

**Estudio, diseño e implementación del enlace ascendente de comunicaciones
NVIS multiportadora de baja potencia y diversidad de polarización**

José-María Maso Llinas

<http://hdl.handle.net/10803/688336>

Data de defensa: 10-05-2023

ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. The access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

TESIS DOCTORAL

Título	Estudio, diseño e implementación del enlace ascendente de comunicaciones NVIS multiportadora de baja potencia y diversidad de polarización
Realizada por	José-María Maso Llinas
en el Centro	Facultad Internacional de Comercio y Economía Digital La Salle
y en el Departamento	Ingeniería
Dirigida por	Dr. Joan Lluís Pijoan Vidal

*Al meu pare i a la meva mare,
per tot el que he après de vosaltres
que m'ha fet ser la persona que soc.*

Gràcies per tot.

Agraeixo,

al Dr. Joaquim Porté per tot el que hem viscut junts, son molts moments, no canviaria res, resumidament ha sigut espectacular;

al Dr. Joan Lluís Pijoan i al Dr. David Badia per l'oportunitat de formar part d'aquest projecte, la confiança donada i tot el que he pogut aprendre de vosaltres;

a Tomás González per tot el recolzament, converses i experiències que hem compartit;

a Jordi Malé per tota la feina que ha fet possible que el projecte i la investigació segueixi endavant.

Contenido

PARTE I	INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1	MOTIVACIÓN, CONTEXTO, HIPÓTESIS Y OBJETIVOS	3
1.1	MOTIVACIÓN	3
1.2	ESTADO DEL ARTE	5
1.2.1	DISPOSITIVOS RIoT	5
1.2.2	COMUNICACIONES HF: DX Y NVIS	6
1.2.3	CAPA FÍSICA NVIS PARA DISPOSITIVOS RIoT	7
1.3	HIPÓTESIS Y OBJETIVOS DEL ESTUDIO	8
1.4	ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO	10
CAPÍTULO 2	PLATAFORMA NVIS	13
2.1	HARDWARE	13
2.1.1	PLATAFORMA RED PITAYA	15
2.1.2	PLATAFORMA RASPBERRY PI 3	17
2.1.3	PLATAFORMA TEENSY	17
2.1.4	GPS	18
2.1.5	AMPLIFICADOR BONN	19
2.1.6	<i>BAND PASS FILTER</i>	20
2.1.7	<i>LOW NOISE AMPLIFIER</i>	20
2.1.8	<i>PHASING NETWORK</i>	21
2.1.9	ANTENA V INVERTIDA EN SISTEMA DE TRANSMISIÓN	23
2.1.10	ANTENA V INVERTIDA EN SISTEMA DE RECEPCIÓN	25
2.2	SOFTWARE	27
2.2.1	ZYNQ 7010	27
2.2.2	MATLAB	28
PARTE II	CONTRIBUCIONES	31
CAPÍTULO 3	ESTUDIO DEL CANAL NVIS	33
3.1	INTRODUCCIÓN	33
3.2	SONDEO REALIZADO	34
3.2.1	ESCENARIO DE ESTUDIO	34
3.2.2	DISEÑO DE LA TRAMA TRANSMITIDA	35
3.2.3	BANCO DE PRUEBAS	41
3.3	ANÁLISIS DEL CANAL Y MODULACIONES	42
3.3.1	DISPONIBILIDAD DEL CANAL NVIS	42
3.3.2	ALTURA DE LAS CAPAS IONOSFÉRICAS	43
3.3.3	ANÁLISIS DEL <i>DELAY SPREAD</i>	44
3.3.4	ANÁLISIS DEL <i>DOPPLER SPREAD</i>	46

3.3.5 ANÁLISIS DEL <i>DOPPLER SHIFT</i>	48
3.4 CONCLUSIONES	49

CAPÍTULO 4 ESTUDIO DEL ENLACE ASCENDENTE OFDM **51**

4.1 INTRODUCCIÓN	51
4.2 DISEÑO DE LA OFDM	52
4.2.1 ENLACE NVIS SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	53
4.2.2 ENLACE NVIS CON PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	55
4.2.3 DISEÑO DE LA TRAMA PROPUESTA	56
4.3 SIMULACIÓN DEL ENLACE ASCENDENTE	57
4.3.1 BANCO DE PRUEBAS	58
4.3.2 PRIMERAS CONCLUSIONES	59
4.4 ESTUDIO DEL ENLACE ASCENDENTE	60
4.4.1 ESCENARIO DEL ESTUDIO	60
4.4.2 <i>CLIPPING RATIO</i>	60
4.4.3 BANCO DE PRUEBAS	61
4.5 ANÁLISIS DEL ENLACE ASCENDENTE	63
4.5.1 BER SEGÚN E_B/N_0	63
4.5.2 BER CDF Y E_B/N_0 FIJO	65
4.5.3 BER CDF	69
4.6 ESTUDIO DE LA OFDM CON CR VARIABLE	70
4.6.1 TEST SIMULADO OFDM CR VARIABLE	71
4.6.2 BANCO DE PRUEBAS OFDM CR VARIABLE	72
4.6.3 BER CDF SEGÚN CR	72
4.7 CONCLUSIONES	73

CAPÍTULO 5 ESTUDIO DE TÉCNICAS DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN **75**

5.1 INTRODUCCIÓN	75
5.2 DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN Y DIVERSIDAD ESPACIAL	75
5.3 SONDEO REALIZADO	76
5.3.1 ESCENARIO DEL ESTUDIO	76
5.3.2 BANCO DE PRUEBAS	77
5.4 RESULTADOS OBTENIDOS	77
5.4.1 E_B/N_0 RECIBIDO SEGÚN TÉCNICAS DE POLARIZACIÓN	78
5.4.2 E_B/N_0 A LO LARGO DEL DÍA SEGÚN TÉCNICAS DE POLARIZACIÓN	79
5.4.3 BER CDF SEGÚN TÉCNICAS DE POLARIZACIÓN	80
5.4.4 BER CDF SEGÚN LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN	83
5.4.5 NÚMERO DE TRANSMISIONES SEGÚN <i>SELECTION COMBINING</i>	84
5.4.6 TRAMA Y MODULACIÓN OFDM CON PC CON Y SIN USO DE TÉCNICAS DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN	85
5.5 CONCLUSIONES	86

PARTE III CONCLUSIONES **89**

<u>CAPÍTULO 6</u>	<u>CONCLUSIONES DE LA TESIS</u>	<u>91</u>
<u>CAPÍTULO 7</u>	<u>LÍNEAS DE FUTURO</u>	<u>93</u>
<u>PARTE IV</u>	<u>ANEXOS</u>	<u>95</u>
<u>CAPÍTULO 8</u>	<u>STUDY OF NVIS CHANNEL FOR USN PROTOCOL DEFINITION IN ANTARCTICA</u>	<u>97</u>
<u>CAPÍTULO 9</u>	<u>IONOSPHERIC POLARIZATION TECHNIQUES FOR ROBUST NVIS REMOTE SENSING PLATFORMS</u>	<u>119</u>
<u>CAPÍTULO 10</u>	<u>NVIS MULTICARRIER MODULATIONS FOR REMOTE-SENSOR APPLICATIONS</u>	<u>137</u>
<u>CAPÍTULO 11</u>	<u>REFERENCIAS</u>	<u>157</u>

Lista de figuras

FIGURA 1. JOSÉ-MARÍA MASO (DERECHA) Y DR. JOAQUIM PORTÉ (IZQUIERDA) REALIZANDO LA INSTALACIÓN DEL SISTEMA RECEPTOR EN CALETA ARGENTINA (ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SUR, ANTÁRTIDA) EN LA CAMPAÑA ANTÁRTICA ESPAÑOLA 2018-2019	4
FIGURA 2. EJEMPLO DE DIFERENCIAS DE ÁNGULOS DE TRANSMISIÓN Y DE ALCANCE EN UN ENLACE NVIS Y EN UN ENLACE DX [37]	7
FIGURA 3. ESQUEMA DE LA PLATAFORMA DE SONDEO DESARROLLADA PARA ENLACES NVIS	14
FIGURA 4. SISTEMA RECEPTOR DE LA PLATAFORMA DE SONDEO DESARROLLADA PARA ENLACES NVIS	15
FIGURA 5. PLATAFORMA RED PITAYA [70] INTEGRADA EN LA PLATAFORMA DE SONDEO NVIS PARA EL PROCESADO DE LAS SEÑALES RF	16
FIGURA 6. PLATAFORMA RASPBERRY PI 3 [71] INTEGRADA EN LA PLATAFORMA DE SONDEO NVIS PARA LLEVAR A CABO EL CONTROL PRINCIPAL DE ESTA	17
FIGURA 7. PLATAFORMA TEENSY INTEGRADA EN LA PLATAFORMA TRANSMISORA DE SONDEO NVIS PARA LLEVAR A CABO EL CONTROL DEL AMPLIFICADOR	18
FIGURA 8. ADAFRUIT ULTIMATE GPS BREAKOUT [74] INTEGRADO EN LA PLATAFORMA DE SONDEO NVIS PARA EL PROCESADO DE SEÑALES GPS	19
FIGURA 9. ANTENA GPS INTEGRADA EN LA PLATAFORMA DE SONDEO NVIS PARA LA RECEPCIÓN DE SEÑALES GPS	19
FIGURA 10. AMPLIFICADOR BONN MODELO BLWA 0103-250 INTEGRADO EN LA PLATAFORMA TRANSMISORA DE SONDEO NVIS	20
FIGURA 11. BPF PCB INTEGRADO EN LA PLATAFORMA RECEPTORA DE SONDEO NVIS	20
FIGURA 12. MINI-CIRCUITS ZFL-500LN+ LNA [77] INTEGRADO EN LA PLATAFORMA RECEPTORA DE SONDEO NVIS PARA AMPLIFICAR LA SEÑAL RECIBIDA	21
FIGURA 13. ESQUEMA DE LA PN DE LA PLATAFORMA RECEPTORA DE SONDEO NVIS PARA EL ANÁLISIS Y APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE POLARIZACIÓN	22
FIGURA 14. IMAGEN DE LA PN [67] INTEGRADA EN LA PLATAFORMA RECEPTORA DE SONDEO NVIS PARA EL ANÁLISIS Y APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE POLARIZACIÓN	22
FIGURA 15. ANTENA V INVERTIDA SITUADA EN LA BAE JUAN CARLOS I (ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA)	23
FIGURA 16. ANTENA V INVERTIDA SITUADA EN LA SALLE CAMPUS BARCELONA URL, BARCELONA, ESPAÑA [67]	24
FIGURA 17. ESQUEMA ANTENA V INVERTIDA [78] CON SUS DIMENSIONES SEÑALADAS SEGÚN LA TABLA 2	24
FIGURA 18. BALUN INTEGRADO EN LA PLATAFORMA NVIS PARA ADAPTAR LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR CON LA ANTENA	25
FIGURA 19. ANTENA V INVERTIDA EN CALETA ARGENTINA (ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA)	26
FIGURA 20. ANTENA V INVERTIDA EN GLACIAR ROCOSO (ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA)	26
FIGURA 21. ANTENAS V INVERTIDA EN PERPENDICULAR UBICADAS EN EL CASAL SANT JOSEP DE LA SALLE (CAMBRILS TARRAGONA, ESPAÑA) [67]	27
FIGURA 22. ESQUEMA DE LA ESTRUCTURA PROGRAMADA EN LA ZYNQ 7010 [64] DE LA PLATAFORMA RED PITAYA	28
FIGURA 23. ESQUEMA DE BLOQUES DEL POSTPROCESADO DE SEÑALES DESARROLLADO EN MATLAB PARA EL ANÁLISIS DE RESULTADOS	29
FIGURA 24. SONDEOS REALIZADOS ENTRE LA BAE JUAN CARLOS I Y CALETA ARGENTINA (ARGENTINA COVE) Y GLACIAR ROCOSO (ROCKIE GLACIER) EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	34
FIGURA 25. POTENCIA RECIBIDA Y CAMPO ELÉCTRICO RECIBIDO DE LA ONDA TERRESTRE SEGÚN LA DISTANCIA ENTRE EL SISTEMA TRANSMISOR Y RECEPTOR	35
FIGURA 26. DISEÑO DE LA TRAMA TRANSMITIDA EN EL ESTUDIO DE CANAL REALIZADO	36
FIGURA 27. SUPERPOSICIÓN DE 150 SECUENCIAS PN CORRELADAS RECIBIDAS DURANTE EL ESTUDIO DE CANAL ENTRE LA BAE JUAN CARLOS I Y CALETA ARGENTINA (ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA)	40
FIGURA 28. IONOGRAMA DEL 15 DE FEBRERO DE 2019 REALIZADO EN LA BAE JUAN CARLOS I (ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA) POR EL OBSERVATORIO DE L'EBRE	40
FIGURA 29. DISPONIBILIDAD DEL CANAL NVIS EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	43

FIGURA 30. VARIABILIDAD DE LA ALTURA DE LAS CAPAS IONOSFÉRICAS F2 Y E A LO LARGO DEL DÍA EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	44
FIGURA 31. VARIABILIDAD DEL DELAY SPREAD DEL CANAL NVIS A LO LARGO DEL DÍA EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	45
FIGURA 32. VARIABILIDAD DEL DELAY SPREAD DEL CANAL NVIS CON PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE A LO LARGO DEL DÍA EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	46
FIGURA 33. VARIABILIDAD DEL DOPPLER SPREAD DEL CANAL NVIS A LO LARGO DEL DÍA EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	47
FIGURA 34. VARIABILIDAD DEL DOPPLER SPREAD DEL CANAL NVIS CON PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE A LO LARGO DEL DÍA EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	48
FIGURA 35. VARIABILIDAD DEL DOPPLER SHIFT DEL SISTEMA A LO LARGO DEL DÍA EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	49
FIGURA 36. MATRIZ OFDM ADAPTADA A ENLACES NVIS SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	54
FIGURA 37. MATRIZ OFDM ADAPTADA A ENLACES NVIS CON PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	56
FIGURA 38. DISEÑO DE LA TRAMA OFDM ADAPTADO A ENLACES NVIS CON Y SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	57
FIGURA 39. COMPARACIÓN ENTRE LA SIMULACIÓN DEL DISEÑO OFDM EN UN CANAL NVIS CON Y SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE (GW) Y RECEPCIONES REALES DE MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA (QPSK Y 4FSK) EN UN CANAL NVIS CON Y SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	59
FIGURA 40. ENLACE NVIS SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE BARCELONA-CAMBRILS REALIZADO PARA EL ESTUDIO LA TRAMA OFDM Y MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM	60
FIGURA 41. TRAMA TRANSMITIDA PARA EL ESTUDIO DE LA TRAMA OFDM Y MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM	62
FIGURA 42. RESULTADOS DE BER SEGÚN E_b/N_0 PARA $M = 4$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	64
FIGURA 43. RESULTADOS DE BER SEGÚN E_b/N_0 PARA $M = 8$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	64
FIGURA 44. RESULTADOS DE BER SEGÚN E_b/N_0 PARA $M = 16$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	65
FIGURA 45. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA $E_b/N_0 = 5$ dB Y $M = 4$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	66
FIGURA 46. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA $E_b/N_0 = 5$ dB Y $M = 8$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	66
FIGURA 47. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA $E_b/N_0 = 5$ dB Y $M = 16$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	67
FIGURA 48. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA $E_b/N_0 = 8$ dB Y $M = 4$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	68
FIGURA 49. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA $E_b/N_0 = 8$ dB Y $M = 8$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	68
FIGURA 50. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA $E_b/N_0 = 8$ dB Y $M = 16$ EN EL ESTUDIO DE LAS MODULACIONES OFDM, PSK, FSK Y QAM	69
FIGURA 51. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER DE LA MODULACIÓN 4QAM, 8PSK, OFDM CON MODULACIÓN 4QAM Y OFDM CON MODULACIÓN 8PSK CON POTENCIAS DE 4.7 W, 5.1 W, 3.4 W Y 3.7 W RESPECTIVAMENTE	70
FIGURA 52. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER PARA EL ESTUDIO DE LA MODULACIÓN OFDM CON VARIACIONES DEL CR A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	73
FIGURA 53. RESULTADOS DE LA CDF DEL E_b/N_0 RECIBIDO DE LA MODULACIÓN 4-QAM A 50 W DE POTENCIA TRANSMITIDA Y SEGÚN LA SEÑAL RECIBIDA O SEGÚN EL TIPO DE TÉCNICA DE POLARIZACIÓN APLICADA EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	79
FIGURA 54. RESULTADOS DEL E_b/N_0 A LO LARGO DEL DÍA PARA LA MODULACIÓN 4-QAM, 50 W DE POTENCIA TRANSMITIDA Y SEGÚN LA SEÑAL RECIBIDA O SEGÚN EL TIPO DE TÉCNICA DE POLARIZACIÓN APLICADA EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	80
FIGURA 55. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER DE MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM PARA $M = 4$, 50 W DE POTENCIA TRANSMITIDA Y SEGÚN LA SEÑAL RECIBIDA O SEGÚN EL TIPO DE TÉCNICA DE POLARIZACIÓN APLICADA EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	81

FIGURA 56. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER DE MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM PARA $M = 8$, 50 W DE POTENCIA TRANSMITIDA Y SEGÚN LA SEÑAL RECIBIDA O SEGÚN EL TIPO DE TÉCNICA DE POLARIZACIÓN APLICADA EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	82
FIGURA 57. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER DE MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM PARA $M = 16$, 50 W DE POTENCIA TRANSMITIDA Y SEGÚN LA SEÑAL RECIBIDA O SEGÚN EL TIPO DE TÉCNICA DE POLARIZACIÓN APLICADA EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	83
FIGURA 58. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER DE MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK PARA $M = 4$ Y $M = 8$, POTENCIA DE TRANSMISIÓN DE 6 W, 12 W, 25 W Y 50 W CON LA APLICACIÓN DE LA TÉCNICA DE POLARIZACIÓN SC EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	84
FIGURA 59. RESULTADOS BASADOS EN UNA DISTRIBUCIÓN DE BERNOULLI PARA SIMULAR LA PROBABILIDAD DE OBTENER UN BER 0 SEGÚN NÚMERO DE RETRANSMISIONES CON MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA 4-PSK Y 8-PSK CON LA TÉCNICA DE POLARIZACIÓN SC Y POTENCIAS DE TRANSMISIÓN DE 6 W, 12 W, 25 W Y 50 W EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN	85
FIGURA 60. RESULTADOS DE LA CDF DEL BER DE LA MODULACIÓN OFDM CON UNA MODULACIÓN 4-QAM, POTENCIA DE TRANSMISIÓN DE 4.6 W Y SEGÚN LA SEÑAL RECIBIDA O SEGÚN EL TIPO DE TÉCNICA DE POLARIZACIÓN APLICADA EN EL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	86
FIGURA 61. INVESTIGADORES JOSÉ-MARÍA MASO (DERECHA), TOMÁS GONZÁLEZ (CENTRO) Y ADRIÀ MALLORQUÍ (IZQUIERDA) EN CALETA ARGENTINA DURANTE LA CAMPAÑA ANTÁRTICA ESPAÑOLA 2021-2022	93

Lista de tablas

TABLA 1. MODULACIÓN Y VELOCIDAD DE BIT SEGÚN MIL-STD-188-110D APÉNDICE C [38]	8
TABLA 2. OPTIMIZACIÓN DE LA ANTENA V INVERTIDA [78] MOSTRADA EN LA FIGURA 17	25
TABLA 3. BANCO DE PRUEBAS DEL ESTUDIO DEL CANAL NVIS	42
TABLA 4. COMPARACIÓN DEL CANAL NVIS SONDEADO CON Y SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE, EL CANAL NVIS PERTENECIENTE A ESTUDIOS ANTERIORES Y EL CANAL DX PERTENECIENTE A ESTUDIOS ANTERIORES	50
TABLA 5. CONFIGURACIÓN OFDM ADAPTADA A ENLACES NVIS SIN PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	54
TABLA 6. CONFIGURACIÓN OFDM ADAPTADA A ENLACES NVIS CON PRESENCIA DE ONDA TERRESTRE	55
TABLA 7. BANCO DE PRUEBAS DEL ESTUDIO DE MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA REALIZADO DURANTE EL ESTUDIO DE CANAL NVIS EN ISLA DE LIVINGSTON, ARCHIPIÉLAGO SHETLAND SOUTH, ANTÁRTIDA	58
TABLA 8. BANCO DE PRUEBAS DEL ESTUDIO DE LA TRAMA OFDM Y MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM	62
TABLA 9. RESULTADOS DEL TEST SIMULADO DE LA MODULACIÓN OFDM CON VARIACIONES DEL CR A TRAVÉS DE UNA DISTRIBUCIÓN RAYLEIGH CON UN SNR DE 0 DB CON UN MULTICAMINO SECUNDARIO RETRASADO 250 MS DEL CAMINO PRINCIPAL CON UNA ATENUACIÓN DE 3 DB	71
TABLA 10. BANCO DE PRUEBAS PARA EL ESTUDIO DE LA MODULACIÓN OFDM CON VARIACIONES DEL CR A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	72
TABLA 11. TABLA COMPARATIVA DE LOS RESULTADOS DEL BER OBTENIDOS PARA LA OFDM CON LA MODULACIÓN 4-QAM, LA OFDM CON LA MODULACIÓN 8-PSK, 4-QAM Y 8-PSK CON POTENCIAS DE TRANSMISIÓN SIMILARES Y CR IGUALES PARA LAS MODULACIONES OFDM	74
TABLA 12. BANCO DE PRUEBAS DEL ESTUDIO DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN REALIZADO A TRAVÉS DEL ENLACE NVIS BARCELONA-CAMBRILS	77
TABLA 13. RESULTADOS DE LA CDF PARA $BER < 10^{-4}$ EN EL ESTUDIO DE TÉCNICAS DE POLARIZACIÓN SC Y EGC EN MODULACIONES DE BANDA ESTRECHA PSK, FSK Y QAM PARA POTENCIAS DE TRANSMISIÓN DE 6 W, 12 W Y 50 W	87
TABLA 14. TABLA RESUMEN DE LA MEJOR MODULACIÓN, TÉCNICA DE POLARIZACIÓN, POTENCIA DE TRANSMISIÓN SEGÚN EL DELAY SPREAD DEL CANAL Y E_b/N_0	87

