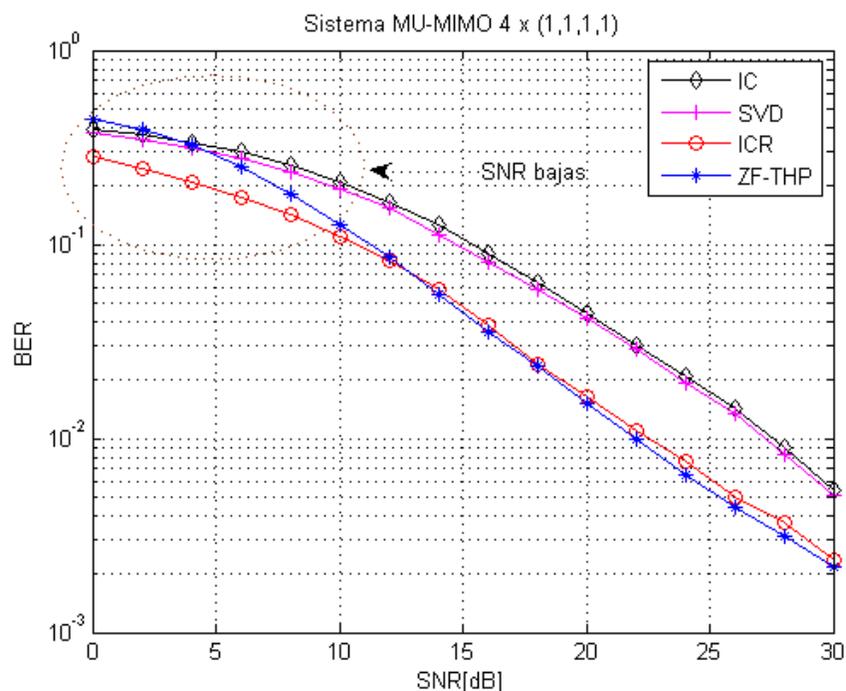
**Figura 25.** Comparativa del desempeño BER en un sistema MU-MIMO4 x (1,1,1,1) downlink con modulación QPSK.



**Figura 26.** Capacidad total del canal downlink en un sistema MU-MIMO 4 x (1,1,1,1) con modulación QPSK.

Los resultados permiten comprobar que la descomposición LQ asistida por la THP obtiene un mejor compromiso en términos de la BER y de la capacidad total del canal en régimen de SNR altas en comparación a los algoritmos de IC y la SVD. Asimismo,

confirman que el precodificador no lineal (THP) presenta un mejor desempeño en términos de la BER y de la capacidad total del canal que el precodificador lineal (IC).



**Figura 27.** Comparativa del desempeño BER en un sistema MU-MIMO 4 x (1,1,1,1) downlink con modulación QPSK.

Por otra parte, se muestra como los precodificadores que son diseñados bajo un criterio MMSE (Inversión del Canal Regularizada) presentan un mejor desempeño en régimen de SNR bajas, esto debido a que dentro de su diseño se considera el ruido presente en el sistema ( $\sigma_n$ ).