Glosario

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AEI	Agencia Estatal de Investigación
APRS	<i>Automatic Packet Reporting System</i>
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
BAE	Base Antártica Española
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPF	<i>Band Pass Filter</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CR	<i>Clipping Ratio</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DDC	<i>Digital Down Converter</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesizer</i>
DS-SS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i>
DUC	<i>Digital Up Converter</i>
DX	<i>Distance X</i>
E_b/N_0	Energía por bit en la densidad espectral de potencia de ruido
EGC	<i>Equal-Gain Combining</i>
EUA	Estados Unidos de América
FEDER	Fondo Europeo de Desarrollo Regional
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FSK	<i>Frequency-Shift Keying</i>
FSR	<i>Full Scale Range</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GRITS	Grupo de Investigación en Internet Technologies & Storage
GR-SETAD	<i>Grup de Recerca en Sistemes Electrònics, Telecomunicacions i Anàlisi de Dades</i>
GW	<i>Groundwave</i>

HF	<i>High Frequency</i>
IBO	<i>Input Back-Off</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
ksps	<i>Kilosamples per second</i>
LHCP	<i>Left-Hand Circular Polarization</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
MCIU	Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades
MIL-STD	<i>Military Standard</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MINECO	Ministerio de Economía y Competitividad
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
Msps	<i>Megasamples per second</i>
MUF	<i>Maximum Usable Frequency</i>
NVIS	<i>Near Vertical Skywave Incidence</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access</i>
OTAN	Organización del Tratado del Atlántico Norte
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PC	<i>Partially Clipping</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PL	<i>Programmable Logic</i>
PN	<i>Phasing Network</i>
ppm	Partes por millón
PS	<i>Processing System</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
PTS	<i>Partial Transmit Sequence</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	Radiofrecuencia
RHCP	<i>Right-Hand Circular Polarization</i>

RIoT	<i>Remote Internet of Things</i>
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
ROE	Relación de Onda Estacionaria
SC	<i>Selection Combining</i>
SC-FDE	<i>Single-Carrier Frequency Domain Equalization</i>
SC-FDMA	<i>Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SHF	<i>Super High Frequency</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SLM	<i>Selected Mapping</i>
SQNR	<i>Signal to Quantization Noise Ratio</i>
SSN	<i>Sun Spot Number</i>
STANAG	<i>Standarization Agreement</i>
TFG	Trabajo final de grado
TFM	Trabajo final de máster
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
URL	<i>Universitat Ramon Llull</i>
UTC	<i>Universal Time Coordinated</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
XPD	<i>Cross-Polarization Discrimination</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

PARTE I INTRODUCCIÓN

Capítulo 1 Motivación, contexto, hipótesis y objetivos

En el primer capítulo se mostrará la motivación principal del autor para la realización de esta tesis doctoral. Además, se pretende mostrar el actual contexto que da lugar a las comunicaciones NVIS¹ (*Near Vertical Skywave Incidence*), las hipótesis realizadas a través del estado del arte, los objetivos a alcanzar en la investigación y la estructura de la tesis doctoral.

1.1 Motivación

El trabajo del autor dentro del marco de investigación y de las telecomunicaciones empieza en el año 2014, un año posterior de iniciar sus estudios en el grado en ingeniería en sistemas de telecomunicaciones [1] en La Salle campus Barcelona de la URL [2] (*Universitat Ramon Lull*). A través de una colaboración con el GR-SETAD [3] (*Grup de Recerca en Sistemes Electrònics, Telecomunicacions i Anàlisi de Dades*) el autor inicia un análisis de características de antenas para comunicaciones NVIS con el objetivo de encontrar la mejor opción para futuros proyectos acorde a sus necesidades y al espacio asignado en la universidad. A partir de las antenas propuestas realiza un estudio de simulaciones a través del software 4NEC2 [4] con el objetivo de analizar la altura más óptima de las antenas escogidas.

En 2016 el autor inicia un proyecto de desarrollo y lanzamiento de un globo estratosférico a 30.000 m de altura. El objetivo principal se basa en el desarrollo de un transmisor con capacidad de envío de video en tiempo real a través de un enlace de radio analógico UHF (*Ultra High Frequency*) junto con la posición GPS (*Global Positioning System*) y datos de sensores atmosféricos en AX.25 y APRS (*Automatic Packet Reporting System*) a través de un enlace radio de VHF (*Very High Frequency*).

A final de 2016 el autor se incorpora en el proyecto de investigación ENVISERA (transmisión optimizada en HF para enlaces NVIS para sensores remotos en la Antártida) financiado por el MINECO (Ministerio de Economía y Competitividad) y el FEDER (Fondo Europeo de Desarrollo Regional) con el código de proyecto CTM2015 - 68902 - R. El proyecto forma parte de la línea de proyectos de investigación en comunicaciones HF iniciados en 2003 y llevados a cabo en la isla de Livingston (Archipiélago Shetland South, Antártida) en la BAE (Base Antártica Española) Juan Carlos I. El proyecto ENVISERA tiene como objetivos la correlación de sondeos verticales con datos NVIS, el análisis de los registros de sondeos NVIS y la definición del nuevo canal NVIS, la implementación de un nuevo banco de pruebas para transmisiones NVIS y modelado del canal NVIS, la instalación del banco de pruebas en la isla de Livingston, la investigación en nuevos esquemas de transmisión para enlaces ionosféricos con NVIS y transmisiones para IoT (*Internet of Things*) eficientes energéticamente. A través del proyecto el autor realizara parte del desarrollo de la plataforma NVIS, del software asociado y del conjunto de investigaciones y conferencias realizadas en el diseño e implementación del SDR utilizado [5], estudio de modulaciones de banda estrecha con variaciones de potencia y ancho de banda en la Antártida

¹ Comunicación de tipo HF (*High Frequency*) (3 – 30 MHz) con capacidad de cobertura de 250 km de radio con incidencia cuasi-vertical

[6], simposio sobre el estudio de comunicaciones NVIS en zonas remotas en la Antártida [7], conferencia sobre los resultados obtenidos de modulaciones de banda estrecha a través del SDR diseñado [8], conferencia sobre el uso de la tecnología NVIS en *e-health* [9], [10]. Además, el desarrollo y estudio formaran parte de su TFG [11] (trabajo final de grado) y su TFM [12] (trabajo final de máster) en el máster universitario en ingeniería de telecomunicación [13] en La Salle campus Barcelona de la URL.

Al final del proyecto en 2019, a través de toda la experiencia adquirida en el ámbito científico de las telecomunicaciones, concretamente en comunicaciones NVIS, el autor inicia sus estudios de la tesis doctoral. El inicio de su investigación formará parte del final del proyecto ENVISERA y será continuado a través del proyecto Shetland-net: Red de sensores NVIS para el archipiélago de las islas Shetland del Sur. Este proyecto formará parte del mismo grupo de investigación, el GRITS (Grupo de Investigación en Internet Technologies & Storage), y será financiado por el MCIU (Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades), el FEDER y la AEI (Agencia Estatal de Investigación) con el código de proyecto RTI2018-097066-B-I00. En el nuevo proyecto se pretende demostrar la viabilidad de la tecnología para redes de sensores de baja potencia (menores a 24 W) y muy largo alcance basando sus objetivos en el estudio del canal NVIS, comparación de modulaciones multiportadoras de baja potencia (menores a 24 W) de transmisión y anchos de banda variables con modulaciones de banda estrecha a través de un canal NVIS en la Antártida y Barcelona – Cambrils. A través del conjunto de estudios realizados, se publica el estudio del canal NVIS en regiones polares [14], una propuesta de una arquitectura de red basada en la tecnología NVIS enfocada en desastres naturales [15], dos estudios de modulaciones multiportadora con variaciones de potencia [16], [17], estudio de las ondas ordinarias y extraordinarias en comunicaciones NVIS [18] y el estudio de la aplicación de técnicas de polarización en modulaciones de banda estrecha [19].



Figura 1. José-María Maso (derecha) y Dr. Joaquim Porté (izquierda) realizando la instalación del sistema receptor en Caleta Argentina (isla de Livingston, Archipiélago Shetland Sur, Antártida) en la campaña antártica española 2018-2019

1.2 Estado del arte

En esta sección se mostrará el actual contexto en el que las comunicaciones NVIS se encuentran. Además, se mostrará como el creciente aumento de sensores RIoT (*Remote Internet of Things*) requieren de la necesidad de más alternativas que permitan hacer lo más óptimos posibles los enlaces de comunicación. Por otra parte, se mencionará a partir del contexto las hipótesis y objetivos del estudio.

1.2.1 Dispositivos RIoT

Cada día el número de dispositivos IoT crece más, siendo 2019, según las estadísticas, un año en el que el número de dispositivos IoT y no IoT conectados son equiparables, siendo la suma de ambos dispositivos un total de 20 billones [20]. Además, según las estadísticas, el crecimiento de los dispositivos IoT en 2025 aumentará entre los 25.44 billones [21] y los 30.9 billones [22]. A consecuencia del continuo auge de este mercado, han ido apareciendo nuevos protocolos y tecnologías radio enfocadas a la comunicación de este tipo de dispositivos según sus necesidades. Por ejemplo, encontramos el uso de NB-IoT y LTE-M como tecnologías que han aprovechado el uso de las infraestructuras 3G y 4G para dar cobertura a dispositivos IoT. También podemos encontrar el uso de LoRa Alliance [23] y Sigfox [24] que han definido nuevos protocolos y frecuencias de uso con tal de hacer lo más eficiente, robusta y distante la comunicación de los dispositivos IoT. Por otra parte, nuevas tecnologías como Wize Alliance [25] se basan en la disminución de la frecuencia portadora con el fin de aumentar penetrar con una menor atenuación estructuras dentro de edificios y aumentar la distancia de la comunicación.

Podemos observar que el auge de las tecnologías en el mercado de dispositivos IoT esta principalmente enfocado a escenarios de alta densidad de población como ciudades donde el número de usuarios es alto. En el caso de dispositivos RIoT que se encuentran en zonas muy alejadas de infraestructuras de telecomunicaciones o que la orografía no permite la visión directa entre transmisor y receptor, las comunicaciones por satélite y HF se presentan como opciones eficientes para garantizar el enlace. Otro tipo de solución es la instalación de repetidores de radio a lo largo de las zonas orográficas que no permiten la visión directa. A pesar de ello, el impacto económico sería muy alto en comparación a tecnologías que se adecuan más a este escenario.

En el caso de las comunicaciones por satélite, existen muchos operadores con distintas soluciones ante los requisitos necesarios como por ejemplo Iridium [26], Inmarsat [27], Thuraya [28], Globalstar [29], Orbcomm [30] y Starlink [31]. Debido a su transmisión y recepción en las bandas SHF (*Super High Frequency*), los anchos de banda que pueden alcanzar son muy altos en comparación a las bandas de las comunicaciones en HF. En contrapartida, efectos naturales como la lluvia pueden producir atenuaciones muy altas que dificulten la transmisión de datos en las bandas Ku y Ka [32]. Además, en regiones polares muchos de los operadores no dan servicio, limitando en estas zonas las alternativas disponibles.

1.2.2 Comunicaciones HF: DX y NVIS

La continua innovación de nuevos métodos para cubrir las necesidades específicas de la comunicación de dispositivos RIoT crece de igual manera en las comunicaciones HF, las cuales están emergiendo nuevamente. Actualmente, para sensores RIoT, este tipo de comunicaciones son una interesante alternativa de bajo coste frente a las comunicaciones satelitales debido a las características específicas de propagación de las ondas. En comunicaciones HF (3-30 MHz), la banda de uso se encuentra muy por debajo de las de uso satelital, a pesar de ello es un ancho de banda suficiente para sensores RIoT. Además, a diferencia del satélite, los usos de bandas HF no son atenuadas por la lluvia y no tienen limitaciones por regiones, como por ejemplo zonas polares, puesto que no dependen del servicio de un operador. Por último, la principal característica de las comunicaciones HF es que se basan en la reflexión de las ondas por la capa más exterior de la atmosfera, llamada ionosfera, debido a la ionización producida por los rayos ultravioletas del sol y el campo magnético terrestre [33].

La reflexión de las ondas electromagnéticas producida por la ionosfera, se puede producir en distintas capas dependiendo de múltiples factores que varían, en especial la radiación solar. Principalmente podemos distinguir entre la capa D, E, F1 y F2 [34]. La capa D es la responsable de la atenuación de las ondas a medida que aumenta la radiación solar en la ionosfera. La capa E refleja las ondas cuando la radiación solar es máxima durante el día. En este caso, su presencia es variable a lo largo del día permitiendo la reflexión de las ondas en otras capas. La capa F1 de igual manera que la capa E solo existe en determinados momentos de radiación solar muy alta. La capa F2 a diferencia del resto, es la principal capa en la que se reflejan las ondas. Se mantiene ionizada durante más horas, estando presente durante el día y durante la noche. En el caso de las capas E, F1 y F2, debido a la fuerte dependencia de la radiación solar, la MUF (*Maximum Usable Frequency*) a través de la cual se reflejan las ondas es muy variable. Las variaciones son a nivel diario, debido a la rotación de la Tierra frente al Sol; a nivel estacional, debido a la traslación de la Tierra alrededor del Sol y a cada ciclo solar debido a sus variaciones de SSN [33] (*Sun Spot Number*).

Además, debido al campo magnético terrestre, las ondas transmitidas por el canal ionosférico son divididas y recibidas en dos polarizaciones circulares, dextrógira y levógira. Las ondas polarizadas circularmente a izquierdas se denominan ondas ordinarias y las ondas polarizadas a derechas se denominan ondas extraordinarias.

Por otro lado, dependiendo del ángulo de incidencia de las ondas transmitidas hacia la ionosfera podemos distinguir entre dos tipos de enlaces: DX (*Distance X*) u oblicua y NVIS.

En los enlaces DX el ángulo de incidencia es menor de 70° permitiendo alcanzar comunicaciones de 3000 km por cada rebote ionosférico. Debido a que un rebote ionosférico puede volver a reflejarse en el terreno y así volver a reflejarse en la ionosfera, a través de varios rebotes se podría llegar a comunicar cualquier distancia [35].

Por otro lado, en un enlace NVIS, el ángulo de incidencia es entre 90° y 70° , alcanzando a través de un solo rebote ionosférico una cobertura de 250 km si asumimos que la altura máxima de la ionosfera es de 350 km [36].

En algunos casos pueden existir enlaces múltiples formados por distintos receptores que se encuentran muy alejados entre sí, combinando enlaces NVIS y DX. Incluso en algunos casos,

debido a la orografía, sin visión directa entre el transmisor y el receptor se encuentren a una distancia muy corta que forme un enlace a través de una onda terrestre y un enlace NVIS.

En la Figura 2 podemos ver un ejemplo de ambos enlaces junto con las subcapas de la ionosfera F2, F1 y D.

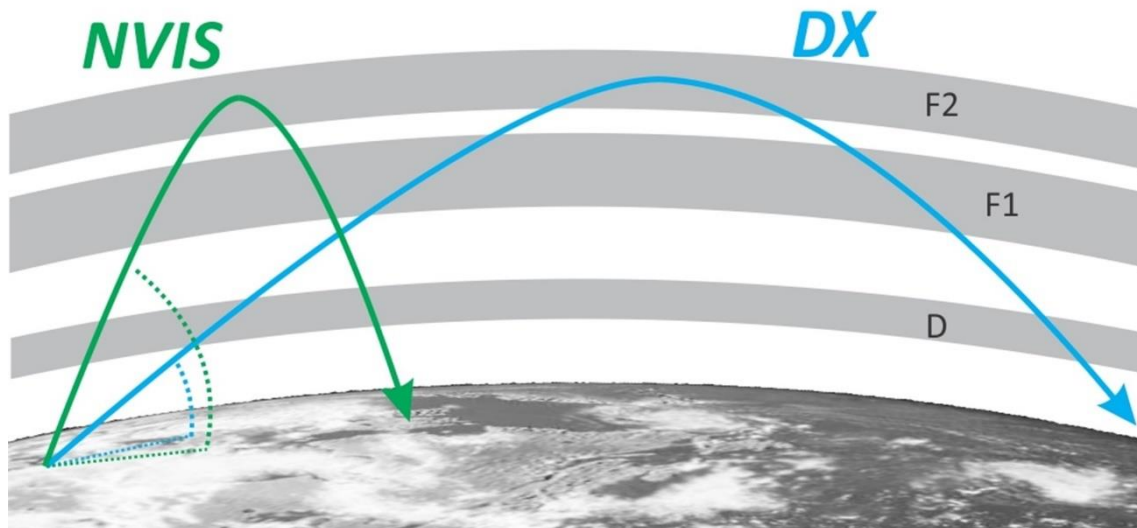


Figura 2. Ejemplo de diferencias de ángulos de transmisión y de alcance en un enlace NVIS y en un enlace DX [37]

1.2.3 Capa física NVIS para dispositivos RIOT

Con tal de estandarizar las comunicaciones HF se han estudiado y creado protocolos de la capa física para la transmisión y recepción de este tipo de enlaces. El gobierno de los EUA (Estados Unidos de América) a través del estándar MIL-STD (*Military Standard*), específicamente el MIL-STD-188-110D [38] y la OTAN (Organización del Tratado del Atlántico Norte) a través del estándar STANAG (*Standardization Agreement*), específicamente el STANAG 4539 [39] han potenciado un mayor uso de las comunicaciones HF. Los estándares fijados son genéricos para comunicaciones HF, utilizándose de la misma forma para todos los subtipos de enlace. Sus variaciones dependen según la velocidad de bits del enlace, modificada a través de la modulación y ancho de banda utilizado. Para la realización del estudio de esta tesis doctoral nos centraremos en los apartados de los estándares que fijan un ancho de banda de 3 kHz. Respecto a la modulación utilizada, en la Tabla 1 podemos observar según los estándares la velocidad de bit dependiendo de la modulación utilizada QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) o PSK (*Phase-Shift Keying*) en un ancho de banda de 3 kHz.

Velocidad de bit (bps)	3200	4800	6400	8000	9600	12800
Modulación	QPSK	8-PSK	16-QAM	32-QAM	64-QAM	64-QAM
Code rate	3/4	3/4	3/4	3/4	3/4	-

Tabla 1. Modulación y velocidad de bit según MIL-STD-188-110D Apéndice C [38]

Tal y como podemos observar para el uso de la modulación 64-QAM podemos alcanzar dos velocidades de bit dependiendo de si se aplica una codificación del canal con un *code rate* de 3/4. En el caso que no se aplique, la velocidad de bit es de 12800 bps; en el caso que se aplique, la velocidad de bit será de 9600 bps.

1.3 Hipótesis y objetivos del estudio

Tal y como se ha descrito, los estándares pertinentes a las comunicaciones DX y NVIS, son genéricos para ambos tipos de enlace a pesar de ser diferentes los ángulos de transmisión y distancias que cubren. Basados en este hecho, en esta sección se comentarán las hipótesis y los objetivos de esta tesis doctoral.

En primer lugar, el GR-SETAD de La Salle campus Barcelona URL, entre los años 2003 y 2012, realiza un conjunto de investigaciones centradas en enlaces DX a través de la comunicación entre la BAE Juan Carlos I y el *Observatori de l'Ebre* [40] en Roquetes (Tarragona, España). Entre los estudios más relevantes, se lleva a cabo un análisis del canal [41], [42], de modulaciones multiportadora [43], [44] y de banda ancha [45], de diversidad de polarización [46] y varios acerca de la robustez del enlace basados en variaciones de la capa física [47]–[49]. El conjunto de las investigaciones realizadas, formaran parte de las investigaciones de tesis doctorales centradas en la caracterización del canal y transmisión de datos en comunicaciones avanzadas de HF entre la BAE i el *Observatori de l'Ebre* [50], el diseño de secuencias PN usando algoritmos genéticos, el ajuste del control de la lógica difusa y optimización de la estructura multiresolutiva para la sincronización de un receptor DS-SS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) en un canal ionosférico de larga distancia [51], el sondeo del canal ionosférico entre la Antártida y España [52] y el sondeo de canal y definición de la capa física del enlace HF de larga distancia entre la Antártida y España [53].

En el caso de los enlaces NVIS, dentro del grupo de investigación GRITS se empezó a investigar este tipo de enlaces a partir del 2016 a través del proyecto ENVISERA. Antes del estudio llevado a cabo en esta tesis, se realiza la implementación de la plataforma NVIS y estudios en modulaciones de banda estrecha con variaciones de potencia y ancho de banda [5], [6] siendo una parte de la tesis doctoral basada en el estudio, diseño e implementación de la capa física para comunicaciones remotas utilizando tecnología NVIS [54]. Entre las investigaciones realizadas antes del inicio del proyecto, encontramos el siguiente análisis [55] del canal NVIS realizado durante el ciclo solar de octubre de 2012 y marzo de 2013. A pesar de disponer de un estudio realizado se debe tener en cuenta que los parámetros podrían variar al encontrarnos en el ciclo solar opuesto.

Fuera del grupo de investigación podemos encontrar estudios del canal NVIS en los que se analiza la disponibilidad del canal [56], [57] o los parámetros que componen el canal NVIS [58]–[60]. Además, a través de esta investigación podemos observar en base a los análisis de canal DX [41], [42] que ambos canales presentan diferencias en su comportamiento.

Debido a las diferencias entre ambos canales, los estándares actuales podrían ser más óptimos si se basaran en el canal a través del cual será transmitida la comunicación. Además, las modulaciones de banda estrecha tienen un alto coste en hardware en evitar algunos efectos producidos por el canal, como por ejemplo el *delay spread*, frente a otras modulaciones multiportadoras como la OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) a través de un coste menor. Por otra parte, en cuestiones de dispositivos RIoT, la gestión energética es de gran importancia debido a que se encuentran fuera de la red eléctrica y se requieren autonomías grandes. Este factor hace que deban ser alimentados a través de baterías y fuentes de alimentación autosuficientes, las cuales no permiten un gran consumo de energía. Los estándares que nos encontramos están enfocados a transmisiones de potencias altas por lo que se debe estudiar una alternativa que permita una mayor gestión energética sin perder prestaciones de la comunicación.

Podemos encontrar estudios que simulan el uso de modulaciones multiportadora OFDM en un canal NVIS [61]. En esta tesis doctoral a diferencia del estudio mencionado, se pretende probar en un escenario real la implementación de OFDM diseñada. Por otra parte, se pretende mantener la velocidad de bit y ancho de banda de los estándares con tal de comparar de la manera más precisa posible y mejorar de la manera más eficiente posible la robustez de la comunicación.

Basados en las intenciones de esta tesis doctoral se plantea como objetivo principal de esta tesis doctoral la siguiente hipótesis:

Hipótesis: *Es viable el uso de una red de sensores basados en tecnología NVIS a través de modulaciones que permitan el uso de técnicas de ecualización de bajo coste computacional a baja potencia de transmisión (menores a 24 W).*

La verificación de la siguiente hipótesis permitiría una mayor robustez de la comunicación NVIS a través de un bajo coste en hardware y energético. Con el propósito de averiguar la afirmación dada, en la investigación de esta tesis nos centraremos primeramente en la hipótesis y objetivo siguiente:

Hipótesis 1: *El canal NVIS con o sin presencia de onda terrestre presentara resultados distintos a los estudios realizados sobre un canal DX.*

Objetivo 1: *Realizar un estudio del canal NVIS con y sin presencia de onda terrestre y comparar los resultados con estudios realizados sobre un canal DX.*

Basados en esta primera premisa, la investigación de esta tesis realizara un análisis del canal NVIS. En el caso de presentar diferencias notables en los distintos canales estudiados, nos centraremos en la siguiente hipótesis y objetivo:

Hipótesis 2: *Una modulación multiportadora (OFDM) diseñada en base a los parámetros del canal NVIS debe mejorar la robustez de la comunicación frente a las modulaciones de banda estrecha utilizadas en los estándares manteniendo la misma velocidad de bit y ancho de banda.*

Objetivo 2: *Diseñar en base a los resultados obtenidos de la caracterización del canal NVIS una modulación OFDM que mantenga la misma velocidad de bit que una modulación de banda estrecha para un mismo ancho de banda. Comparar ambas modulaciones en un enlace real a bajas potencias de transmisión (menores a 24 W).*

Por último, la ionosfera divide sus ondas en dos polarizaciones, este fenómeno puede ser aprovechado a favor del enlace NVIS. Existen muchas técnicas que permiten mejorar la demodulación de las tramas recibidas a través del uso de técnicas de diversidad de polarización. Para un enlace NVIS de sensores remotos, el sistema receptor puede aplicar este tipo de técnicas con el fin de mejorar la robustez del enlace.

Podemos encontrar investigaciones acerca la diversidad de polarización en un canal NVIS. Estudios como [62] hacen uso de un sistema MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) con el objetivo de mejorar la robustez del enlace a través de antenas linealmente polarizadas. A diferencia, en esta tesis doctoral se pretende realizar un enlace SIMO (*Single Input Multiple Output*) debido a la simplicidad que debe tener el transmisor. Teniendo en cuenta los estudios relevantes hasta el momento, en esta tesis doctoral la hipótesis y objetivo serán los siguientes:

Hipótesis 3: *La aplicación de técnicas de polarización en el sistema receptor mejora la robustez del enlace de la modulación OFDM diseñada.*

Objetivo 3: *Aplicar técnicas de diversidad de polarización en el sistema receptor en un enlace real y comparar los resultados sin la aplicación de técnicas de diversidad de polarización.*

1.4 Estructura del documento

Esta tesis doctoral se compone de cuatro partes y once capítulos: la Introducción formada por dos capítulos, las Contribuciones formada por tres capítulos, las Conclusiones formado por dos capítulos y el Anexo formado por cuatro capítulos.

En el primer capítulo e inicio de la primera parte siendo la introducción, se introduce la motivación del autor a realizar la tesis doctoral, así como el contexto en cuál se encuentran las comunicaciones RIoT, HF, DX y en concreto las NVIS. Además, se realiza una explicación de las investigaciones y experiencia del GRITS de La Salle campus Barcelona URL en comunicaciones HF antes del inicio de este estudio. Por último, se explica cuáles son las hipótesis y objetivos que llevan a cabo la realización de esta tesis doctoral.

En el segundo capítulo, se hace una descripción detallada de todos los elementos necesarios para la realización de esta tesis doctoral. El capítulo se compone principalmente de dos partes: hardware y software utilizados. Es importante analizar el conjunto de elementos con el objetivo de dar conocimiento de la estructura que permite realizar el estudio y conocer los límites del sistema para estudiar ciertos puntos.

En el tercer capítulo e inicio de la segunda parte siendo la de contribuciones, se realiza el primer análisis centrado en el canal NVIS sin y con presencia de onda terrestre. En este primer estudio se pretende parametrizar los principales efectos del canal NVIS y compararlo con un canal NVIS y un canal DX pertenecientes a otros estudios.

En el cuarto capítulo, se realiza el diseño de la modulación OFDM basado en los resultados obtenidos en el tercer capítulo. A partir del diseño se analizarán los resultados a través de una simulación y comparado con resultados de modulaciones de banda estrecha de un escenario real. A partir de la conclusión, se realizará un estudio en un escenario real comparando la modulación OFDM con modulaciones de banda estrecha. A partir de los resultados se extraerán las primeras conclusiones, que nos llevara a realizar de nuevo la investigación con variaciones en la modulación OFDM con el objetivo de maximizar su eficiencia.

En el quinto capítulo, se realizará un análisis de técnicas de diversidad de polarización en modulaciones de banda estrecha en un escenario real. A través del estudio se analizará que técnica de las probadas presenta mejores resultados. A raíz de los resultados obtenidos se aplicará la mejor técnica en las señales de modulación OFDM del capítulo anterior y se comparara con las modulaciones de banda estrecha a las que se le han aplicado técnicas de diversidad de polarización en este capítulo.

En el sexto capítulo y primero de la tercera parte centrada en las conclusiones de la tesis, se analizarán todos los resultados obtenidos en la segunda parte con tal de analizar de manera global todo el estudio realizado en esta tesis doctoral.

En el séptimo capítulo, se comentará el seguimiento de esta tesis doctoral en líneas futuras dentro del ámbito de investigación de comunicaciones NVIS en el GRITS de La Salle campus Barcelona URL.

En el octavo capítulo y primero de la cuarta parte dedicada a los anexos, incluye el primer artículo científico referente a esta tesis doctoral. Este artículo está centrado en el estudio del canal NVIS, diseño de la modulación OFDM y simulación y comparación con modulaciones de banda estrecha.

En el noveno capítulo, se incluye el segundo artículo científico referente a esta tesis doctoral. Este artículo se basa en el estudio realizado de técnicas de diversidad de polarización en modulaciones de banda estrecha.

En el décimo capítulo, se incluye el tercer artículo científico referente a esta tesis doctoral. Este artículo realiza el estudio de la robustez de la modulación OFDM diseñada en el artículo del octavo capítulo en un escenario real y lo compara con resultados de modulaciones de banda estrecha en el mismo escenario. Además, realiza algunas modificaciones en el diseño de la modulación OFDM y repite el estudio en un escenario real. Para finalizar aplicara a los resultados las técnicas de diversidad de polarización estudiadas en el artículo referente al noveno capítulo.

En el undécimo capítulo y último, se incluyen todas referencias de esta tesis doctoral en detalle.

Capítulo 2 Plataforma NVIS

En este capítulo veremos en detalle la plataforma utilizada para llevar a cabo el estudio presentado a lo largo de esta tesis. Con el objetivo de poder analizar el conjunto de transmisiones y recepciones, la plataforma NVIS utilizada es el resultado del trabajo llevado a cabo entre el 2016 y 2019 por el grupo de investigación ENVISERA de la URL La Salle campus Barcelona a través del proyecto financiado por el MINECO y el FEDER CTM2015 - 68902 - R. El desarrollo de la plataforma ha resultado con investigaciones y conferencias, como por ejemplo en el diseño e implementación del SDR utilizado [5], estudio de modulaciones de banda estrecha con variaciones de potencia y ancho de banda en la Antártida [6], simposio sobre el estudio de comunicaciones NVIS en zonas remotas en la Antártida [7], conferencia sobre los resultados obtenidos de modulaciones de banda estrecha a través del SDR diseñado [8], conferencia sobre el uso de la tecnología NVIS en *e-health* [9], [10], estudio del canal NVIS en regiones polares [14], una propuesta de un arquitectura de red basada en la tecnología NVIS enfocada en desastres naturales [15], dos estudios de modulaciones multiportadora con variaciones de potencia [16], [17], estudio de las ondas ordinarias y extraordinarias en comunicaciones NVIS [18] y en el estudio de la aplicación de técnicas de polarización en modulaciones de banda estrecha [19]. Por otra parte, ha permitido llevar a cabo varios TFG centrados en el análisis de modulaciones de banda estrecha [11], recepción en tiempo real de la plataforma NVIS [63], desarrollo de un sistema de emergencia basado en NVIS para zonas remotas [64] y un estudio en diversidad de polarización para un enlace SIMO basado en NVIS [65]. Además, también TFM basados en un estudio de modulaciones de banda estrecha con variaciones de potencia y ancho de banda [12], el desarrollo de la plataforma NVIS para sensores remotos [66] y un estudio en diversidad de polarización para un enlace NVIS [67]. Finalmente, a través de la plataforma también se desarrollado una tesis doctoral basada en el estudio, diseño e implementación de la capa física para comunicaciones remotas utilizando tecnología NVIS [54]. En las secciones siguientes veremos en primer lugar de manera general el hardware integrado en la plataforma NVIS necesario para llevar a cabo la investigación. El propósito principal es mostrar los límites del hardware que afectan a la investigación, así como dar a conocer al lector las características relevantes de la plataforma utilizada bajo climatologías hostiles como la Antártida. Por otra parte, veremos de manera breve el software asociado al hardware de la plataforma NVIS. Por último, veremos el software utilizado para analizar en postprocesado el conjunto de transmisiones recibidas en el estudio de esta tesis con el objetivo de dar a conocer al lector la metodología utilizada.

2.1 Hardware

En primer lugar, el hardware de la plataforma NVIS nos marcara los limites principales bajo los que podremos transmitir y recibir, así como los límites que se habrán tenido en cuenta en el software de la plataforma NVIS y en el software de postprocesado de las señales. En la Figura 3 podemos observar el esquema general de la plataforma NVIS utilizada para el estudio con cada uno de sus hardware asociados. Tal y como podemos ver en la parte izquierda encontramos el esquema del transmisor y en la parte derecha el esquema del receptor. Podemos observar que

tanto el transmisor como el receptor cuentan con varios hardware en común, de los cuales podemos destacar la plataforma Red Pitaya, la Raspberry Pi 3, el GPS y las antenas asociadas a la recepción de datos GPS y NVIS, los cuáles veremos con más detalle a continuación. La plataforma esta principalmente diseñada para la realización de transmisiones de tramas a modo de pruebas a través de un canal NVIS para ser recibidas y guardadas en una memoria externa para el postprocesado de las tramas a posteriori tal y como veremos en la sección 2.2.2. En la Figura 3 podemos ver que el sistema transmisor está formado además por un amplificador de potencia (*amplifier*) y por un BPF (*Band Pass Filter*) de potencia. Por otro lado, podemos observar que el sistema transmisor está dotado de una antena de transmisión a diferencia del sistema receptor el cual está dotado de dos antenas en recepción. A lo largo de toda esta tesis se realizará el estudio en un escenario SISO (*Single Input Single Output*) sin hacer uso de la segunda antena de recepción y su PN (*Phasing Network*), BPF y LNA (*Low Noise Amplifier*) asociados. El uso de dos antenas en un escenario SIMO se comentará en el último capítulo de la tesis Capítulo 5. Estudio de técnicas de diversidad de polarización.

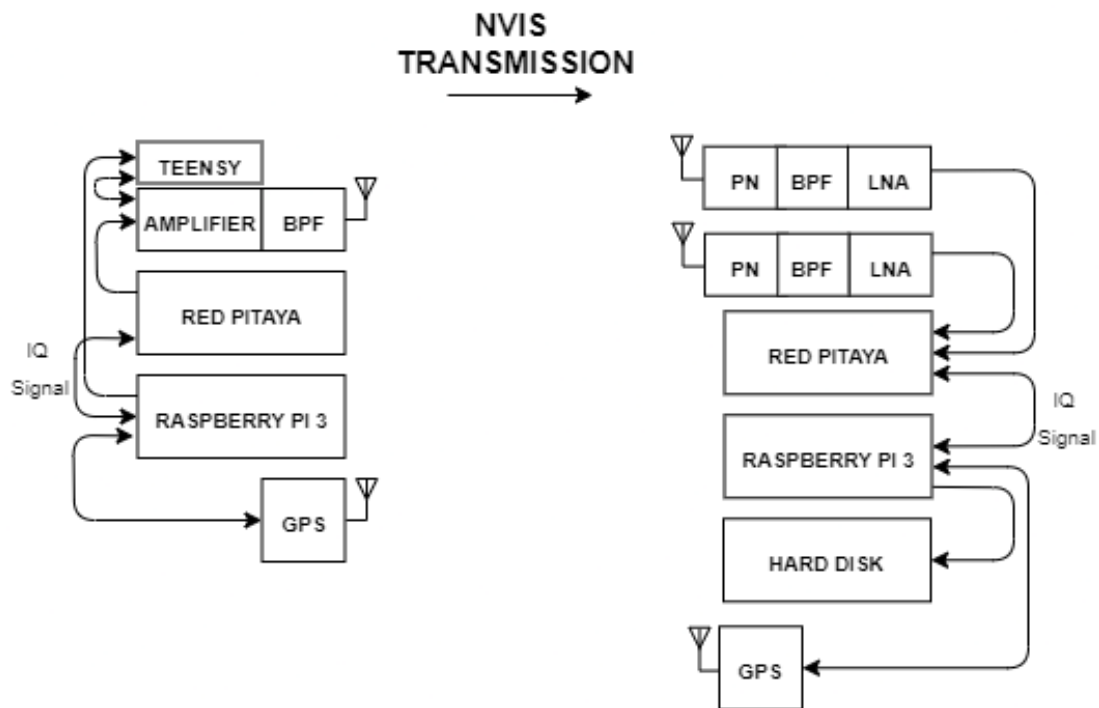


Figura 3. Esquema de la plataforma de sondeo desarrollada para enlaces NVIS

Por otra parte, en la Figura 4 podemos observar la apariencia del sistema receptor.



Figura 4. Sistema receptor de la plataforma de sondeo desarrollada para enlaces NVIS

2.1.1 Plataforma Red Pitaya

La plataforma Red Pitaya es una de las bases que forman la plataforma NVIS. La plataforma Red Pitaya tal y como podemos observar en la Figura 5 es un SDR (*Software Defined Radio*) dotado principalmente por un chip Xilinx Zynq 7010 [68], el cual incluye un procesador ARM (*Advanced RISC (Reduced Instruction Set Computer) Machine*) Cortex A9 [69] para el soporte del sistema operativo y una FPGA (*Field Programmable Gate Array*) Xilinx Zynq 7010 para el procesamiento de las señales de RF (radiofrecuencia) en NVIS. Además, la plataforma incluye prestaciones de interés para el ámbito de las comunicaciones HF como dos ADC (*Analog to Digital Converter*) de 14 bits de resolución con una frecuencia de muestreo de 125 Msps (*megasamples per second*) y dos DAC (*Digital to Analog Converter*) de 14 bits de resolución y una frecuencia de muestreo de 125 Msps. Tal y como podemos ver la frecuencia de muestreo de ambos convertidores cumplen con los requisitos teóricos del teorema de Nyquist para transmitir señales de radio HF (hasta 30 MHz). En cuanto a la resolución de los ADC de 14 bits es un parámetro muy importante a tener en cuenta en el estudio de la tesis debido a que la resolución nos indicara el ruido de cuantificación y el SQNR (*Signal to Quantization Noise Ratio*) de los convertidores. Si analizamos nuestro sistema, podemos calcular tal y como podemos ver en la ecuación (1) el ruido de cuantificación del sistema en recepción:

$$QN = \frac{FSR^2}{12 \cdot (2^n - 1)^2} (W) \quad (1)$$

Donde FSR es el *Full Scale Range* y n es el número de bits del ADC de la Red Pitaya. La plataforma Red Pitaya permite configurar el FSR en ± 1 V o en ± 20 V. En nuestro caso la plataforma está configurada a ± 1 V, de tal manera que el ruido de cuantificación es de 1.24 nW o -59 dBm. A través de este parámetro hemos de tener en cuenta que cualquier señal que transmitamos en un test, para poder ser detectado por el sistema de recepción deberá ser como mínimo de -59 dBm.

Por otra parte, debemos tener en cuenta a lo largo del estudio de la tesis el SQNR de nuestro sistema de recepción, el cuál podemos calcular tal y como podemos ver en la ecuación (2):

$$\frac{S}{QN} = 1.76 + 6.02 \cdot n (dB) \quad (2)$$

donde n es el número de bits del ADC de la Red Pitaya. Si realizamos el cálculo podemos observar que el SQNR es de 86.04 dB de tal manera que teniendo en cuenta el ruido de cuantificación la máxima potencia de señal de entrada a través del ADC de la Red Pitaya es de 27.04 dBm o 0.5 W. Aun así, según las especificaciones de la plataforma se indica que el voltaje máximo de entrada puede ser de 30 V, teniendo en cuenta la impedancia de entrada para una frecuencia de uso de 4 MHz sería aproximadamente de un total de 23.54 dBm.

Por último, respecto a la plataforma Red Pitaya cabe destacar que consta de distintos periféricos como por ejemplo ethernet, el cual se utilizara para la conexión con el resto de hardware de la plataforma NVIS o por ejemplo conectores GPIO (*General Purpose Input/Output*) para la conexión serie con otras partes hardware de la plataforma NVIS.