### 6.5.2. Caso de estudio B

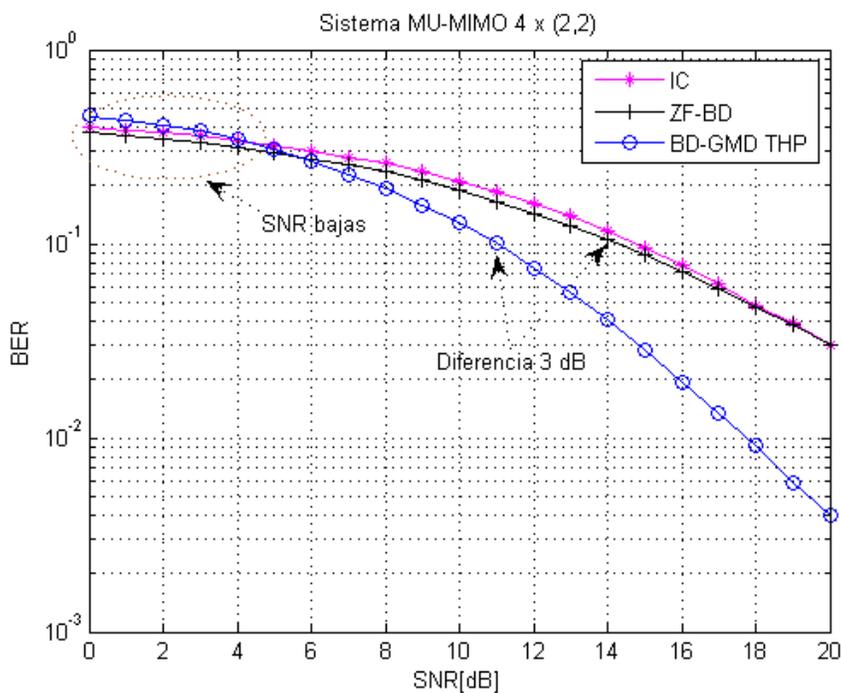
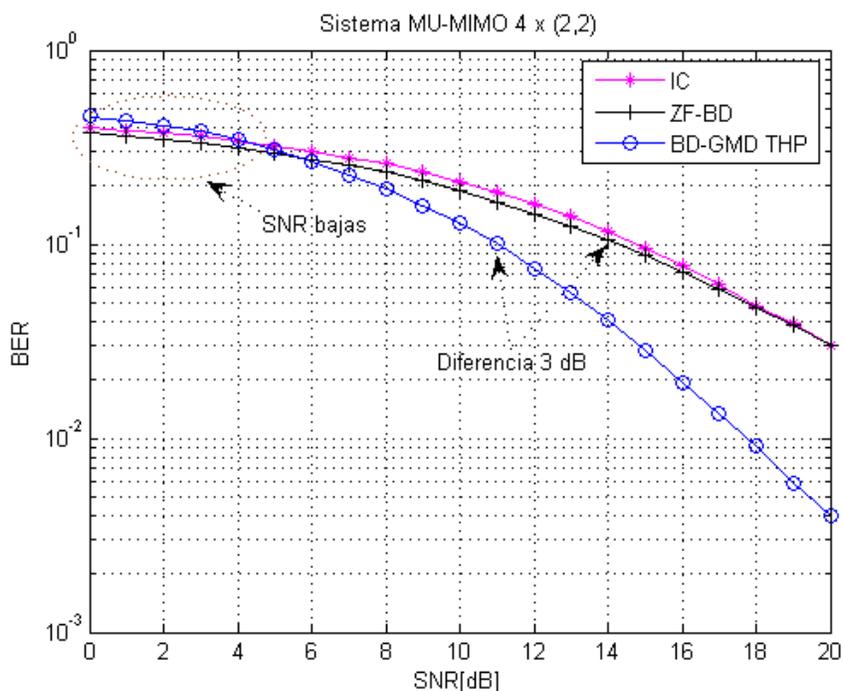


Figura 28. Comparativa del desempeño BER en un sistema

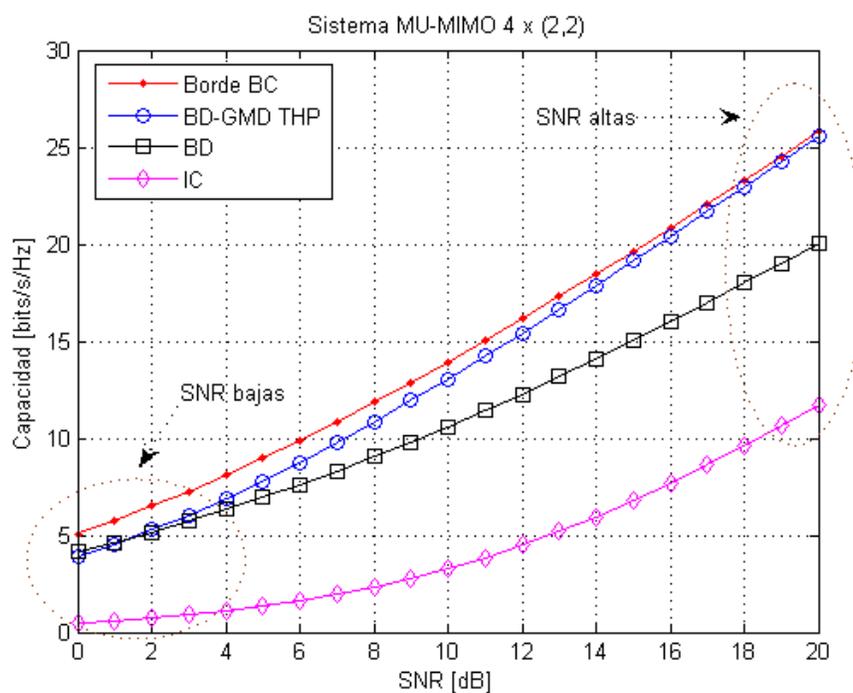
MU-MIMO 4 x (2,2) downlink con modulación QPSK.