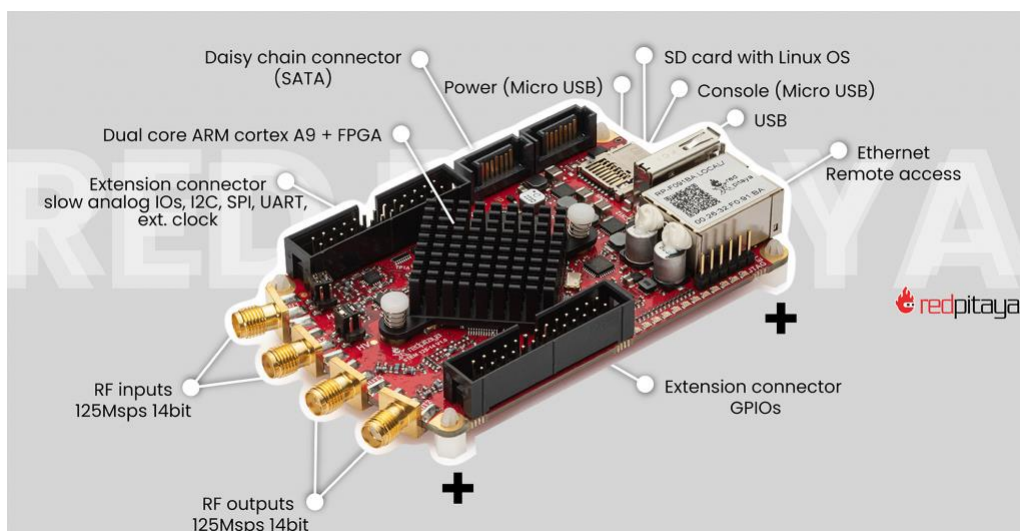


Figura 5. Plataforma Red Pitaya [70] integrada en la plataforma de sondeo NVIS para el procesamiento de las señales RF

2.1.2 Plataforma Raspberry Pi 3

Por otro lado, encontramos como uno de los hardwares más importantes que componen la plataforma NVIS la Raspberry Pi 3, la cual podemos observar en la Figura 6. Este componente clave está compuesto por un procesador el cuál a través de un sistema operativo Linux y un programa en código C, lleva a cabo las tareas de control de todo el hardware de la plataforma NVIS, tanto en el sistema de transmisión como en el sistema de recepción. Para poder llevar a cabo la comunicación con la plataforma Red Pitaya o con el usuario que hace uso de la Raspberry Pi 3, se da uso de un periférico ethernet que compone la plataforma. Por otra parte, únicamente en el caso del sistema de transmisión, la plataforma Raspberry Pi 3 se comunicará a través de uno de los periféricos USB como canal serie con la plataforma Teensy, la cual es la encargada de gestionar el control del amplificador. Esta comunicación permitirá a la Raspberry Pi 3 iniciar la amplificación de cualquier transmisión. Por último, en el caso del sistema transmisor, esta plataforma será la que contendrá todos los ficheros con el contenido de las señales que conforman las tramas de los tests a realizar. Todos los ficheros de los tests están compuestos por la señal a transmitir en componentes IQ, los cuáles se envían a través de la comunicación con la plataforma Red Pitaya para ser transmitidos en el momento que les corresponde. En el caso del sistema receptor, la Raspberry Pi 3 se ocupará de recibir a través de la comunicación con la Red Pitaya, todas las componentes IQ de las señales que se estén recibiendo. Todas las recepciones de señales pertenecientes a tests realizados, la Raspberry Pi 3 las guardará en ficheros dentro de un disco duro el cual estará conectado a través de uno de los puertos USB.



Figura 6. Plataforma Raspberry Pi 3 [71] integrada en la plataforma de sondeo NVIS para llevar a cabo el control principal de esta

2.1.3 Plataforma Teensy

La plataforma Teensy es la parte del hardware ocupada de llevar el control del amplificador de transmisión. En la Figura 7 podemos ver la plataforma Teensy. El control de los componentes que forman la PCB (*Printed Circuit Board*) ha sido desarrollado por el RadioClub de La Salle campus Barcelona URL [72]. La PCB que forma la plataforma está controlado por una Teensy USB *development board* [73]. La principal función de la plataforma Teensy es comunicarse a través de un puerto serie con el amplificador BONN para indicarle las instrucciones de encender los ventiladores y amplificar la señal de entrada al amplificador. Además, parte de la plataforma

Teensy contiene un medidor de ROE (Relación de Onda Estacionaria) conectado al amplificador con el objetivo de poder controlar que la adaptación con la antena es correcta en todo momento. En el caso que hubiera alguna reflexión de las ondas que se están amplificando para ser transmitidas, el medidor de ROE lo detectaría parando de inmediato la amplificación con tal de evitar daños en el amplificador BONN. Por otro lado, la plataforma Teensy contiene un sensor de temperatura a través del cual puede ir monitorizando la temperatura general del amplificador BONN, que en el caso de sobrepasar los límites configurados apagara de inmediato la amplificación de las señales de entrada para evitar daños en la plataforma NVIS. Finalmente, a pesar de que para el estudio de esta tesis no se configurara, la plataforma Teensy se ocupa del control de los relés de antena, los cuáles se utilizan cuando la plataforma NVIS se configura como un transceptor *half-duplex*.



Figura 7. Plataforma Teensy integrada en la plataforma transmisora de sondeo NVIS para llevar a cabo el control del amplificador

2.1.4 GPS

El hardware Adafruit ultimate GPS breakout [74] es el hardware dedicado al procesamiento y demodulación de señales GPS con el objetivo con el objetivo de enviarlas en serie a la plataforma Raspberry Pi 3 tal y como podemos observar en la Figura 8. El conjunto de tramas GPS recibidas son esenciales para obtener la fecha y hora UTC (*Universal Time Coordinated*) a través de la cual se sincronizará toda la plataforma NVIS. A través de la sincronización de la fecha y hora en el sistema transmisor y receptor se podrá asegurar el momento exacto en el que se transmiten las señales de tests y en qué momento se debe empezar a guardar en ficheros las señales NVIS recibidas. A pesar de la sincronización en tiempo del sistema transmisor y receptor, el sistema receptor siempre empezara a guardar las señales NVIS recibidas con margen, con el objetivo de guardar el ruido recibido y evitar perder el inicio de la señal transmitida.

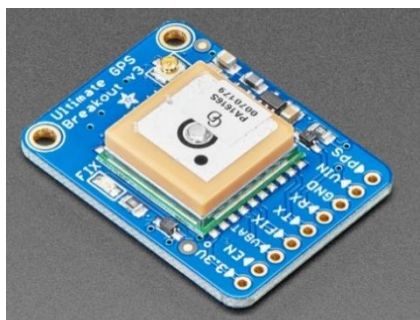


Figura 8. Adafruit Ultimate GPS Breakout [74] integrado en la plataforma de sondeo NVIS para el procesamiento de señales GPS

La antena GPS es la utilizada para la recepción de señales GPS con el propósito de sincronizar el sistema transmisor con el receptor. La antena utilizada es el modelo Siretta Tango 20 [75] ajustada para la recepción de señales GPS a 1575.42 MHz tal y como podemos observar en la Figura 9. Dada la exposición al exterior presenta un índice de protección IP67.



Figura 9. Antena GPS integrada en la plataforma de sondeo NVIS para la recepción de señales GPS

2.1.5 Amplificador BONN

El amplificador BONN modelo BLWA 0103-250 [76] es un amplificador de clase A, podemos observar su apariencia en la Figura 10. Es el hardware el cuál se ocupará de llevar a cabo la amplificación de todas las señales de los tests a realizar. El rango de frecuencias de trabajo del amplificador es de 1.5 MHz a 30 MHz, centrado principalmente en comunicaciones HF. En las especificaciones del modelo se indica que la señal máxima de entrada es de 0 dBm, que consta de una ganancia fija de 56 ± 2 dB con una capacidad de amplificar señales hasta 300 W de potencia. Teniendo en cuenta estas especificaciones, podemos ver que la ganancia puede tener variaciones de hasta 2 dB, de tal manera que antes de realizar cualquier test con una potencia de transmisión específica se medirá la salida del amplificador. A través de la medición de la potencia de salida se ajustará con la máxima precisión posible la potencia de la señal de entrada con el objetivo que la potencia de salida para esa señal sea la indicada en los bancos de prueba del estudio.



Figura 10. Amplificador BONN modelo BLWA 0103-250 integrado en la plataforma transmisora de sondeo NVIS

2.1.6 Band Pass Filter

El BPF será el hardware utilizado para filtrar la mayoría de las señales cercanas a nuestra frecuencia de recepción que podrían llegar a saturar nuestro sistema. En la Figura 11 podemos observar la PCB del BPF utilizado en la plataforma NVIS. El BPF utilizado es del tipo Butterworth, centrado a 4.5 MHz, con una frecuencia de paso entre 2 MHz y 7 MHz y unas pérdidas de paso de 0.3 dB.

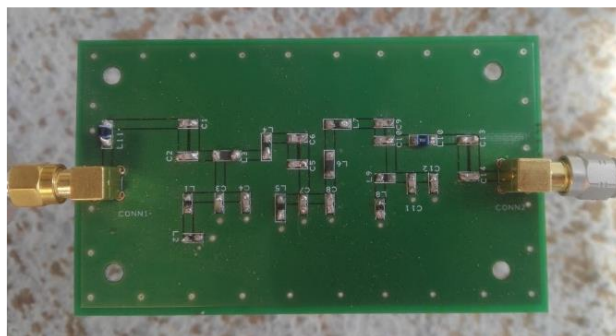


Figura 11. BPF PCB integrado en la plataforma receptora de sondeo NVIS

2.1.7 Low Noise Amplifier

El LNA es el hardware utilizado en el sistema receptor con el objetivo de amplificar la señal recibida. El modelo de LNA utilizado es el Mini-Circuits ZFL-500LN+ [77] que podemos observar en la Figura 12. Este modelo de LNA tiene un rango de frecuencias de trabajo entre 0.5 MHz y 500 MHz, adaptándose a las necesidades de las comunicaciones HF. El consumo aproximado es de 0.9 W y la ganancia es de 27.94 a una frecuencia de 5.4 MHz, obteniendo una buena relación entre el consumo y la ganancia de amplificación. La ganancia del LNA es un aspecto importante para tener en cuenta en el estudio de la tesis debido al ruido de cuantificación del ADC de la plataforma Red Pitaya. Teniendo en cuenta que el ruido de cuantificación es de -59 dBm, a través de la ganancia del LNA en el peor de los casos, como mínimo las señales de los tests transmitidos deberán recibirse a -86.94 dBm para no quedar enmascarados por el ruido de cuantificación.

Por el otro lado, teniendo en cuenta la potencia máxima de recepción de los ADC de la plataforma Red Pitaya y el máximo de potencia de entrada del LNA (5 dBm), ninguna señal de mínimo 4 MHz de frecuencia no deberá recibirse a una potencia superior de -4.4 dBm o 0.36 mW.



Figura 12. Mini-Circuits ZFL-500LN+ LNA [77] integrado en la plataforma receptora de sondeo NVIS para amplificar la señal recibida

2.1.8 Phasing Network

La PN es uno de los hardware utilizados en el sistema de recepción para el enlace SIMO referenciado en el Capítulo 5 de la tesis. En la Figura 13 podemos observar el esquema de la PN y en la Figura 14 la PN implementada para la realización del estudio. La PN tiene dos entradas de señales, las cuales están conectadas cada una a una antena V invertida, las cuáles entre ellas deben estar perpendiculares. El principal objetivo de la PN es unificar las dos antenas V invertidas en recepción, las cuales independientemente solo nos permiten la recepción de polarizaciones lineales y ortogonales entre ellas. A partir del uso de la PN se puede modificar las señales recibidas, como si se hubieran recibido de dos antenas polarizadas circularmente y en sentidos contrarios. A través de la ecuación (3) y (4) podemos analizar la polarización de los vectores de las señales obtenidos a través de la PN.

$$LHCP_{Antenna} = \hat{x} + j \cdot \hat{y} \quad (3)$$

$$RHCP_{Antenna} = j \cdot \hat{x} + \hat{y} \quad (4)$$

La ecuación (3), LHCP (*Left-Hand Circular Polarization*), pertenece a la recepción de la señal con polarización circular dextrógira perteneciente a la recepción de la onda ordinaria ionosférica en el hemisferio norte. La ecuación (4), RHCP (*Right-Hand Circular Polarization*), pertenece a la recepción de la señal con polarización circular levógira perteneciente a la recepción de la onda extraordinaria ionosférica en el hemisferio norte.

La situación en la que se encuentran las antenas junto con la PN nos permite recibir las señales ordinaria y extraordinaria.

La PN está diseñada e implementada para realizar los desfases de las señales a través de producir un retraso en la señal a partir de cables coaxiales de mayor longitud. La PN está compuesta por dos cables coaxiales que proceden de las dos antenas, donde la señal de cada cable es dividida a través de un divisor de RF en dos señales. Una de las señales divididas se conecta directamente al combinador de RF y la otra señal se desfasa 90° a través de un cable coaxial de una longitud de $\lambda/4$ de la frecuencia recibida y se conecta al combinador de la otra antena. A través de este método replicado para cada antena nos permite obtener dos señales de salida desfasadas $+90^\circ$ y -90° . Tal y como podemos ver, la PN está diseñada para una frecuencia de recepción en concreto, la determinada para el estudio del Capítulo 5.

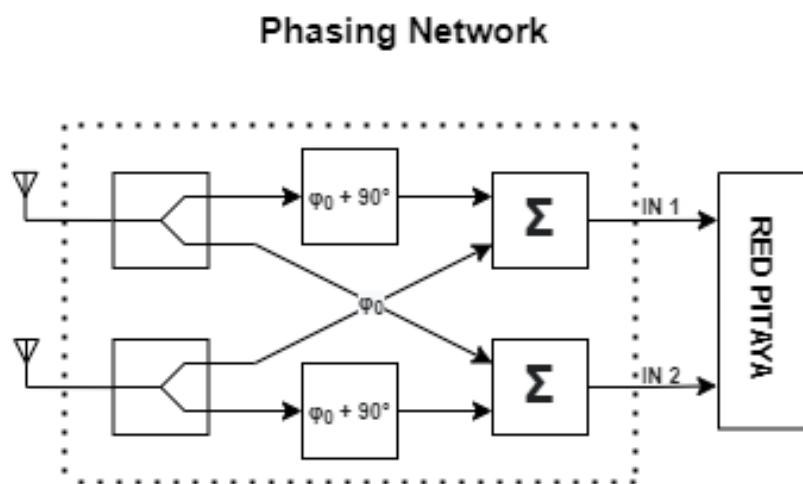


Figura 13. Esquema de la PN de la plataforma receptora de sondeo NVIS para el análisis y aplicación de técnicas de polarización

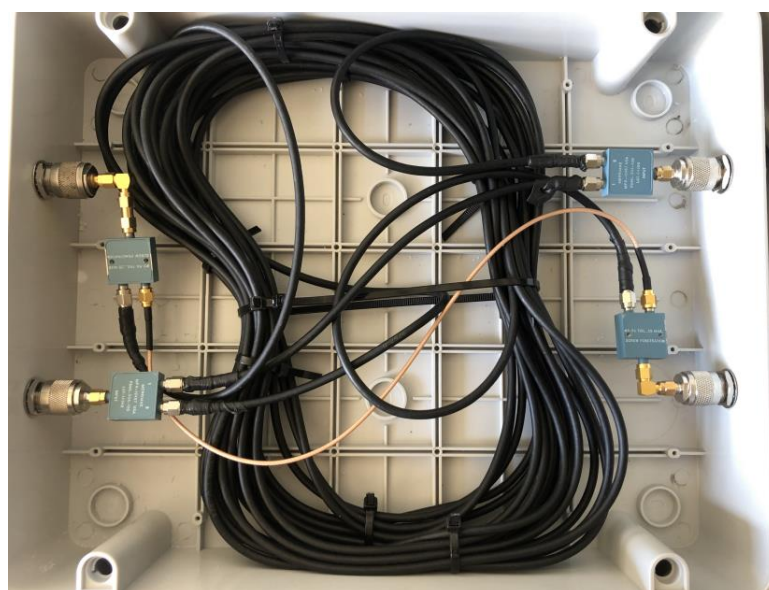


Figura 14. Imagen de la PN [67] integrada en la plataforma receptora de sondeo NVIS para el análisis y aplicación de técnicas de polarización

2.1.9 Antena V invertida en sistema de transmisión

La antena V invertida es uno de los elementos más importantes de la plataforma NVIS. En el caso del sistema transmisor, en toda la investigación se hará uso de una sola antena. En la Figura 15 podemos observar la antena V invertida del sistema transmisor situada en la BAE Juan Carlos I en la isla Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida y en la Figura 16 la antena V invertida situada en La Salle campus Barcelona URL, Barcelona, España. En comunicaciones NVIS el uso de este tipo de antena nos permite una menor complejidad de instalación a diferencia del uso de una antena dipolo horizontal sin reducir en exceso la ganancia. Una antena dipolo horizontal requiere de dos mástiles en su instalación, pero el estudio de esta tesis está centrado en comunicaciones NVIS en lugares remotos donde la instalación debe ser mínima. Al utilizar una antena V invertida se analizó en detalle cómo hacer su funcionamiento el más óptimo posible en el siguiente capítulo [78] dependiendo del terreno. Para realizar el estudio de esta tesis se tuvo en cuenta debido a que se realizaría un análisis del canal ionosférico sobre terreno permafrost en la Antártida tal y como podemos ver en el Capítulo 3 y a posteriori el resto de los estudios en un terreno rural tal y como podemos ver en los capítulos Capítulo 4 y Capítulo 5. En la Figura 17 y Tabla 2 podemos observar según [78] cuales deben ser las medidas de la altura del mástil (*Mast h*), las alturas del final de la antena (*Min h*) y la distancia horizontal desde el mástil hasta el final de la antena (*Yf*) de acuerdo con el tipo de terreno en el cuál realizaremos el estudio.



Figura 15. Antena V invertida situada en la BAE Juan Carlos I (isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida)



Figura 16. Antena V invertida situada en La Salle campus Barcelona URL, Barcelona, España [67]

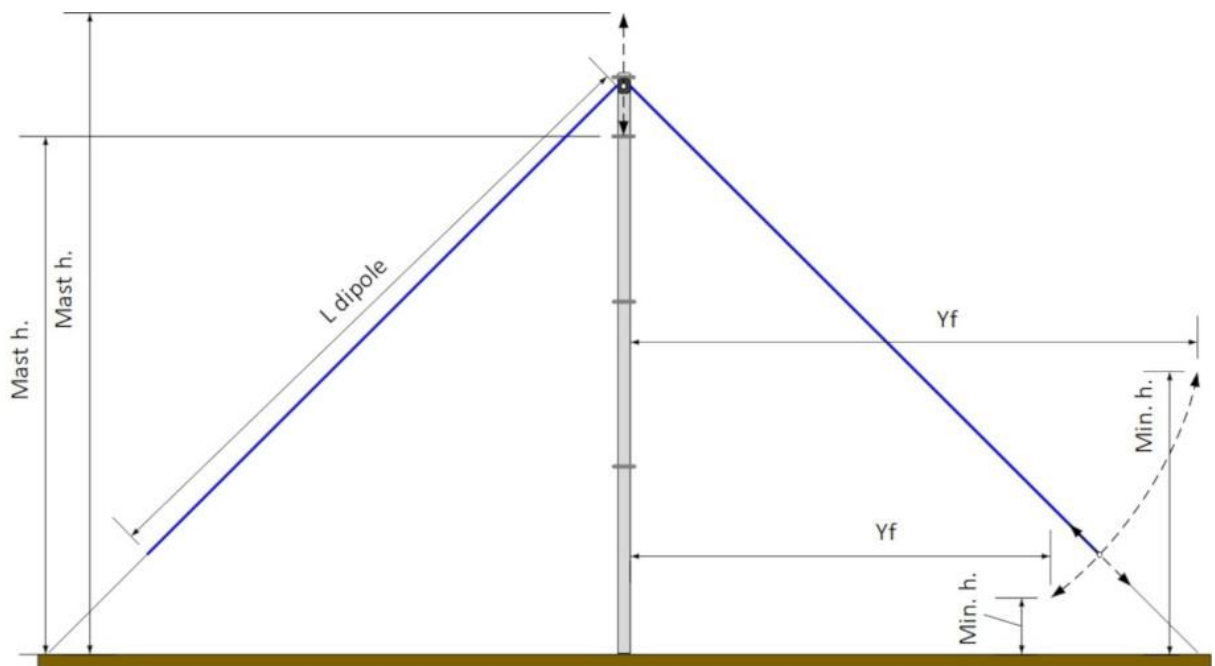


Figura 17. Esquema antena V invertida [78] con sus dimensiones señaladas según la Tabla 2

Tipo terreno	Optimización algoritmo	Ganancia (dBi)	ROE	Impedancia (Ω)	Mast h (m)	Min h (m)	Yf (m)
<i>Ideal</i>	<i>Evolve</i>	6.8	1.96	25.6+3.2j	11.01	2.00	12.39
<i>Rural</i>	<i>Evolve</i>	3.8	1.05	47.7+0.4j	10.81	1.87	12.39
<i>Permafrost</i>	<i>Evolve</i>	1.3	1.27	63.3-1.0j	13.08	2.00	11.51

Tabla 2. Optimización de la antena V invertida [78] mostrada en la Figura 17

Respecto el *balun* utilizado principalmente para adaptar la salida del amplificador BONN con la antena es el modelo MFJ-918 [79] tal y como podemos observar en la Figura 18. El modelo MFJ-918 permite operar entre 1.8 MHz y 30 MHz, dentro del conjunto de frecuencias de HF y permite un máximo de potencia de 1.5 kW. La relación de impedancias del *balun* es de 1:1 y el conector de entrada es de tipo PL.



Figura 18. Balun integrado en la plataforma NVIS para adaptar la salida del amplificador con la antena

2.1.10 Antena V invertida en sistema de recepción

Por el otro lado, en el sistema receptor haremos uso del tipo de antena V invertida. En este caso, en los capítulos Capítulo 3 y Capítulo 4 se realizará todo el estudio en un escenario SISO con una antena V invertida en el sistema transmisor y en el receptor. A partir del Capítulo 5 del estudio realizado en esta tesis, el escenario será SIMO y por lo tanto en el sistema receptor haremos uso de dos antenas V invertidas perpendiculares entre ellas con el fin de obtener a través de la PN las señales recibidas ordinarias y extraordinarias como se ha comentado en la sección 2.1.8. En la Figura 19 podemos observar la antena V invertida del sistema receptor situada en Caleta Argentina, isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida. En la Figura 20 podemos observar la antena V invertida del sistema receptor situada en Glaciar Rocos, isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida. Por último, en la Figura 21 podemos observar del sistema receptor las dos antenas V invertidas en perpendicular (cada una indicada en un color distinto) en las instalaciones del Casal Sant Josep de La Salle (Cambrils, Tarragona, España).



Figura 19. Antena V invertida en Caleta Argentina (isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida)



Figura 20. Antena V invertida en Glaciar Rocoso (isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida)



Figura 21. Antenas V invertida en perpendicular ubicadas en el Casal Sant Josep de La Salle (Cambrils Tarragona, España) [67]

2.2 Software

Por último, en este apartado veremos de manera general el principal software asociado al hardware de la plataforma Red Pitaya y el software dedicado a analizar el conjunto de todas las señales recibidas de los tests a realizar.

2.2.1 Zynq 7010

En primer lugar, la plataforma Red Pitaya basa su funcionamiento principalmente por su chip Zynq 7010 el cuál esta dividido en dos grandes bloques: el PS (*Processing System*) y el PL (*Programmable Logic*). En la Figura 22 podemos observar cada uno de los dos bloques diferenciados por las funciones que cumplen.

A través del PS de la plataforma se configurará la periodicidad de la transmisión de las tramas y la frecuencia portadora a la cuál debe transmitirse. La ejecución del programa principal será el encargado de la configuración del DDS (*Direct Digital Synthesizer*) programado en la FPGA con tal de asegurar la frecuencia portadora de transmisión. En el TFM [66] podemos ver en detalle la implementación del PS de la plataforma Red Pitaya.

Por el otro lado, el PL de la plataforma del sistema transmisor, será el encargado de subir la señal en componentes IQ en banda base desde una frecuencia de muestreo de 100 ksp/s (*kilosamples per second*) señal hasta la frecuencia portadora de interés aumentando la frecuencia de muestreo de la señal a 125 Msps (la de trabajo del DAC). Por el otro lado, en el caso del sistema receptor, el objetivo es bajar la frecuencia portadora de la señal recibida a una frecuencia de muestreo de 125 Msps por el ADC a banda base y a una frecuencia de muestreo de 100 ksp/s. Una vez bajada a banda base, se guardará la señal en componentes IQ en un fichero. Podemos ver en más detalle la configuración del proceso del DUC (*Digital Up Converter*) y del DDC (*Digital Down Converter*) en el TFM [66] o en el artículo [5].

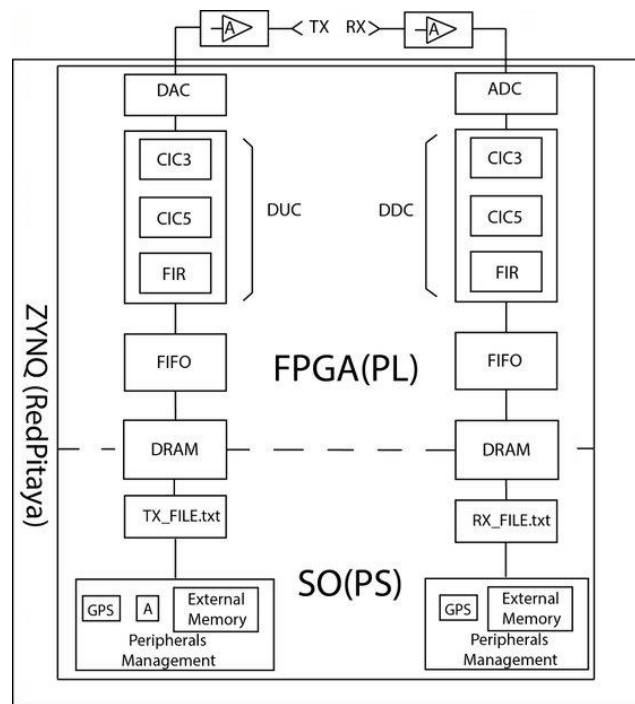


Figura 22. Esquema de la estructura programada en la Zynq 7010 [64] de la plataforma Red Pitaya

2.2.2 Matlab

El software de postprocesado de señales programado en Matlab es independiente a la plataforma NVIS. El software está compuesto por cuatro programas principales. El primer de ellos es el programa que nos permite crear las tramas en un fichero compuesto por las componentes IQ de la señal que se pretende transmitir como test. Por otra parte, encontramos el programa que nos permite demodular un fichero compuesto por las componentes IQ de la señal y poder obtener distintos parámetros medidos de los paquetes de datos como la SNR, E_b/N_0 (energía por bit en la densidad espectral de potencia de ruido) o BER (*Bit Error Rate*) y parámetros del canal como *delay spread* y *Doppler spread*. En la Figura 23 podemos observar el esquema general asociado al postprocesado de una señal recibida.

Por otra parte, con el objetivo de analizar de manera masiva el conjunto de múltiples ficheros de señales, se hace uso de otro programa el cual nos permite obtener y guardar de manera masiva los resultados de un conjunto de ficheros de señales recibidas en un fichero .mat.

Por último, encontramos el programa dedicado al análisis del conjunto de datos del fichero .mat obtenido a través del programa anterior. A través de este programa podemos obtener y analizar el conjunto de los datos en un formato visual de gráfica. El conjunto de códigos programados en Matlab se puede ver con más detalle en el siguiente TFG [11] y TFM [12] realizados dentro del proyecto.

A partir de la base que forman estos cuatro programas se ha desarrollado el estudio de esta tesis y a través de la plataforma NVIS se ha podido realizar la transmisión y recepción de las tramas. A pesar de existir como base el conjunto de programas en Matlab para realizar la creación de las tramas, la recepción y extracción de datos de manera masiva o individual y la visualización de los datos en formato de gráficas, para la realización del estudio de esta tesis, se ha desarrollado todo el software necesario para su uso en modulaciones multiportadora y para el análisis de muchas gráficas específicas que forman esta tesis.

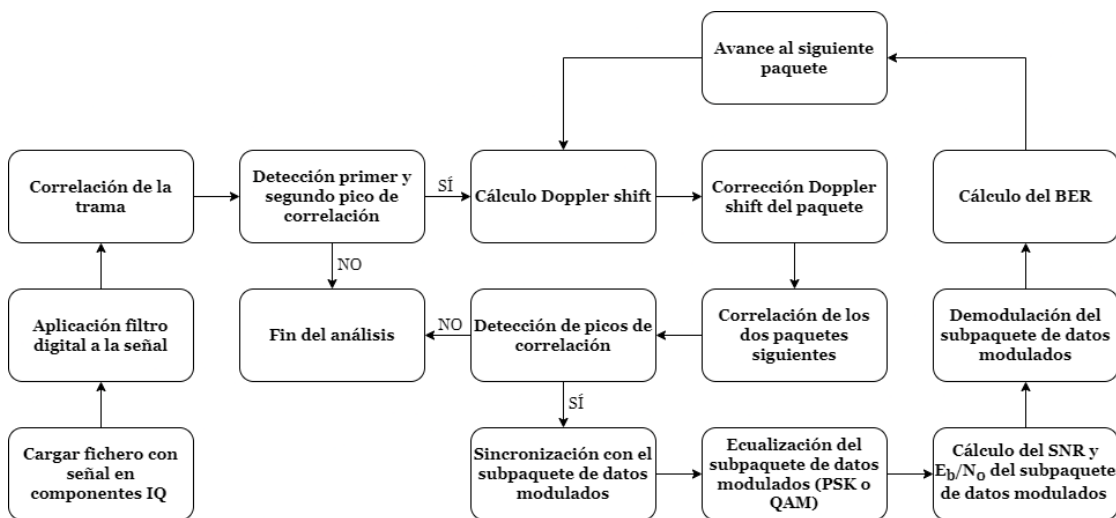


Figura 23. Esquema de bloques del postprocesado de señales desarrollado en Matlab para el análisis de resultados

PARTE II CONTRIBUCIONES

Capítulo 3 Estudio del canal NVIS

3.1 Introducción

En este capítulo se describen los métodos y resultados obtenidos del sondeo del canal ionosférico realizado en la isla Livingston (Archipiélago Shetland Sur, Antártida) durante febrero de 2019 del verano austral 2018-2019. A través de este estudio se pretende caracterizar el canal ionosférico en la región polar Antártica con el fin de comparar los resultados con un canal DX y a través de los resultados definir un protocolo de transmisión de la capa física lo más acotado a las características del canal tal y como veremos en el Capítulo 4. Debido a la mayor exposición de radiación solar durante el verano austral, la ionosfera presenta variaciones respecto el canal ionosférico en otras regiones del planeta siendo necesario un previo análisis del canal para poder caracterizarlo de la manera más específica posible.

Para poder diseñar e implementar un protocolo de comunicaciones a nivel de capa física es imprescindible conocer en detalle el medio por el cual se va a propagar la comunicación. En este caso, el canal NVIS ha sido estudiado por diversos autores de la comunidad científica como por ejemplo, Hervas [55], Jodalen [58], Cannon [59] y Warrinton [60], los cuáles realizan un estudio de los principales parámetros que encontramos en el canal ionosférico NVIS: la disponibilidad del canal, *delay spread*, *Doppler spread* y *Doppler shift* en transmisiones de 3 kHz y a distintas frecuencias.

En este capítulo la investigación que se realiza, en adición de las aportaciones científicas mencionadas anteriormente, se pretende realizar un estudio de diferentes parámetros del canal NVIS (disponibilidad del canal, *delay spread*, *Doppler spread* y *Doppler shift*) con el objetivo de poder diseñar más adelante un protocolo más específico del canal de la capa física de la comunicación. El diseño del nuevo protocolo de la capa física, sobre todo se centrará en el uso de la modulación, comparando dos modulaciones de banda estrecha transmitidas a través del canal estudiado con una modulación multiportadora simulada a través del canal modelado con los parámetros analizados.

La razón de estudio de este capítulo se basa en la redefinición de los protocolos de comunicaciones HF STANAG 4539 [80] y MIL-STD 188 110D [81]. Estos protocolos de comunicación HF están diseñados de manera genérica para cualquier tipo de comunicación HF, sea oblicua o NVIS, cuales están caracterizadas por parámetros distintos. En comunicaciones oblicuas, debido a su ángulo de transmisión menor de 70° , se pueden alcanzar distancias superiores a 250 km. Por otro lado, las comunicaciones NVIS transmiten en un ángulo entre 70° y 90° llegando a dar una cobertura máxima de 250 km de radio. Además, en comunicaciones NVIS, cuando la distancia entre dos nodos es menor de 10 km, dependiendo del terreno, se puede dar presencia de una transmisión de onda terrestre [82], la cuál es transmitida por la superficie del terreno. Para distancias menores de 10 km, en el sistema receptor se recibirá tanto la onda propagada por el canal ionosférico como la onda propagada por la superficie del terreno, añadiendo condiciones más hostiles a la comunicación. A pesar de que este caso no es muy común, podría serlo en casos donde en un sistema de nodos, uno de ellos requiere comunicarse con otros que se encuentren entre 0 km y 250 km a través de la misma tecnología.

campo eléctrico recibido según la distancia asumiendo una transmisión de 24 W y a partir del factor de antena calculado se ha calculado el voltaje recibido en la antena receptora tal y como se muestra en (6). Asumiendo 50Ω se ha podido calcular la potencia esperada recibida en el sistema receptor de la BAE Juan Carlos I.

$$K\left(\frac{dB}{m}\right) = 20 \log(f) - G(dB) - 29.78 \quad (5)$$

$$V(dBuV) = E\left(\frac{dBuV}{m}\right) - K\left(\frac{dB}{m}\right) \quad (6)$$

A través de los cálculos realizados en base a la distancia podemos observar en la Figura 25 la potencia esperada recibida por la onda terrestre en base a la distancia entre el sistema receptor y transmisor. En la Figura 25 podemos apreciar que entre Caleta Argentina y la BAE Juan Carlos I, siendo una distancia de 1.34 km se espera recibir la onda terrestre con una potencia de -44.39 dBm. En el caso de Glaciar Rocoso y la BAE Juan Carlos I, siendo una distancia de 5.7 km se espera recibir la onda terrestre con una potencia de -75.47 dBm.

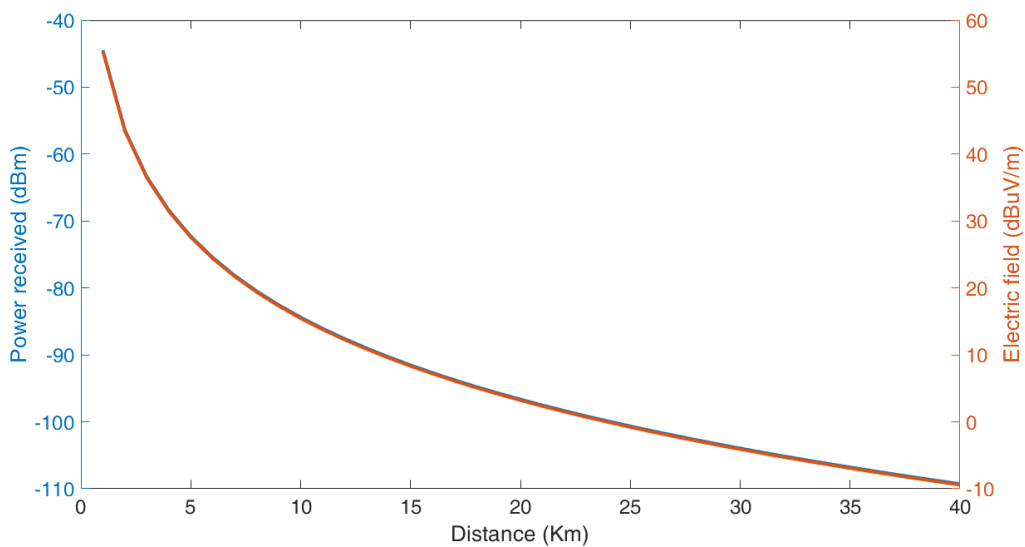


Figura 25. Potencia recibida y campo eléctrico recibido de la onda terrestre según la distancia entre el sistema transmisor y receptor

3.2.2 Diseño de la trama transmitida

En este apartado se explicará en detalle el conjunto de tramas que se han transmitido para poder analizar las principales características de ambos canales bajo estudio y los efectos de estos en modulaciones de banda estrecha. Cada una de las tramas tiene una duración de 25.5 segundos, compuesta por un total de 150 paquetes. En la Figura 26 podemos observar el modelo genérico de un paquete que forma la trama total y el conjunto de subpaquetes que lo forman. Podemos

ver que cada paquete contiene tres subpaquetes de tonos de 600 Hz, de secuencias PN de orden 6 y de modulaciones de banda estrecha (FSK (*Frequency-Shift Keying*), PSK y QAM) que mantendrán siempre el mismo ancho de banda y orden de modulación. Más concretamente, cada subpaquete de modulación estará formado por un total de 250 símbolos con un remuestreo de 42, siendo la frecuencia de muestreo del sistema de 100 kpsps, el ancho de banda de la modulación será de 2.3 kHz. El tiempo de duración de cada uno de los subpaquetes que forman la trama ha sido escogido con precaución con el fin de poder compararlos entre si sin ser afectados por el *Doppler spread* y el *delay spread* del canal tal y como se explicará más adelante.

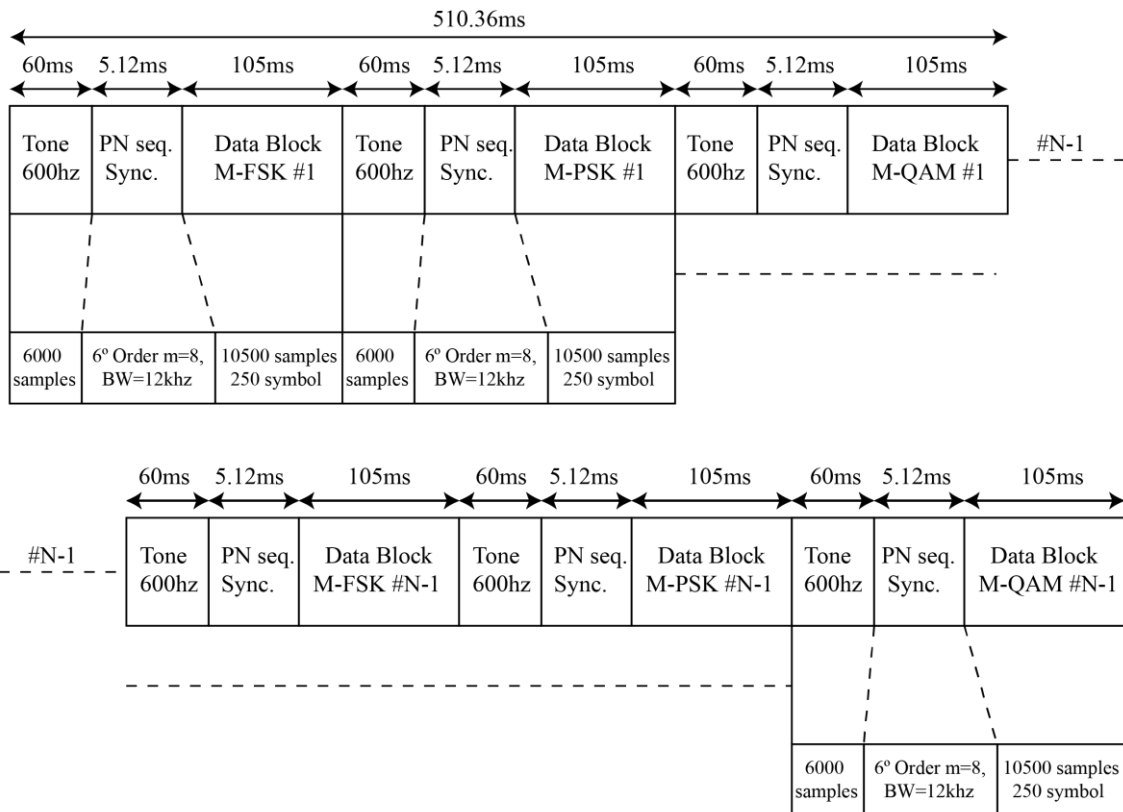


Figura 26. Diseño de la trama transmitida en el estudio de canal realizado

Tono de 600 Hz

En primer lugar, el tono de 600 Hz que ocupa lugar en todos los paquetes de la trama tiene una duración de 60 ms y está compuesto por 6000 muestras. El objetivo principal de la adición del tono de 600 Hz es permitir detectar, medir y corregir el efecto *Doppler shift* provocado por el canal y por la plataforma Red Pitaya. La razón de uso de un tono de 600 Hz para la detección, medida y corrección del *Doppler shift* esta intrínsecamente ligado con la magnitud del *Doppler shift* que esperamos corregir. En este caso, el *Doppler shift* estará principalmente provocado por la plataforma Red Pitaya en vez del canal NVIS. Esto es debido a los relojes internos de la plataforma Red Pitaya, los cuales no son muy precisos de tal manera que la frecuencia portadora de salida no es exacta teniendo variaciones de hasta 20 Hz dependiendo de la temperatura externa. En este caso para cubrir con seguridad la correcta corrección del *Doppler shift* se supondrá que podemos llegar a 50 Hz. A pesar de la inexactitud de los relojes internos de la

plataforma, aunque tuvieran una total precisión deberíamos corregir el *Doppler shift* provocado por el canal NVIS. Si tomamos en cuenta un *Doppler shift* de 50 Hz, a través del tono de 600 Hz recibiremos un tono de 550 Hz o 650 Hz. En el caso más conflictivo, 550 Hz si pretendemos medir en el receptor el *Doppler shift* provocado, siendo el bloque de una duración de 60 ms, podremos medir los 550 Hz con un total de 33 periodos. Si en nuestro sistema decidiéramos implementar en vez de un tono de 600 Hz, una continua, en este caso en el sistema receptor recibiríamos 50 Hz en el caso más conflictivo. Para medir con la misma precisión, por ejemplo 33 periodos, en este caso como mínimo el subpaquete debería tener una duración de 660 ms. En el segundo caso de implementación la duración del subpaquete es mucho más alta para poder medir el *Doppler shift* con la misma precisión. A través del tono de 600 Hz implementamos un subpaquete de una duración más corta que en conjunto con el resto de subpaquetes de una trama permanecerán todos dentro del tiempo de coherencia del canal con el objetivo de que se puedan comparar en igualdad de condiciones de canal los subpaquetes de modulación.