Se muestra como el esquema BD-GMD con THP supera al algoritmo de diagonalización por bloques en régimen de SNRs altas, presentando una mejora de  $\pm 3$  dB para una  $BER = 10^{-1}$ . Mientras que, su desempeño disminuye notablemente e incluso es superado por el algoritmo de diagonalización por bloques e inversión del canal en régimen de SNR bajas.

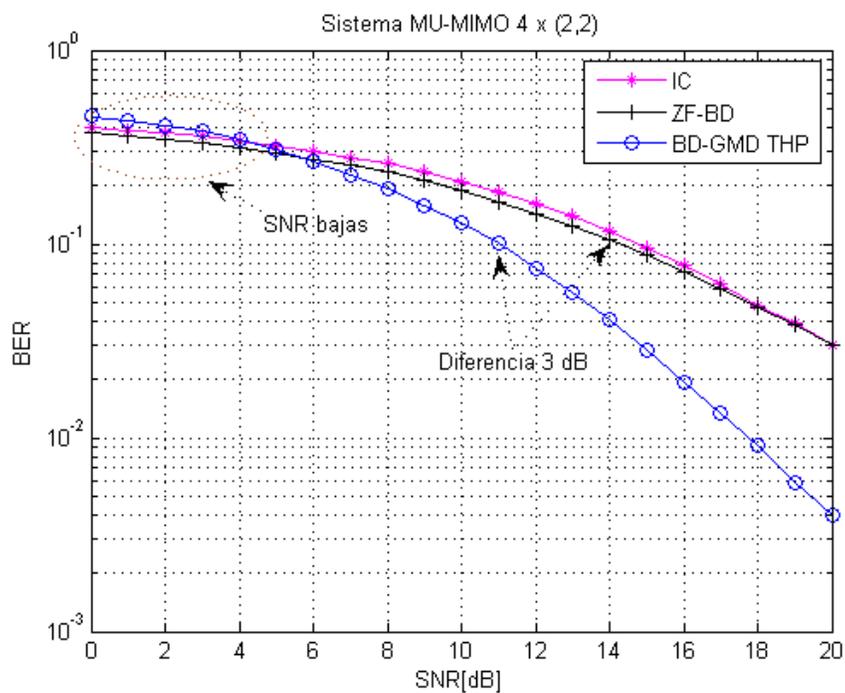


**Figura 28.** Comparativa del desempeño BER en un sistema MU-MIMO 4 x (2,2) downlink con modulación QPSK.

Se evidencia como la capacidad total del canal que alcanza el esquema BD-GMD con THP es muy cercana al borde Broadcast en tanto las SNRs sean lo suficientemente altas. Del mismo modo, muestra como el esquema BD-GMD con THP tiene una ganancia de la capacidad total del canal sobre los algoritmos de diagonalización por bloques e inversión del canal en régimen de SNR bajas.