Una vez medida la frecuencia de *Doppler shift* que afecta a nuestra trama, se podrá corregir el *Doppler shift* que afecta a los dos siguientes subpaquetes de secuencia PN y modulación. Tal y como mencionábamos, dado que estarán dentro del tiempo de coherencia podemos asumir que los siguientes subpaquetes habrán sido afectados por el mismo *Doppler shift*. Teniendo en cuenta el *Doppler shift* medido se corregirá el conjunto de siguientes muestras de manera digital tal y como se muestra en la ecuación (7) siendo $x[n]$ la señal muestreada en banda base y f_D el *Doppler shift* medido en Hz.

$$y[n] = x[n] \cdot 2 \cdot i \cdot \pi \cdot f_D \quad (7)$$

En este caso el tono de 600 Hz está situado a priori del resto de subpaquetes para poder corregir correctamente los efectos del *Doppler shift* y detectar correctamente la secuencia PN. Por el otro lado, en el caso de los estándares, según se especifica en el MIL-STD-188-110D, con el objetivo de corregir el efecto *Doppler shift*, se hace uso de un total de 184 símbolos de modulación 8-PSK. La corrección del *Doppler shift* se realiza al inicio de la trama junto con un bloque de sincronización, tal y como veremos en el siguiente punto.

Secuencia PN de orden 6

Posterior al tono de 600 Hz se situará siempre la secuencia PN de orden 6. La secuencia PN de orden 6 tiene como fin permitirnos sincronizarnos a nivel de muestra con el siguiente bloque de datos modulados. La sincronización con el bloque debe ser totalmente precisa debido a que una sincronización de una muestra más o menos adelante podría demodular con ISI debido a que se estaría demodulando muestras de un símbolo junto con otras. Por ello es preciso para el correcto procesado de la señal que se corrija primeramente el *Doppler shift* tal y como se ha mencionado en el punto anterior. Para el estudio, la secuencia PN de orden 6 es de 64 chips, con un remuestreo de 8, siendo un total de 512 muestras con una duración de 5.12 ms. La secuencia PN ha sido diseñada minuciosamente con el fin de no ser afectada por el *multipath spread* y *Doppler spread*. Para ello se ha diseñado basado en la investigación realizada por Hervas et al. [55], caso de estudio que caracteriza la media del *multipath spread* de la onda ordinaria de 710.71 μ s con una varianza de 2.8301 μ s y en el caso de la onda extraordinaria de 921.41 μ s con una varianza de 4.4577 μ s. Por otro lado, se caracteriza el *Doppler spread* de la

onda ordinaria de 0.6816 Hz con una varianza de 0.0940 Hz y en el caso de la onda extraordinaria de 0.1237 Hz con una varianza de 0.0956 Hz. El tiempo de la secuencia PN es de 5.12 ms, en este caso es muy importante que este tiempo sea mayor que el tiempo del *multipath spread*, el cual basados en el estudio, en el peor caso será aproximadamente de 921.41 μ s. Aún así con tal de evitar *outliers* en el estudio de canal, se ha optado por dejar un amplio margen de tiempo entre 921.41 μ s y 5.12 ms. Por otra parte, no siendo menos importante en nuestro caso el ancho de banda de la secuencia PN será de 12.5 kHz siendo mucho más mayor que el *Doppler spread* caracterizado en el canal, de tal manera que podremos asegurar que no hay *fadings* rápidos entre los distintos chips de la secuencia PN, siendo un punto clave que podría no permitirnos correlar correctamente las secuencias PN.

En comparación a los estándares, tal y como se indica en las especificaciones del MIL-STD-188-110D, los bloques de sincronización estarán basados en secuencias Frank Heimiller. Las secuencias de sincronización transmitidas están formadas por un total de 31 símbolos conocidos de la modulación 8-PSK. Cada uno de estos bloques se transmiten cada 256 símbolos de datos.

Para el estudio de canal la secuencia PN, además de permitir la sincronización a nivel de muestras de la trama, para el propósito de este estudio, la secuencia PN será clave para cuantificar el *Doppler spread*, el *delay spread*, la altura de las distintas capas ionosféricas y la disponibilidad del canal tanto para las ondas terrestres como para las ondas NVIS. Con tal de recopilar el conjunto de secuencias PN transmitidas para obtener los parámetros del estudio de canal de la onda terrestre y la onda NVIS se hará uso de la respuesta impulsional obtenida de la correlación del conjunto de estas a lo largo de toda la trama recibida. En la Figura 27 podemos ver un ejemplo del conjunto de secuencias PN correladas y superpuestas en distintos colores para poder diferenciarlas entre ellas. En la Figura 27 podemos apreciar la onda terrestre, la reflexión de la onda NVIS en la capa E y la reflexión de la onda NVIS en la capa F2. Si comparamos la correlación obtenida con el ionograma de la isla de Livingston proporcionado por el *Observatori de l'Ebre* podemos comprobar que el procesado de la señal es correcto. En la Figura 28 podemos ver en el eje de la Y las alturas a las que se encuentran las capas E y F2 en km por cada frecuencia de transmisión en MHz en el eje de la X. Tal y como podemos ver, la capa E es reflejada para una onda NVIS de 4.3 MHz a una altura de 120 km aproximadamente. De la misma forma ocurre para la misma onda NVIS de 4.3 MHz a una altura de 310 km con la capa F2. Si analizamos la correlación de las secuencias PN en la Figura 28, podemos ver como el primer pico es producido por la onda terrestre debido a que es la primera onda en ser recibida por el sistema receptor. Posteriormente, el segundo pico de correlación es producido por la reflexión de la onda NVIS con la capa E, recibido con menor amplitud debido a la atenuación del canal por la mayor distancia recorrida por la onda y recibido 800 μ s más tarde, equivalente a unos 240 km aproximadamente. Esta distancia se reafirma a través del ionograma de la Figura 28, donde la altura de la capa E es la mitad de la distancia calculada debido a que en el caso de la Figura 27 es la distancia temporal de la transmisión de la onda desde la transmisión en tierra, la reflexión en la capa E y la recepción en tierra de nuevo. Finalmente, el último pico de la Figura 27 es producido por la reflexión de la onda NVIS en la capa F2, en este caso con menor amplitud que los demás picos y recibido 2066 μ s más tarde respecto a la correlación de la onda terrestre, siendo 620 km. De la misma manera, la mitad de esta distancia temporal equivaldría a la altura mostrada en el ionograma de la Figura 28. Además, en este caso se puede apreciar un multicamino de 33 μ s respecto la capa F2, correspondiendo un pico a la onda ordinaria y el otro a la onda extraordinaria.

Además, a través de la correlación de secuencia PN podremos obtener el delay spread (σ_τ) como el retraso r.m.s. de la señal como una función de densidad $S(\tau)$ tal y como podemos observar a través del conjunto de ecuaciones (8), (9) y (10):

$$\bar{\tau} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tau S(\tau) d\tau, \quad (8)$$

$$\overline{\tau^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tau^2 S(\tau) d\tau, \quad (9)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (10)$$

donde τ es el tiempo de muestra y $S(\tau)$ la amplitud. Para el caso de la onda terrestre, el delay spread se basaría en la dispersión del primer pico en la Figura 27. Para la onda NVIS, en este caso se obtiene el *delay spread* a través del tiempo desde la onda NVIS proveniente de la capa E hasta el último multicamino de la onda NVIS de la capa F2. Finalmente, para obtener la función de *scattering* $S(\tau; \lambda)$ [85] de la onda NVIS, nos basamos en la ecuación (11) que podemos observar a continuación:

$$S(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_c(\tau; \Delta t) e^{-j\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (11)$$

donde $R_c(\tau; \Delta t)$ es la potencia media de salida del canal como una función de tiempo τ y la frecuencia Doppler λ . A través de la función de *scattering* podremos medir el *Doppler spread* del canal NVIS y de la misma manera para la onda terrestre.

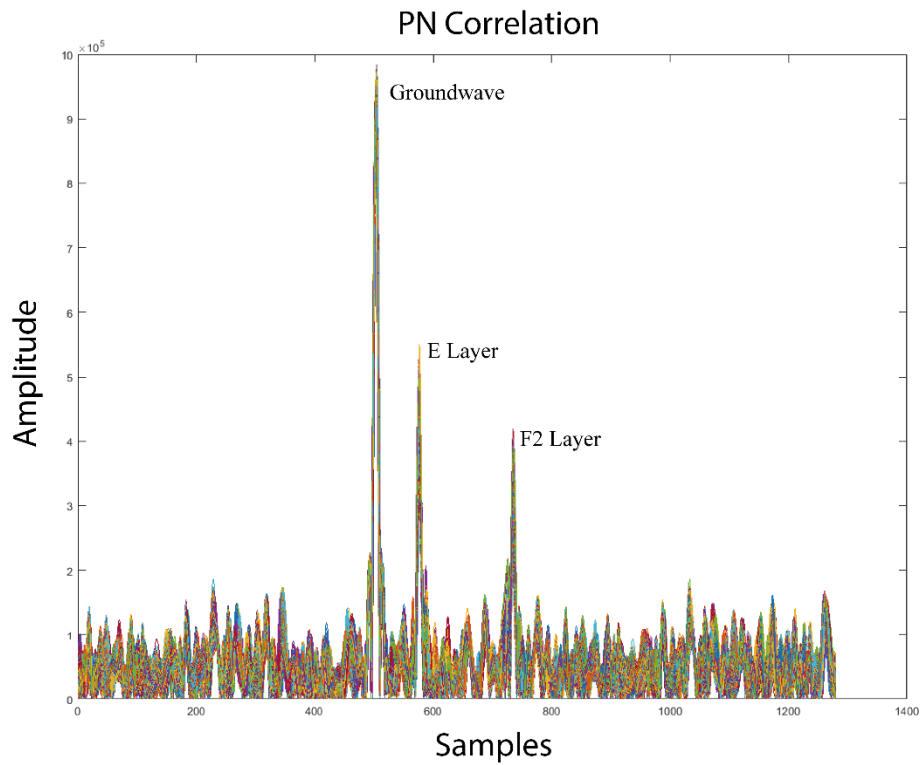


Figura 27. Superposición de 150 secuencias PN correladas recibidas durante el estudio de canal entre la BAE Juan Carlos I y Caleta Argentina (isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida)

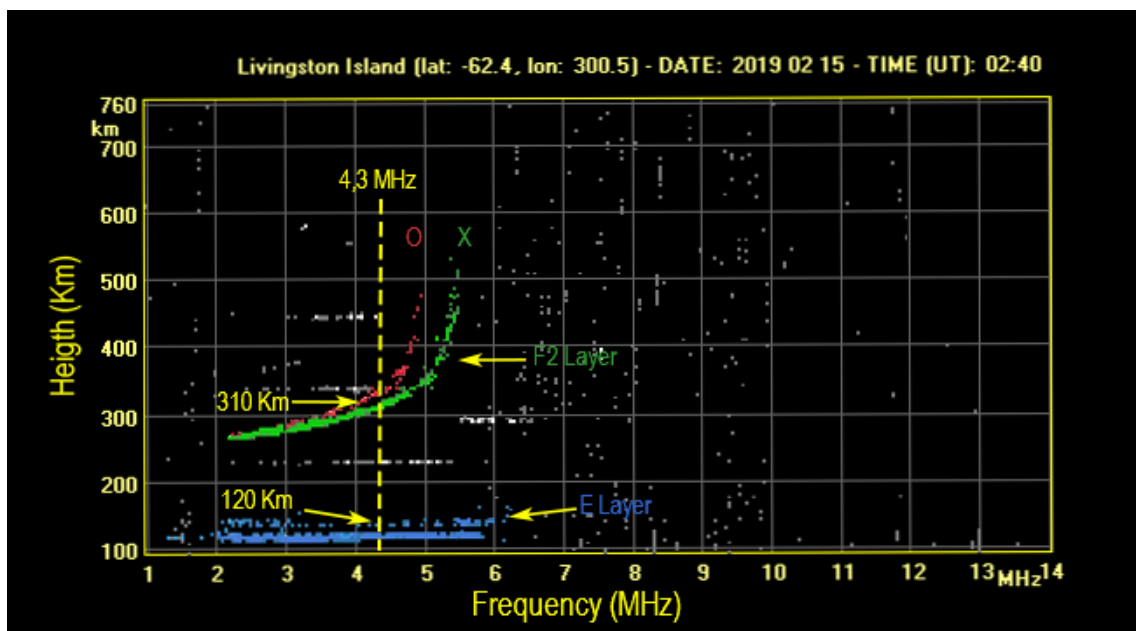


Figura 28. Ionograma del 15 de febrero de 2019 realizado en la BAE Juan Carlos I (isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida) por el Observatori de l'Ebre

Modulación de banda estrecha

Finalmente, en la trama definida en la Figura 26 se hace uso de las modulaciones de banda estrecha más comunes (QAM, PSK y FSK) con órdenes de modulación entre 4 y 32. Se han escogido este tipo de modulaciones con tal de poder analizar la robustez de las modulaciones usadas en los estándares principales MIL-STD-188-110D y STANAG 4539 y compararlas a bajas potencias de transmisión (menores de 24 W) con la robustez de la modulación OFDM a diseñar. A pesar de que la modulación FSK no forme parte de los estándares, es una modulación de banda estrecha que no efectúa cambios en su potencia para modular los símbolos, manteniendo siempre la misma potencia. Esta característica de la FSK a bajas potencias de transmisión (menores de 24 W) podría mostrar resultados interesantes debido a su eficiencia con el E_b/N_0 . Los órdenes de modulación se basan a través de estudios previos [5] donde se ha comprobado que para potencias de transmisión por debajo de 24 W la probabilidad de obtener resultados óptimos en ordenes de modulación superiores de 32 son muy escasas. Por otro lado, el conjunto tramas transmitidas, se utilizan para múltiples investigaciones en paralelo. En este caso, el uso de modulaciones es debido a otro estudio [6] que estará involucrado en el diseño de la modulación OFDM que veremos en el siguiente capítulo. Además el conjunto de resultados obtenidos nos permitirán comparar en una simulación la robustez de la modulación OFDM diseñada con la robustez de modulaciones de banda estrecha bajo los efectos del canal NVIS de referencia. A pesar de ello, en este capítulo nos centraremos principalmente en el análisis del canal a través de los datos obtenidos del tono de 600 Hz y de las correlaciones de las secuencias PN. Por último, a lo largo de la investigación llevada a cabo en esta tesis, se incluirá en el conjunto de bloques de modulaciones, con un propósito comparativo, la modulación OFDM, tal y como veremos más adelante.

3.2.3 Banco de pruebas

Con el fin de realizar el estudio de canal se ha transmitido la trama descrita en el apartado anterior 3.2.2 a lo largo de distintos minutos con el fin de asegurar el muestreo más continuo posible. En la Tabla 3 podemos ver los minutos en los que se ha transmitido durante cada hora a lo largo de 14 días sin interrupción, siendo un total de 10.080 tramas transmitidas. Tal y como podemos ver en la Tabla 3 se transmite cada minuto y únicamente en los minutos acabados en 5, 6, 7, 8 y 9. La razón de este propósito es debido a la presencia cercana (50 m) de la ionosonda del *Observatori de l'Ebre*, la cual realiza un barrido en frecuencia entre 1-30 MHz pudiendo afectar a la recepción de las tramas del sistema receptor del estudio, y de la misma forma el sistema transmisor con la recepción de las tramas de la ionosonda. Por otra parte, en el análisis de canal podemos ver que se transmiten las distintas tramas a diferentes potencias medias de transmisión, este factor está más estrechamente relacionado con la investigación de modulaciones del que se discutirá más adelante en el Capítulo 4. Aunque no forme parte del estudio de canal se ha tenido en cuenta para el análisis de los resultados en algunos casos que las transmisiones de baja potencia (menores a 3 W) puedan presentar resultados no fiables. Debido a la estancia limitada en la BAE Juan Carlos I se tuvieron que adaptar las distintas tramas transmitidas para poder realizar distintos estudios simultáneos.

N-Test	Minuto	Potencia media de transmisión
1-Test	5	1 W
2-Test	6	1 W
3-Test	7	1 W
4-Test	8	1 W
5-Test	9	1 W
6-Test	15	3 W
7-Test	16	3 W
8-Test	17	3 W
9-Test	18	3 W
10-Test	19	3 W
11-Test	25	6 W
12-Test	26	6 W
13-Test	27	6 W
14-Test	28	6 W
15-Test	29	6 W
16-Test	35	12 W
17-Test	36	12 W
18-Test	37	12 W
19-Test	38	12 W
20-Test	39	12 W
21-Test	45	24 W
22-Test	46	24 W
23-Test	47	24 W
24-Test	48	24 W
25-Test	49	24 W
26-Test	55	6 W
27-Test	56	6 W
28-Test	57	6 W
29-Test	58	6 W
30-Test	59	6 W

Tabla 3. Banco de pruebas del estudio del canal NVIS

3.3 Análisis del canal y modulaciones

En este apartado veremos el análisis realizado de los resultados obtenidos a través de las transmisiones realizadas para el estudio de canal. Podremos observar en detalle los resultados de la disponibilidad del canal NVIS a lo largo del día, la variabilidad de la altura de las capas ionosféricas a lo largo del día, la variabilidad del *delay spread* y *Doppler spread* a lo largo del día tanto para el canal NVIS como para el canal con presencia de onda terrestre y finalmente el *Doppler shift* del sistema para tener en cuenta en la transmisión y recepción de las comunicaciones.

3.3.1 Disponibilidad del canal NVIS

En primer lugar, se analizará la disponibilidad del canal a través del cual se podrán concluir diferentes aspectos de los resultados de las tramas recibidas en base a la hora del día recibidas. En la Figura 29 podemos ver el resultado en porcentaje del número de tramas que se han podido sincronizar respecto el total de tramas transmitidas con el transmisor de Glaciar Rocosó que forma el enlace NVIS. Tal y como observamos, las horas de mayor disponibilidad del canal son

entre las 12 UTC y las 21 UTC momento en el que la actividad solar es máxima con una disponibilidad variable entre el 50% y el 80%. Para este caso debemos tener en cuenta que la salida del sol se sitúa alrededor de las 08 UTC y la puesta de sol alrededor de las 01 UTC en la isla de Livingston. Tal y como podemos observar en aquellas horas con menor actividad solar hay una disponibilidad mucho menor que durante el día a la frecuencia de estudio de 4.3 MHz. Además, podemos observar que entre las 15 UTC y las 19 UTC hay una reducción de paquetes sincronizados y demodulados. Tal y como podemos observar en la Figura 29, esta reducción considerable de las tramas sincronizadas podría deberse al aumento del *delay spread* a consecuencia de la aparición de dos capas simultaneas.

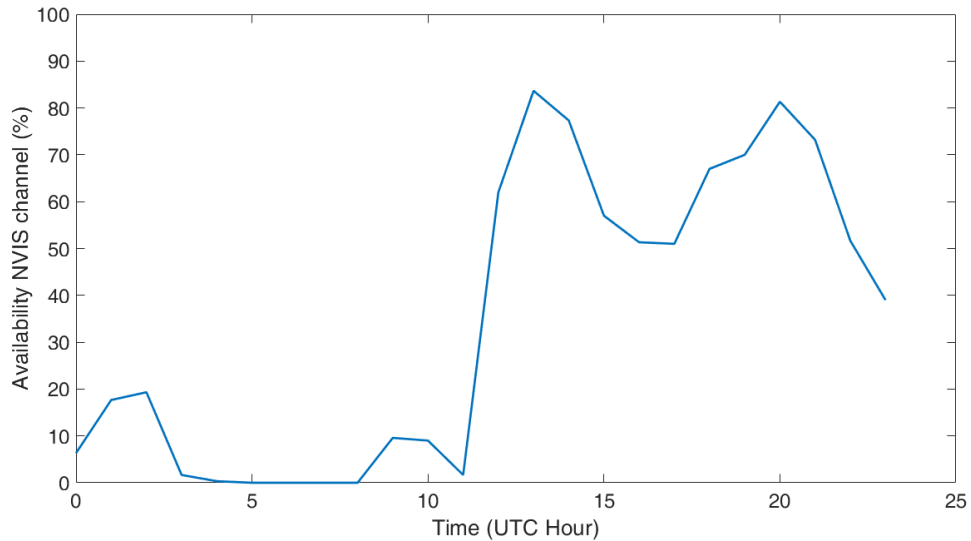


Figura 29. Disponibilidad del canal NVIS en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

3.3.2 Altura de las capas ionosféricas

Otro punto de alto interés para tener en cuenta en el estudio de canal es la presencia y variabilidad de la altura de las capas ionosféricas (capa F2 y E) debido a que tendrán un gran impacto en el *delay spread* del canal y a consecuencia en los resultados obtenidos al sincronizar y demodular un paquete de datos. Los resultados obtenidos además nos permitirán ser contrastados con los resultados obtenidos del *delay spread* del canal, además de ser contrastados con los ionogramas del *Observatori de l'Ebre* para asegurar el correcto estudio del canal. Tal y como podemos ver en la Figura 30 podemos ver entre las 11 UTC y las 23 UTC la aparición de la capa E debido a la presencia de una mayor actividad solar, coincidiendo con la salida del sol a las 8 UTC y la puesta de sol a las 01 UTC en la isla de Livingston. Como podemos ver en la Figura 30, entre las 00 UTC y las 07 UTC, horas de menor actividad solar, la altura de la capa F2 se encuentra a una altura de 400 km. Esta altura ira decreciendo a lo largo de las horas de mayor actividad solar hasta 275 km. Por otra parte, en referencia a la capa E, durante la aparición de esta, el canal NVIS estará formado por dos capas que reflejaran de igual manera las ondas con una separación entre ellas de 250 km aproximadamente, incrementando el multicamino del canal y a consecuencia la incapacidad de demodular correctamente los paquetes de datos, siendo mayor la posibilidad de presentar ISI. En este caso para el canal NVIS con presencia de onda terrestre, la aparición de la capa E será un multicamino que afectará en gran medida al procesado de los paquetes de datos por ser aún mayor el multicamino y *delay*

spread. Finalmente hay que tener en cuenta que por debajo de la capa E existe la presencia de la capa D, la cual en el estudio no se ha muestreado debido a la complejidad en el estudio. Durante las horas de mayor actividad solar, la capa D aparecerá provocando la atenuación de la señal. La atenuación provocada en la señal por parte de la capa D [86] repercute en el análisis de la Figura 30 donde la onda reflejada en la capa F2, además de la atenuación por propagación a mayor distancia hace la onda demasiado débil para detectar la secuencia PN y obtener su presencia en los resultados.

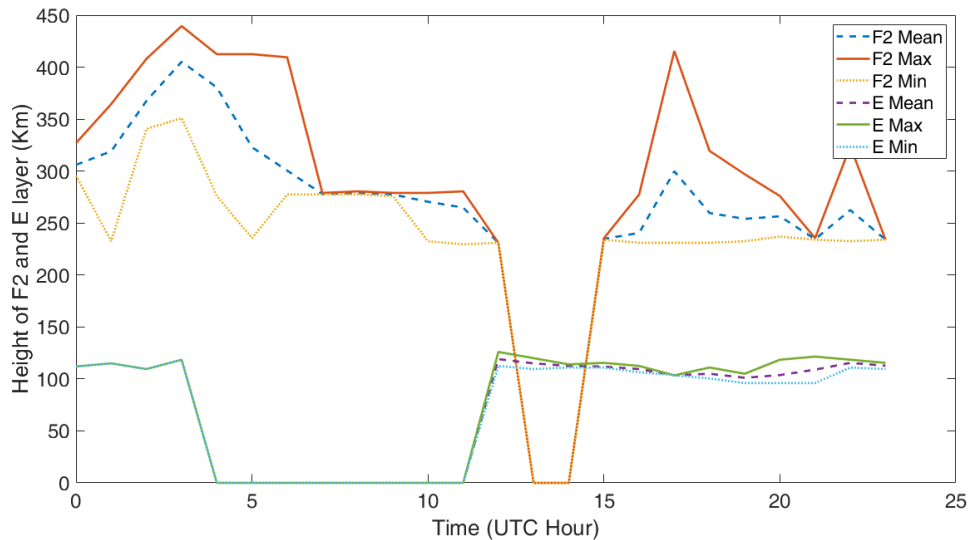


Figura 30. Variabilidad de la altura de las capas ionosféricas F2 y E a lo largo del día en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

3.3.3 Análisis del *delay spread*

Una vez analizada la disponibilidad del canal NVIS y de la variabilidad de las capas ionosféricas, podemos empezar a analizar y entender los resultados del estudio del *delay spread* del canal NVIS y del canal NVIS con presencia de onda terrestre tal y como veremos en este apartado.

Delay spread del canal NVIS

En primer lugar, analizaremos el *delay spread* del canal NVIS del enlace con Glaciar Rocoso a lo largo del día tal y como podemos observar en la Figura 31. En este punto el *delay spread* será un parámetro muy importante a tener en cuenta para el diseño y recepción de una trama ya que este es un factor determinante para cuantificar la presencia de ISI en nuestra trama recibida. Tal y como podemos ver en la Figura 31, el máximo *delay spread* presente es de 2.75 ms o el ancho de banda de coherencia es de 363.64 Hz. Teniendo en cuenta el tiempo de símbolo de los estándares STANAG y MIL-STD siendo de 0.42 ms, podemos ver que en presencia de este enlace muestreado los paquetes de datos recibidos presentarían ISI. En el caso contrario si analizamos el *delay spread* mínimo, en este caso será de 0.05 ms, siendo el ancho de banda de coherencia de 20 kHz. En este caso, el mínimo coincide con el conjunto de horas de menor disponibilidad del canal, siendo el canal de gran inestabilidad. Cabe destacar que respecto a la duración del tiempo de símbolo no habrá problemas de presencia del efecto ISI en la trama. Aun así se

requeriría de un estudio adicional para analizar con más profundidad si para el conjunto de estas horas, hay existencia de un multicamino mayor. A través de nuestro estudio para este conjunto de horas la cantidad de paquetes analizados es demasiado bajo para obtener resultados relevantes. Si tomamos en cuenta el valor medio de *delay spread* recibido, en este caso podemos ver que en general se encuentra por encima de 0.42 ms (tiempo de símbolo) provocando en la mayoría de los casos ISI en los paquetes demodulados.

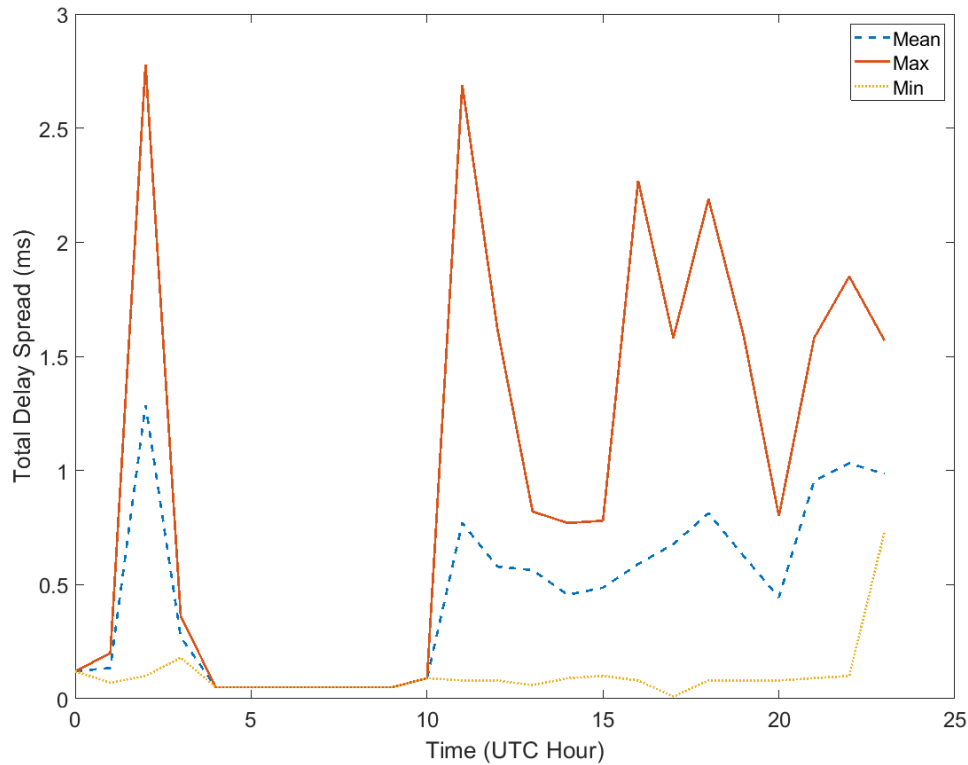


Figura 31. Variabilidad del *delay spread* del canal NVIS a lo largo del día en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

Delay spread del canal NVIS con presencia de onda terrestre

Por otro lado, a través del transmisor situado en Caleta Argentina también obtendremos el análisis del *delay spread* del canal NVIS con presencia de onda terrestre a lo largo del día. En este caso la onda terrestre pasara a convertirse en el canal principal y el de mayor potencia. Debido a la adición de la onda terrestre, el *delay spread* aumentará considerablemente puesto que el canal NVIS será parte de un multicamino. Tal y como podemos analizar en la Figura 32 el máximo *delay spread* presente es de 5.5 ms o un ancho de banda de coherencia de 181.81 Hz. En este caso para la definición de un protocolo capaz de evitar la ISI tanto en el canal NVIS como con presencia de onda terrestre deberá tomar en cuenta este *delay spread*. Si tenemos en cuenta el tiempo de símbolo de 0.42 ms del protocolo STANAG y MIL-STD, podemos apreciar que en este caso de *delay spread* tendremos una fuerte influencia de la ISI en muchos paquetes de datos. En caso contrario, el mínimo *delay spread* que tenemos en es de 0.05 ms y un ancho de banda de coherencia de 20 kHz de manera muy estable a lo largo de todo el día debido a que se recibe la onda terrestre de manera constante. En este caso, el *delay spread* es muy bajo

debido a la poca disponibilidad del canal NVIS en estas horas, siendo el *delay spread* único del enlace a través de la onda terrestre.

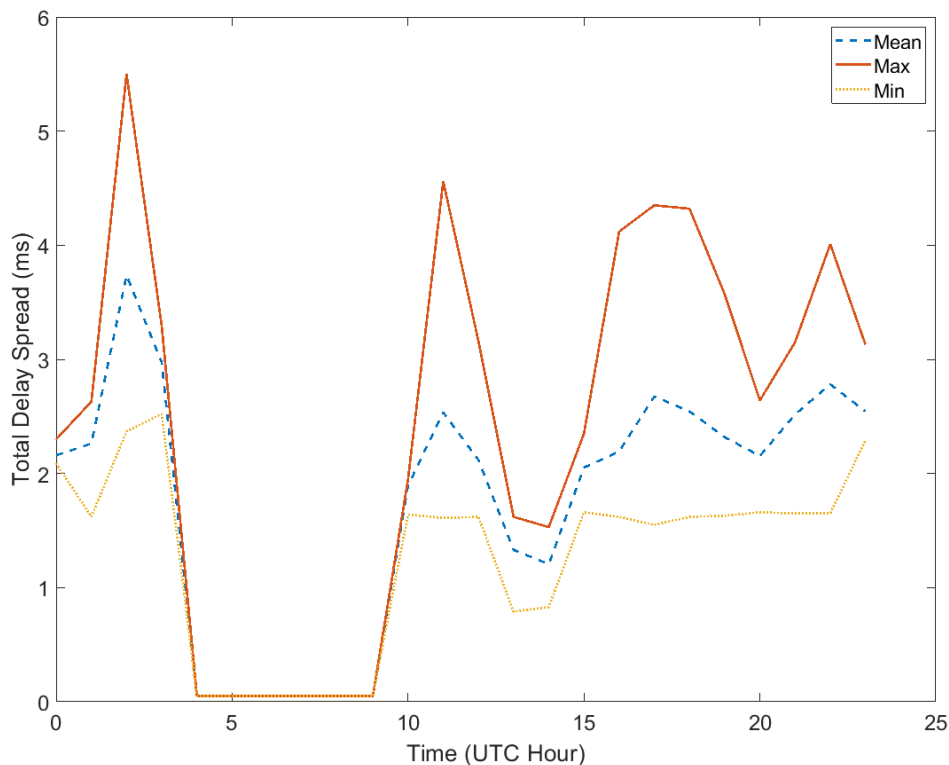


Figura 32. Variabilidad del *delay spread* del canal NVIS con presencia de onda terrestre a lo largo del día en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

3.3.4 Análisis del *Doppler spread*

En este apartado analizaremos variabilidad del *Doppler spread* a lo largo del día muestreado en el enlace NVIS y en el enlace NVIS con presencia de onda terrestre. En este caso el *Doppler spread* es un parámetro de gran importancia para tener en cuenta en el diseño de un nuevo protocolo de comunicaciones. Las gráficas representadas para este caso se han analizado en un gráfico de velas. En este caso, la línea roja nos mostrará la media, el recuadro azul representa el 50 % del *Doppler spread* recibido, la línea negra discontinua superior un 25 % y la línea negra discontinua inferior el 25 % restante. Finalmente, las cruces rojas hacen referencia a los *outliers* muestreados en el análisis.

Doppler spread del canal NVIS

Primeramente, si analizamos el *Doppler spread* medido a través del enlace con Glaciar Rocoso, tal y como podemos ver en la Figura 33 el máximo *Doppler spread* que se ha parametrizado en el análisis es de 0.1 Hz (un total de 10 s) y el mínimo *Doppler spread* de 0.05 Hz (un total de 20 s). Estos valores son de gran importancia en el momento del diseño de un protocolo nuevo para poder determinar el tiempo del bloque de datos máximo.

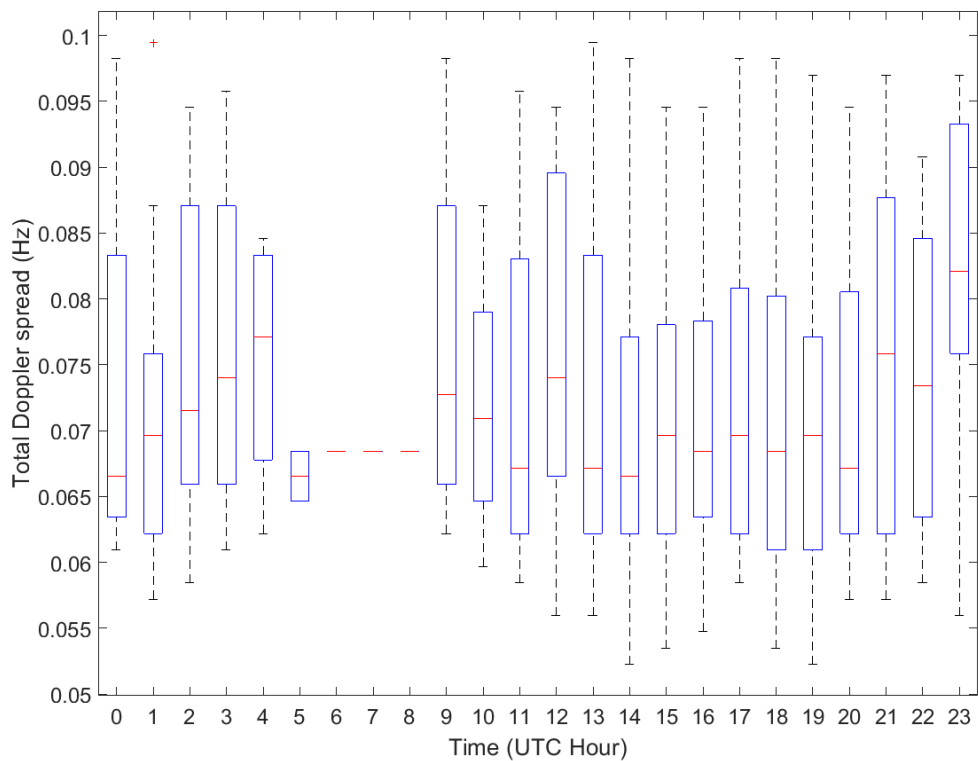


Figura 33. Variabilidad del Doppler spread del canal NVIS a lo largo del día en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

Doppler spread del canal NVIS con presencia de onda terrestre

Por el otro lado, en el caso del análisis del *Doppler spread* del canal NVIS con presencia de onda terrestre, si analizamos la Figura 34 podemos ver que el máximo *Doppler spread* es de 0.088 Hz (un total de 11.36 s) y el mínimo *Doppler spread* de 0.062 Hz (un total de 16.12 s). Tal y como podemos ver el *Doppler spread* en este caso se muestra más estable debido a que la onda terrestre ocupa el canal principal y además la estabilidad es mayor al no haber variabilidades como ocurre en la ionosfera. Aun así, debería mostrarse el *Doppler spread* totalmente estable con el mínimo de variaciones, estas variaciones se deben a los cambios de la constante dieléctrica del suelo debido a cambios en la superficie nevada o congelada [82]. Además, dada la localización del enlace con Caleta Argentina, tal y como podemos ver en la imagen de la Figura 24, la onda terrestre podría propagarse por el mar donde los cambios de la constante dieléctrica podrían venir dados por los cambios diarios en el oleaje y salinidad del agua.

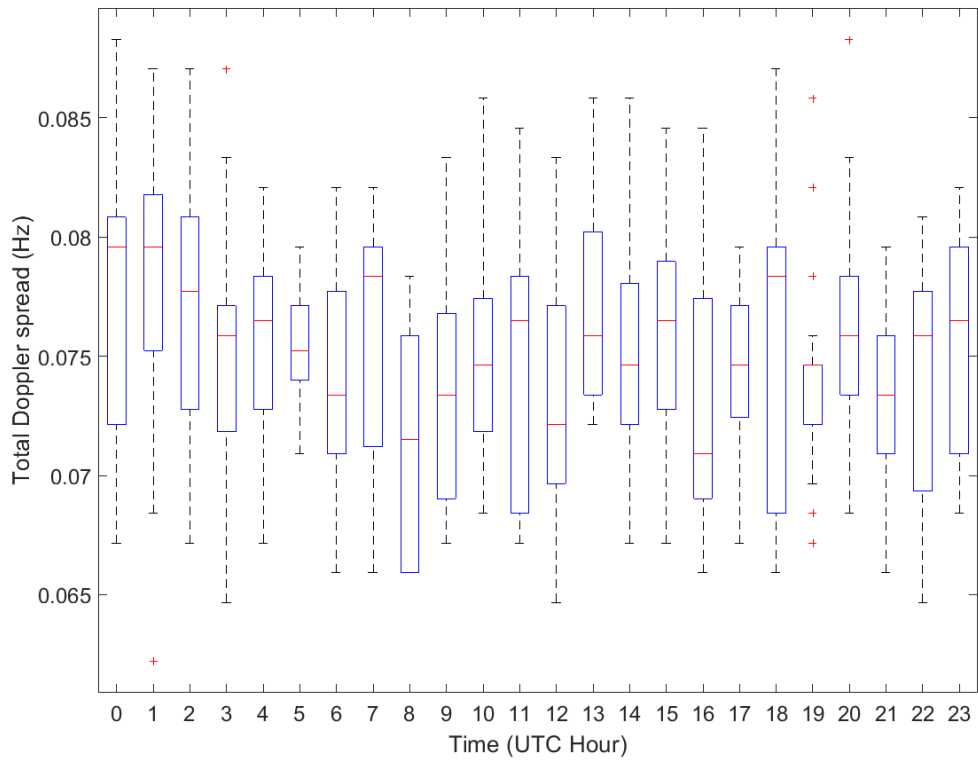


Figura 34. Variabilidad del Doppler spread del canal NVIS con presencia de onda terrestre a lo largo del día en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

3.3.5 Análisis del Doppler shift

Por último, en este caso, tal y como se ha comentado, el *Doppler shift* propio del canal no se ha podido parametrizar debido a que el reloj interno del sistema de la Red Pitaya tiene una precisión baja de ± 50 ppm (partes por millón). Este efecto produce en nuestro sistema receptor y transmisor un efecto de *Doppler shift* mayor al del canal NVIS. A pesar de ello, el efecto del *Doppler shift* del canal afecta de igual forma a nuestra señal al ser transmitida, llegando a ser de -0.088 Hz con una varianza de 0.55 Hz [55]. Aun así, teniendo en cuenta el diseño de un protocolo para ser utilizado en una plataforma de bajo coste como es la Red Pitaya, se debe tener en cuenta. La razón principal en la variabilidad del reloj del sistema son los cambios de temperatura de éste, tal y como podemos analizar en la Figura 35 podemos ver el máximo *Doppler shift* recibido es de 17.5 Hz y el mínimo de 12.5 Hz.