**Figura 29.** Capacidad total del canal downlink en un sistema MU-MIMO 4 x (2,2) con modulación QPSK.

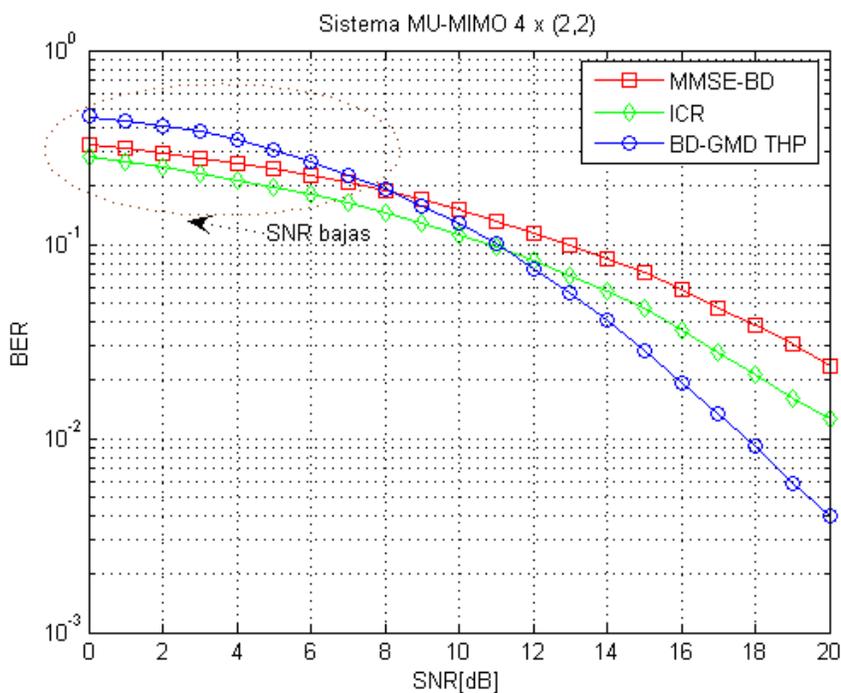


**Figura 28.** Comparativa del desempeño BER en un sistema

### MU-MIMO 4 x (2,2) downlink con modulación QPSK.

Se confirma que el esquema BD-GMD con THP es asintóticamente óptimo en términos del desempeño de la BER como de la capacidad total del canal en régimen de SNR altas.

Como en el caso anterior, se muestra como los algoritmos que consideran el ruido presente en el sistema ( $\sigma_n$ ) dentro de su diseño, es decir, BD con criterio MMSE e Inversión del Canal Regularizada, obtienen un mejor desempeño de la BER en régimen de SNRs bajas.



**Figura 30.** Comparativa del desempeño BER en un sistema MU-MIMO 4 x (2,2) downlink con modulación QPSK.

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

#### 7.1. Conclusiones

Tomando como referencia la literatura revisada en el desarrollo de esta investigación, queda evidenciado la presencia de la transmisión MIMO y MU-MIMO dentro de los estándares de comunicación inalámbrica actuales, tal como: IEEE 802.11, 802.16 y LTE. Esto debido a su potencial para incrementar significativamente la tasa de datos a través de la multiplexación espacial.

Con base en los resultados alcanzados en las simulaciones, se comprueba que la descomposición LQ asistida por la THP presenta un mejor compromiso en términos de la BER y de la capacidad total del canal downlink en régimen de SNR altas en comparación a los algoritmos de inversión del canal y de la descomposición en valores singulares. Por tanto, se confirma que los precodificadores no lineales (THP) superan a los precodificadores lineales (inversión del canal).

Queda demostrado que el esquema de procesamiento BD-GMD con THP explota lo mejor del desempeño de la BER como de la capacidad total del canal en tanto las SNRs sean lo suficientemente altas, lo cual implica que es asintóticamente óptima en este régimen. Mientras que, en régimen de SNR bajas su desempeño es pobre y por ende una pérdida en la capacidad total del canal es inevitable. De manera general se comprobó que los precodificadores que consideran el criterio MMSE dentro de su diseño (ICR y BDR) superan el desempeño BER de los precodificadores que son derivados bajo el

criterio de forzado a cero (IC y BD-GMD) en régimen de SNR bajas. Esto se debe a que el criterio MMSE toma en cuenta la presencia del ruido en el sistema y por tanto la distorsión de la señal recibida en cada usuario es minimizada.

## **7.2. Recomendaciones**

Futuras líneas de investigación deben abarcar el estudio de estos esquemas de procesamiento en sistemas con imperfecciones en la información del estado del canal (CSI). Asimismo, con el objetivo de incrementar la capacidad total del canal se debería proponer métodos que permitan un ordenamiento de los usuarios en el sistema y ensayarlos con un orden de constelación más alto (p.e. 16-QAM, 64-QAM).

Por otra parte, para complementar el estudio realizado en la presente investigación es necesario que se deriven los esquemas de procesamiento estudiados bajo el criterio MMSE con el objetivo de mejorar el desempeño BER en SNR bajas.

Finalmente, se recomienda ensayar algoritmos de precodificadores subóptimos con el objetivo de reducir la complejidad de cálculo y el tiempo de procesamiento en MATLAB®.

**BIBLIOGRAFÍA**

- M. Tomlinson. (1971). New automatic equaliser employing modulo arithmetic. *Electron. Lett.*, vol. 7, no. 5, 138-139.
- WG802.11 - Wireless LAN Working Group. (2009). *IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems—Local and metropolitan area networks—Specific requirements*. Piscataway - USA: IEEE.
- 3G Americas. (2008). *UMTS Evolution: From 3GPP Release 7 to Release 8*. Recuperado el 14 de July de 2018, de [https://www.3g4g.co.uk/Lte/LTE\\_WP\\_0806\\_3GAmericas.pdf](https://www.3g4g.co.uk/Lte/LTE_WP_0806_3GAmericas.pdf)
- 3GPP. (09 de 07 de 2018). Obtenido de 3GPP: <http://www.3gpp.org/specifications/67-releases>
- A. Zahid Piracha and S. Keun Oh. (2017). A Per-User Successive MMSE-THP Precoding Technique for Multi-Stream Multi-User MIMO Systems. *Revista del Instituto Coreano de Ciencias de la Comunicación*, 378 - 379.
- Adame, T., Bel, A., Bellalta, B., Barcelo, J., & Oliver, M. (December de 2014). IEEE 802.11ah: The WiFi Approach for M2m Communications. *IEEE Wireless Communications*, 21(6), 144-152.
- Afias, D., Bacha, M. Evans, J., and Hantly, S. (2004). On the sum capacity of multiusers MIMO channels. *Intl. Symp. on Inform. Thoery and its Applications*, 1013-1018.
- Alvear Rodríguez, P. D. (2017). *Análisis de los efectos ocasionados al usar el modelo de Rapp para un amplificador de potencia, en una transmisión OFDM con picos de*

*potencia elevada*. Sangolquí, Ecuador: ESPE - Departamento de Eléctrica y Electrónica.

Aruba Networks Team. (2012). *802.11ac Gigabit Wi-Fi, Chapter 1: Technology Fundamentals*. Sunnyvale - USA: Aruba White Paper.

Au, E. (26 de August de 2016). The Latest Progress on IEEE 802.11mc and IEEE 802.11ai. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 11(3), 19-21.

BAI Baoming and LI Xinmin. (2009). ZF-THP Combined with Received Beamforming for Multi-user MIMO Downlinks. *The 1st International Conference on Information Science and Engineering (ICISE2009)* (págs. 2779-2782). IEEE Computer Society.

Caire, G. and Shamai, S. . (2003). On the achievable throughput of multi-antena Gaussian Broadcast Channel. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1691-1706.

Costa, M. H. (1983). Writing on dirty paper. *IEEE Trans. Info. Theory*, 439-441.

Cudak, M. (2010). *IEEE 802.16m System Requirements*. IEEE.

Dahlman, E., Parkvall, S., Skold, J., & Beming, P. (2007). *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband*. London: Elseiver.

Denno, T. B. (2017). New MU-MIMO Random Access Employing THP with Correlation Based User Scheduling. *11th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, 1-5.

Dino, F. (15 de July de 2018). 3GPP. Obtenido de 3GPP RAN: Rel-12 and Beyond: [http://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1579-ran\\_rel12\\_and\\_beyond](http://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1579-ran_rel12_and_beyond)

Dr. Kshetrimayum, R. S. (2015). *MIMO Wireless Communications: An Introduction*. Guwahati: Indian Institute of Technology (IIT).

- E. Dahlman, S. P. (2013). 4G: LTE/LTE-Advanced for mobile broadband (Second Edition). *Academic Press*.
- Eadward, S. E. (Agosto de 2013). *IEEE 802.11 ac*. IEEE .
- Elias, P., Feinstein, A., & Shannon, C. (1957). A Note on the Maximum Flow Through a Network. *IRE Transactions on Information Theory*, 117 - 119.
- F. Cao and Ngoc-Dunf Dao. (2011). Received Beamformer Design for MMSE Multiuser Tomlinson-Harashima Precoding. *IEEE Communications Letters*, Vol. 15, No. 3, 293-295.
- Fischer, R. F., Windpassinger, C., Lampe, A., & Huber, J. B. (2010). Tomlinson-Harashima Precoding in Space-Time Transmission for Low-Rate Backward Channel. *Lehrstuhl für Informationsübertragung*, 1-6.
- Flore, D. (15 de July de 2018). *3GPP*. Obtenido de <http://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1628-rel13>
- Frenzel, A. M., Carrasco, A., Monachesi, E., & Chaile, M. G. (2010). *Efecto de la Foresta en las Transmisiones Electromagneticas dentro de una WLAN (LAN inalámbrica)*. Tucumán - Argentina: Editorial de la Universidad Tecnológica Nacional.
- G. Caire and S. Shamai (Shitz). (2003). On the Achievable Throughput of a Multiantenna Gaussian Broadcast Channel. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1691-1706.
- G. Foschini and M. Gans. (1998). On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 311-335.
- Godfrey, T. (2011). 802.16n System Requirements Document including SARM annex. *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, 1-14.

- Gour, D. S., Jain, R., Tikar, R., Bhatia, R., & Barahdiya, U. (Sept. de 2013). Performance Analysis of MAC 802.11 and MAC 802.16 for AODV Routing Protocol in MANET. *5th International Conference and Computational Intelligence and Comm. Networks*, 129-133.
- H. Harashima and H. Miyakawa. (1972). Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Trans. Commun*, vol. 20, no. 4, 774-780.
- Hampton, J. R. (2014). *Introduction to MIMO Communications*. New York - USA: Cambridge University Press.
- Hassan, N., & Fernando, X. (2017). Massive MIMO Wireless Networks: An Overview. *Electronics 2017*, 6, 63, 1-29.
- Hiertz, G. R., Denteneer, D., & Stibor, L. (22 de Enero de 2010). The IEEE 802.11 universe. *IEEE Communications Magazine*, 48(1), 62-70.
- IEEE 802.16 WG. (2013). Amendment 2: Higher Reliable Networks (IEEE 802.16a). *IEEE*, 1-319.
- IEEE 802.16 Working Group. (2017). 802.16-2017 IEEE Standar for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems-Amendment 4: Fixed and Mobiles Wireless Access in Channel Bandwidth up to 1.25 MHz. *IEEE*, 1-42.
- International Telecommunication Union. (2017). *Measuring the Information Society Report 2017 - Executive summary*. Geneva, Switzerland: ITU.
- J. Cioffi & G. Cinis. (2000). A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, 1627-1637.

- J. Liu, R. C. (2010). Lattice-reduction-aided robust detection and precoding for MIMO systems. *Proc. 5th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM2010)*.
- Jiang, Y., Hager, W. W., & Li, J. (Feb. 2005). The Geometric Mean Decomposition. *Linear Algebra and its Applications*, 396, 373-384.
- Jindal, N. a. (2005). Dirty paper coding vs TDMA for MIMO broadcast channel. *IEEE Trans. Info. Theory (vol. 51)*, 1783-1794.
- Joham, M. Utschick, W. and Nosssek, J.A. (2005). *IEEE Trans. Signal Processing*, 53(8), 2700-2712.
- K. Hoshino, M. M. (2017). An extension of Tomlinson-Harashima Precoding for downlink Muti-User MIMO Systems. *IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*.
- K. Imamura and F. Takahata. (2016). A search algorithm of optimal perturbation vectors by applying ray detection in real signal space to MU-MIMO NPL based on LR-THP. *IEICE Trans. Commun. vol. B99-B, no. 8*, 591-601.
- K. Nishimura, T. M. (2015). A Novel Modulo Loss Suppression Scheme Employing Theoretical BER Formula for MU-MIMO THP Systems. *Vehicular Technology Conference (VTC Fall)* (págs. 1-5). Boston: IEEE Xplore.
- K. Zu, B. S. (2014). Coordinated Tomlinson-Harashima precoding design algorithms for overload multi-user MIMO Systems. *Proc. ISWCS*, 165-169.
- Kim, E., Cha, J., Park, J.-J., Lee, H., Lim, K., & Chang, S. (2014). *UL Multi-BS MIMO*. IEEE 802.16 Broadband Wireless Access WG.

- Krouk, E., & Semenov, S. (2011). *Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications*. West Sussex: John Willey and Sons.
- Lee, O. S. (2003). Antennas-assisted round robin scheduling for MIMO cellular systems. *IEEE Commun. Letters (vol: 7, Issues: 3)*, 109-111.
- Lenstra A. K., Lenstra H. W., Lovász. (1982). Factoring Polynomials with Rational Coefficients. *Math Ann.*, 261, 2061.
- Lin, S., Ho, W. W., & Liang, Y.-C. (Jul. 2008). Block Diagonal Geometric mean Decomposition (BD-GMD) for MIMO Broadcast Channels. *IEEE Transaction on Wireless Communications*, 2778-2789.
- LitePoint. (2013). *IEEE 802.11ac: What Does it Means for Test?* LitePoint.
- M. Joham, J. B. (2004). MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding. *Proc. 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (ITG SCC`04)*, 387-394.
- Molina C., C. E. (2012). Transmisión de Señales - Factores que Afectan la Transmisión. *RedTauros Ltda., Telecomunicaciones*, 1-13.
- Molisch, A. F. (2011). *Wireless Communications, Second Edition*. Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd.
- Muñoz, R. (27 de febrero de 2018). El número de líneas móviles supera por primera vez a la población mundial. *El Pa'isi - España*.
- N. K. Chavali, K. K. (2017). Downlink MU-MIMO with THP Combined with Pre- and Post-processing and Selection of the Processing Vectors for Maximization of Per-Stream SNR. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66 No.3, 2223-2236.

- N. K. Chavali, V. U. (2014). Combining pre- and post-processing with Tomlinson-Harashima precoding in Downlink MU-MIMO with each user having arbitrary number of antennas. *Proc. SPCOM*, 1-4.
- Nakamura, T. (13 de Julio de 2018). 3GPP. Obtenido de [ftp://www.3gpp.org/workshop/2009-12-17\\_ITU-R\\_IMT-Adv\\_eval/docs/pdf/REV-090006.pdf](ftp://www.3gpp.org/workshop/2009-12-17_ITU-R_IMT-Adv_eval/docs/pdf/REV-090006.pdf)
- Nitsche, T., Cordeiro, C., Flores, A. B., Knightly, E. W., Perahia, E., & Widmer, J. C. (11 de December de 2014). IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz Communication for Multi-Gigabit-per-Second Wi-Fi. *IEEE Communications Magazine*, 52(12), 132-141.
- Olexa, R. (2004). *Implementing 802.11, 802.16 and 802.20 wireless networks planning, troubleshooting and maintenance*. Boston: Newnes.
- Peel, C. B., Hochwald, B. M. and Swindlehurst, A. L. (2005). A vector-perturbation technique for near-capacity multiantennas multiuser communication-part I: Channel inversion and regularization. *IEEE. Tran. Commun.*, 53, 195-202.
- R.F.H. Fischer, C. W. (2002). Space-Time Transmission using Tomlinson-Harashima Precoding. *4th Intern. ITG Conf. on Source and Channel Coding*.
- Rajiv, B. (23 de April de 2017). *MIMO Technology in Wireless Communication*. Obtenido de RF Page: <https://www.rfpage.com/mimo-technology-in-wireless-communication/>
- Richter, V., Radeke, R., & Lehnert, R. (2014). QoS Concept for IEEE 802.16-2012 Based WiMAX Networks. *10th International Conference on Wireless and Mobile Computing Networking and Communications (WiMob)*, 371-377.

- Roessler, A., Schlien, J., Merkel, S., & Kottkamp, M. (June de 2014). LTE-Advanced (3GPP Rel. 12): Technology Introduction. Rohde&Schwarz.
- Ruiz, A., & Bautista, S. (2016). Factores influyentes en la generación de residuos de telefonía móvil. Caso Colombia. *Gestión y Ambiente, Volumen 19, Número 2*, 228-239.
- S. Kinjo and S. Ohno. (2017). A computationally Efficient Algorithm for Downlink Multiuser MIMO Systems Maximizing a Sum-Rate. *18th International Workshop on Signal Processing Advantages in Wireless Communications*, 1-5.
- S. Takebuchi, H. T. (2013). Hybrid ARQ for Modulo Loss Reduction in Multi-User MIMO THP Systems. *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems*, 375-380.
- Sauter, M. (2017). *From GSM to LTE-ADVANCED PRO and 5G* (Tercera ed.). Chichester : Willey.
- Scrace, A., Meredith, J., Arzelier, C., Gutierrez, C., Rodermund, F., Usai, P., . . . Pope, M. (2004). *Overview of 3GPP Release 99: Summary of all Release 99 Features*. ETSI Mobile Competence Centre.
- Sendin, A., Sanchez, M. A., Berganza, I., Simon, J., & Urrutia, I. (2016). *Telecommunication Networks for the Smart Grid*. Boston: Artech House.
- Spencer, Q. H., Swindlehurst, A. L., and Haardt, M. (Feb. de 2004). Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 52(2), 461-471.

- T. Taniguchi, N. R. (2013). Investigations on MUti-User MIMO System Based on THP under Frequency Selective Scenario. *11th Malaysia International Conference on Communications* (págs. 228-233). Kuala Lumpur: IEEE.
- Tim Brown, P. K. (2012). *Practical Guide to MIMO Radio Channel: With MATLAB Examples*. New York: John Wiley & Sons.
- V. Stankovic & M. Haardt. (2004). Multi-user MIMO downlink precoding for users with multiple antennas. *Proc. 12-th Meeting of the Wireless World Research Forum (WWRF)*, 1-6.
- V. Stankovic and M. Haardt. (2005). Successive Optimization Tomlinson-Harashima Precoding for Multi-User MIMO Systems. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*.
- V. Stankovic and M. Haardt. (2006). Novel Linear and Non-Linear Multi-User MIMO Downlink Precoding with improved diversity and Capacity. *Proc. 16-th Meeting of the Wireless World Research Fourum (WWRF)*.
- V. Stankovic and M. Haardt. (March de 2008). Generalized design of multi-user MIMO precoding matrices. *IEEE Trans. Wireless Communicatons*, 7, 953-961.
- Vargas, C. V., López, W. E., & da Rocha, C. F. (2007). Sistemas de Comunicación Inalámbrica MIMO - OFDM. *Acta Nova; Vol. 3, Nº 4*, 761-777.
- W. Yu, D. Varodayan and J. Cioffi. (July de 2005). Trellis and convolutional precoding for transmitter-based interference presubtraction. *IEEE Trans. Communication*, 53, 1220-1230.
- Wannstron, J. (13 de Junio de 2013). 3GPP. Obtenido de <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>

Weingarten, H., Steinberg, Y. and Shamai, S. (2006). The capacity region of the Gaussian MIMO broadcast channel. *IEEE. Trans. Info. Theory*, 52, 3936-3964.

Windpassinger C., Fuscger R. F. H., and Huber J. B. (December de 2004). Lattice-Reduction-Aided Broadcast Precoding. *IEEE Transactions on Communications*, 52(12), 2057-2060.

Windpassinger C., Fischer R. F. H., Vencel T. and J. B. Huber. (July de 2004). Precoding in Multiantenna and Multiuser Communications. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 3(4), 1305-1316.

Y. Soo Cho, J. K.-G. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.

Y. Soo Cho, J. K.-G. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Comunciations with Matlab*. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.