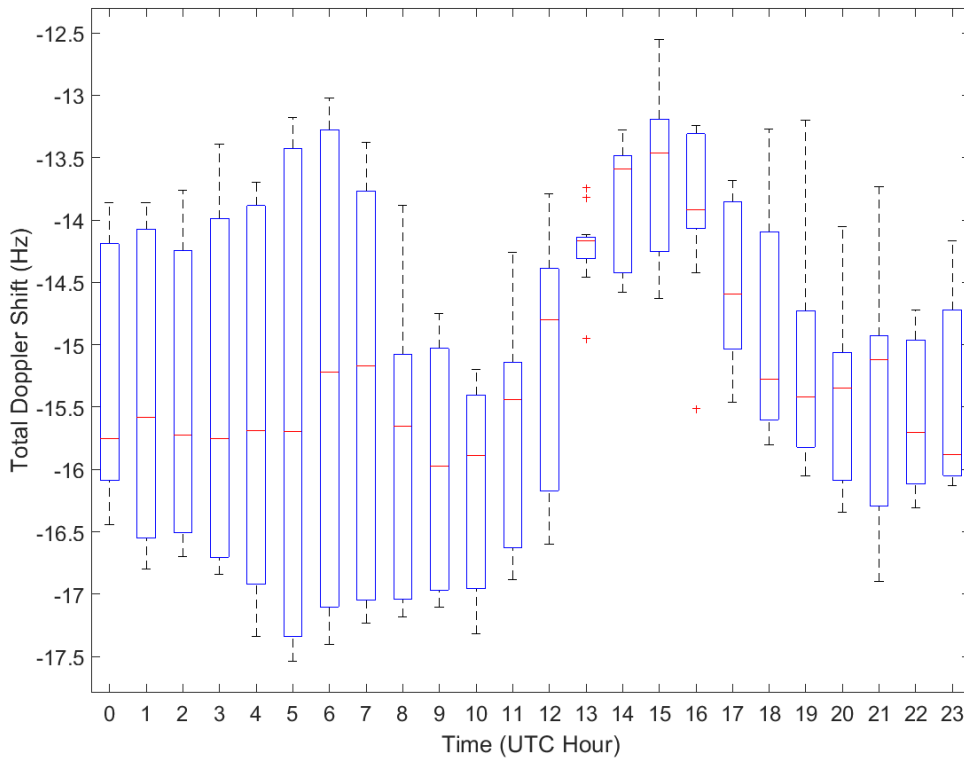


Figura 35. Variabilidad del Doppler shift del sistema a lo largo del día en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

3.4 Conclusiones

En conclusión de este capítulo, tal y como podemos ver en la Tabla 4, el enlace de comunicación NVIS con presencia de onda terrestre o sin presencia de onda terrestre tiene variaciones muy altas en los parámetros más característicos a tener en cuenta en el diseño de un protocolo de comunicación. Por otro lado, el análisis del canal se realiza en el momento de menor actividad solar de un ciclo solar. Si se comparan los resultados obtenidos con estudios del canal NVIS como [55], pertenecientes al estado más activo del ciclo solar, podemos observar que el canal NVIS muestra efectos menos hostiles. Por último, se realiza una comparación con los resultados del análisis del canal DX [41], donde podemos ver que presenta diferencias en la caracterización del canal frente a un canal NVIS. En primer lugar, dentro de una franja horaria de 12 UTC a 00 UTC, podemos ver que la disponibilidad del canal puede llegar a variar entre un 49 % entre ellos dado que el canal NVIS con presencia de onda terrestre siempre puede mantener una comunicación a través de la onda terrestre. En el caso de la investigación del canal NVIS realizado en 2012-2013 no presenta resultados acerca la disponibilidad del canal. Para el análisis del canal DX, podemos observar que para 4.3 MHz, la misma frecuencia que nuestro estudio, la disponibilidad del canal en el mejor caso es del 15 % y en el peor de los casos es inexistente. Respecto el *delay spread*, en el estudio realizado, tal y como podemos ver, el mínimo es de 0.05 ms en ambos canales, siendo la dispersión de la onda terrestre o de la onda reflejada en la capa F2 sin presencia de onda terrestre o multicamino. Por el otro lado, podemos ver que el máximo *delay spread* varía considerablemente para ambos enlaces, siendo de 2.75 ms en el canal NVIS, pero llegando a doblarse hasta 5.5 ms en el caso del enlace NVIS con presencia de onda terrestre. Este aumento tan considerable es debido a que la onda terrestre pasa a ser la onda principal del

enlace y la onda principal del canal NVIS se convierte en un *delay* de multicamino muy alto. En el caso del análisis del canal NVIS realizado en 2012-2013, podemos observar que el *delay spread* máximo es de 0.921 ms y el mínimo de 0.721 ms. Tal y como podemos ver en el estudio realizado con menor actividad solar, los resultados son más hostiles para las comunicaciones NVIS frente a los resultados obtenidos durante una actividad solar más alta. Para el estudio del canal DX, podemos ver que se registra el máximo *delay spread* de 2 ms y en el mejor caso un *delay spread* aproximado de 0 ms. En cuanto al *Doppler spread*, tal y como podemos observar en el estudio del canal NVIS, este es bastante estable a lo largo del tiempo en ambos canales estudiados. El más estable destacaría el canal NVIS con presencia de onda terrestre debido a que el canal tendría variaciones menos dinámicas como sería el caso del canal ionosférico en el que las capas F2 y E se muestran en constante movimiento. En este caso podemos ver que el canal con presencia de onda terrestre, como máximo presentara un *Doppler spread* de 0.5 ms a diferencia del canal NVIS sin presencia de onda terrestre llegando a ser el doble de menos estable con 0.1 Hz de *Doppler spread*. Para el análisis realizado en 2012-2013 del canal NVIS, podemos observar que el *Doppler spread* es más hostil siendo el máximo de 0.68 Hz y en el menor caso de 0.37 Hz. En el caso del estudio del canal DX podemos observar que presenta el mayor *Doppler spread* siendo de 1.5 Hz y en el menor caso siendo aproximadamente de 0 Hz. Por último, cabe destacar el *Doppler shift* que, en este caso en la investigación realizada, vendrá dado por el reloj interno del sistema siendo para ambos casos como máximo de -17.5 Hz y como mínimo de -12.5 Hz. A pesar de no formar parte del análisis de canal, para poder diseñar un protocolo de acuerdo con nuestro sistema y canal, se debe tomar en cuenta para el correcto funcionamiento del sistema. Si tomamos en cuenta los valores analizados en el análisis del canal NVIS realizado en 2012-2013 a través de otra plataforma con relojes internos más precisos, podemos observar el *Doppler shift* del canal. El máximo es de 0.025 Hz y el mínimo de 0.008 Hz. En el caso del estudio del canal DX, podemos observar que el *Doppler shift* es mucho más hostil, siendo en el peor caso de -4 Hz y en el mejor de -0.5 Hz.

Parámetro		Disponibilidad (12 UTC a 00 UTC)	<i>Delay spread</i>	<i>Doppler spread</i>	<i>Doppler shift</i>
Canal NVIS	Máximo	84 %	2.75 ms	0.1 Hz	-17.5 Hz
	Mínimo	51 %	0.05 ms	0.088 Hz	-12.5 Hz
Canal NVIS y onda terrestre	Máximo	100 %	5.5 ms	0.062 Hz	-17.5 Hz
	Mínimo	100 %	0.05 ms	0.05 Hz	-12.5 Hz
Canal NVIS [55]	Oct 2012	-	0.921 ms	0.68 Hz	0.025 Hz
	Mar 2013	-	0.712 ms	0.37 Hz	0.008 Hz
Canal DX [41]	Máximo	15 %	2 ms	1.5 Hz	-4 Hz
	Mínimo	0 %	≈ 0 ms	≈ 0 Hz	-0.5 Hz

Tabla 4. Comparación del canal NVIS sondeado con y sin presencia de onda terrestre, el canal NVIS perteneciente a estudios anteriores y el canal DX perteneciente a estudios anteriores

Capítulo 4 Estudio del enlace ascendente OFDM

4.1 Introducción

En este capítulo se pretende a partir del estudio de canal realizado, diseñar la configuración de la modulación OFDM para atenuar los efectos del canal NVIS con y sin presencia de onda terrestre. Además, a través del diseño se realizará una simulación y se comparará con el sondeo de modulaciones de banda estrecha realizado en el capítulo anterior, con el fin de verificar su mejoría frente a estas. Una vez simulado se realizará un sondeo con transmisiones OFDM basadas en el diseño realizado y comparado con las modulaciones de banda estrecha. A través de los resultados obtenidos, se repetirá el sondeo de la modulación OFDM mejorando aquellos puntos que tras el análisis de resultados se puedan cambiar.

A través de este capítulo se pretende explicar detalladamente el diseño y estudio del enlace ascendente basado en la modulación OFDM con el fin de hacer uso de una modulación que nos permita ecualizar en el dominio frecuencial desde un punto de vista computacionalmente sencillo. A través del uso de este tipo de modulación se espera obtener un nivel de robustez y velocidad de las comunicaciones NVIS sin y con presencia de onda terrestre mayor al de las modulaciones de banda estrecha. A través del estudio llevado a cabo en este capítulo se definirán dos nuevos protocolos de la capa física del canal NVIS en la región polar, uno con recepción de la propagación de la onda terrestre y ionosférica; y otro con recepción únicamente de la propagación ionosférica. En ambos tipos de propagación de la onda, la base del nuevo diseño será la utilización de una modulación OFDM a diferencia de las modulaciones de banda estrecha utilizadas en los protocolos HF actuales. La intención de uso de la modulación OFDM reside en las prestaciones que presenta para afrontar los parámetros del canal, principalmente el *delay spread* donde a continuación se explicara con más detalle. Para la definición de todas las características de la modulación OFDM en el nuevo protocolo de la capa física, será de gran relevancia el estudio del canal realizado a priori en el Capítulo 3.

A pesar de que las comunicaciones ionosféricas, concretamente NVIS, no permiten alcanzar velocidades de *bitrate* altas, existen diversas investigaciones que intentan mejorarlas a través del análisis del canal ionosférico con el fin de aplicar técnicas que hagan más robusta la comunicación, a través de la aplicación de técnicas de polarización, o estudios de modulaciones de banda estrecha o modulaciones multiportadora específicamente configuradas para aumentar el rendimiento bajo las condiciones del canal ionosférico. Por ejemplo, Li [87] y Erhel [88], investigan las distintas polarizaciones a través de las cuales se puede recibir la señal NVIS para la aplicación de técnicas de polarización y MIMO con el fin de mejorar la comunicación. Ismail [89] realiza un estudio de robustez de modulaciones de banda estrecha con un ancho de banda de 3 kHz frente un canal NVIS. Bergada [90] realiza un análisis comparativo entre modulaciones multiportadora y de espectro ensanchado a través de investigaciones previas de la caracterización de un canal de comunicaciones HF oblicuas. Por último, Antoniou [91] realiza un estudio de modulaciones diferenciales en un canal NVIS con un ancho de banda de 3 kHz con el fin de aumentar la velocidad de bit de la comunicación.

4.2 Diseño de la OFDM

En el capítulo anterior hemos podido analizar que existen diferentes parámetros de gran importancia del canal NVIS para tener en cuenta en la transmisión de una modulación según la distancia del enlace. Los actuales protocolos de comunicación STANAG y MIL-STD 188 110D están diseñados sin especificar muy en concreto el tipo de enlace, englobando comunicaciones ionosféricas oblicuas, NVIS y NVIS con presencia de onda terrestre. Este hecho hace que las comunicaciones sean menos robustas dado que existen muchos factores que varían considerablemente entre los diferentes tipos de enlace. En el capítulo anterior hemos podido ver como entre una comunicación NVIS con presencia de onda terrestre y sin presencia de onda terrestre, el *delay spread* varia considerablemente pudiendo llegar a ser el doble de grande, cambiando totalmente el comportamiento del enlace frente al diseño de la trama. Por esta razón para distintos tipos de enlace se podrá optimizar considerablemente a nivel de robustez y velocidad de bit si se tiene en cuenta el canal por el cual se va a realizar la comunicación. Tal y como podemos ver los estándares actuales hacen uso de modulaciones de banda estrecha como mejor opción a pesar de que son principalmente afectadas por el *delay spread*. Bajo los efectos del *delay spread*, la ISI es un fenómeno que afecta en gran medida al conjunto de símbolos de la trama recibida. Con el fin de poder corregir la ISI en los símbolos recibidos una de las posibles opciones es el uso de ecualizadores que requieren de varios símbolos conocidos en las cabeceras de la trama de datos, de tal manera que la velocidad de bit disminuye con el fin de poder hacer frente a la ISI a nivel de robustez, especialmente en los enlaces con un alto *delay spread*.

Con el fin de hacer frente en especial al *delay spread*, podemos hacer uso de distintas técnicas para poder evitar la ISI producida por el canal en los símbolos de datos. En primer lugar, las técnicas de espectro ensanchado se pueden aplicar con el fin de aumentar el ancho de banda de la señal y así reducir el efecto de las interferencias, ruido y *Doppler spread* en la señal recibida. En contrapartida, debido al aumento del ancho de banda, se deberá tener más en cuenta el ancho de banda de coherencia del canal con el objetivo de evitar el *delay spread* en los paquetes de datos transmitidos. A pesar de ser una posible opción, en este estudio realizado, se pretende mantener el ancho de banda de transmisión de los estándares de HF. Como alternativa, se propone el uso de la modulación OFDM para hacer frente a los principales efectos de canal estudiados en el capítulo anterior a través de ecualizaciones de bajo coste computacional que nos permite utilizar dicha modulación. La OFDM se basa en la división de una transmisión de banda ancha en varias transmisiones de banda estrecha, de tal manera que permite a la modulación evitar *fadings* selectivos en frecuencia evitando el uso de complejos ecualizadores. Para este caso en vez de ecualizadores estándares como DFE (*Decision Feedback Equalizer*), se propone el uso de una ecualización ZF (*Zero Forcing*) a través de las subportadoras piloto debido a su sencillez computacional. Por otra parte, podemos encontrar distintos tipos de variaciones de la OFDM que nos permita mejorar las características de la transmisión, como por ejemplo el PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). El PAPR en modulaciones de banda ancha se define como la relación de la potencia media de la señal con la potencia de pico máxima de la señal. En cuestiones de amplificación es importante que el PAPR de las señales sea el mínimo posible para que los picos no produzcan intermodulaciones en la salida del amplificador. Variaciones de la OFDM como es la SC-FDMA (*Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access*) o la OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access*), las cuales tienen pequeños cambios respecto a la OFDM a nivel de bajos PAPR y permiten la asignación de múltiples usuarios a través de técnicas de acceso múltiple. En este estudio nos centraremos en la OFDM como principal punto de investigación en base al prefijo cíclico, razón que nos permitirá evitar los efectos del

delay spread. Tal y como hemos podido ver, durante las salidas y puestas de sol, el enlace ionosférico produce muchos multicaminos, aumentando el *delay spread*, de tal manera que el prefijo cíclico de la OFDM puede ofrecer muchas soluciones a estas problemáticas. Además, la eficiencia espectral que nos ofrece la OFDM y su eficiencia computacional debido al uso de la FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) son puntos de interés a tener en cuenta. El proceso de modulación de la OFDM se realiza a través de la IFFT de todos los símbolos M-QAM o M-PSK que forman los símbolos OFDM. Tal y como podemos observar en la ecuación (12) se describe el proceso de la IFFT en los símbolos, donde N_{sc} es el número de *subcarriers* de la OFDM y S_k son los símbolos modulados en QAM o PSK. Este proceso es el que nos permite dividir la transmisión de datos en múltiples símbolos repartidos en varios anchos de banda aumentando así su robustez.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N_{sc}}} \sum_{k=0}^{k=N_{sc}-1} S_k e^{\frac{2j\pi n k}{N_{sc}}}, 0 \leq n \leq N_{sc} \quad (12)$$

Al tener en cuenta el diseño del nuevo protocolo de la capa física basado en la OFDM hay que tener en cuenta los dos escenarios de canal analizados en el capítulo anterior. Para ello se proponen dos diseños de OFDM con prefijos cíclicos adaptados a un canal con presencia de onda terrestre y otro sin presencia de onda terrestre. Con dos diseños distintos se permitirá mitigar de la manera más eficiente el *delay spread* característico de cada canal y a consecuencia la ISI asociada [92].

4.2.1 Enlace NVIS sin presencia de onda terrestre

En primer lugar, se fijarán los parámetros de la OFDM para un canal NVIS sin presencia de onda terrestre. En la Tabla 5 podemos ver el resumen del diseño propuesto así como en Figura 36 podemos ver gráficamente la matriz OFDM en tiempo y frecuencia. Por lo que respecta al diseño, el primer parámetro del canal a tener en cuenta será el *delay spread* a través del cual se fijará el prefijo cíclico de la OFDM. Para este caso tendremos en cuenta el *delay spread* máximo de la Tabla 4 analizado en el capítulo anterior de 2.75 ms. A través de este valor fijaremos el prefijo cíclico con un margen de 0.25 ms, siendo en total de 3 ms para asegurar el correcto funcionamiento de este. Además, la duración del símbolo útil es clave para determinar el número total de subportadoras presentes en el ancho de banda de la modulación de 3 kHz. En el caso de transmisiones de baja potencia (menor de 24 W) hay que tener especial cuidado debido a que, si la transmisión presenta demasiadas subportadoras de un ancho de banda muy bajo, la E_b/N_0 recibida será demasiado baja. Por otra parte, se debe tener en cuenta el mínimo número de subportadoras para poder cumplir con la velocidad de bit de acorde a los estándares y que el tiempo de símbolo OFDM sea múltiplo a el tiempo de símbolo de los estándares. Teniendo en cuenta todos estos puntos, el diseño de la OFDM se ha basado en determinar el tiempo de símbolo útil a 9.33 ms, donde el resto de los parámetros dependerán directamente del prefijo cíclico y del tiempo útil del símbolo. Teniendo en cuenta los parámetros definidos, la configuración de la OFDM será de un total de 28 subportadoras y un total de bloque de datos de 86.31 ms. Con el fin de comparar de la manera más similar posible el diseño de la OFDM con el tiempo del bloque de datos de los estándares, se ha definido un total de 7 símbolos OFDM.

Por último, cabe destacar que el tiempo de coherencia del canal es de 10 s tal y como podemos analizar en la Tabla 4, y tal y como podemos ver el tiempo del bloque de datos tiene en cuenta este parámetro. Además, este parámetro será importante a tenerlo en cuenta para la definición de las subportadoras pilotos de la OFDM que ocuparan un símbolo OFDM con el fin de poder estimar en tiempo las variaciones en frecuencia. Finalmente, para poder estar dentro de los márgenes del ancho de banda de coherencia del canal de 363.64 Hz, el ancho de banda de cada subportadora será de 107 Hz y un total de 27 subportadoras serán utilizadas como subportadoras de datos. Respecto la modulación utilizada para las subportadoras de datos, será una QPSK teniendo en cuenta estudios anteriores [6] donde se muestra como la modulación más robusta frente a otras modulaciones de orden 4 y de banda estrecha. Por último, teniendo en cuenta el *DC null*, las subportadoras piloto y los bloques de datos útiles, la velocidad de bit del diseño propuesto es de 1.741 kbps.

Parámetros	Unidades
Ancho de banda	3 kHz
Longitud de símbolo útil	TS = 9.33 ms
Longitud de prefijo cíclico	TCP = 3 ms
Número de subportadoras	NSC = 28
Número de símbolos OFDM	NSOFDM = 7
Numero de símbolos OFDM piloto	NSP = 1
Número de símbolos OFDM de datos	NSD = 6
Número subportadoras <i>DC null</i>	NDC = 1
Tiempo duración símbolo OFDM	NPT = 86.31 ms
Bits por paquete de datos	324 bits
Modulación	QPSK
Ecuación	ZF
Velocidad de bit útil	2.139 kbps

Tabla 5. Configuración OFDM adaptada a enlaces NVIS sin presencia de onda terrestre

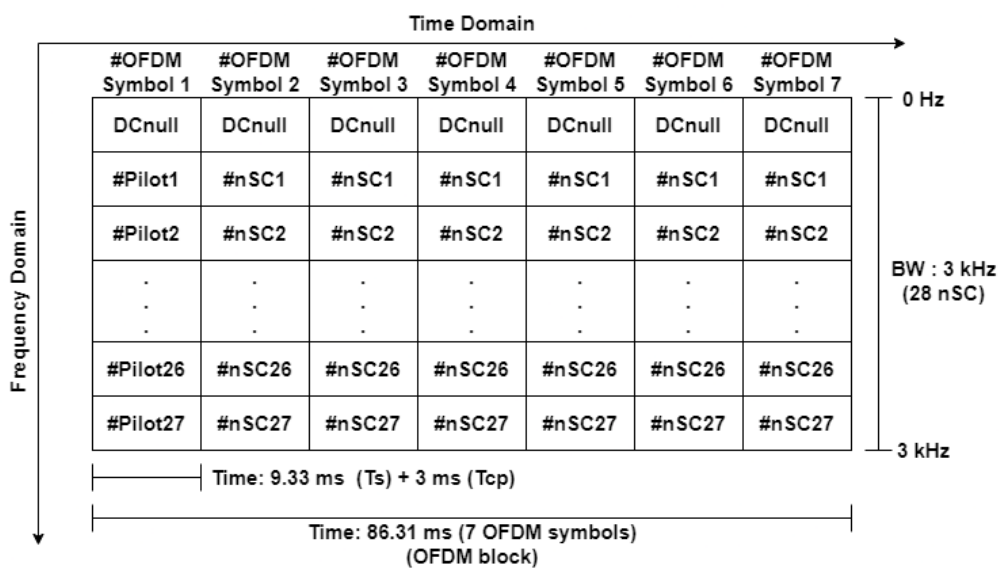


Figura 36. Matriz OFDM adaptada a enlaces NVIS sin presencia de onda terrestre

4.2.2 Enlace NVIS con presencia de onda terrestre

Por el otro lado, nos encontraremos con el caso de un enlace NVIS con presencia de onda terrestre. De la misma manera, en la Tabla 6 podemos ver el resumen del diseño propuesto, y en la Figura 37, la matriz OFDM en tiempo y frecuencia. A pesar de ser un escenario poco común, cabe la posibilidad de que un nodo con múltiples receptores entre 0 km y 250 km, combine transmisiones a través de onda terrestre y NVIS, con el objetivo de aprovechar la misma tecnología.

Para este caso tendremos en cuenta el *delay spread* máximo de la Tabla 4 analizado en el capítulo anterior de 5.5 ms. De igual manera que en el diseño anterior fijaremos el prefijo cíclico con un margen de 0.25 ms, siendo en total de 5.75 ms para asegurar el correcto funcionamiento de este. De igual forma, teniendo en cuenta la relación de un tiempo de símbolo muy alto o bajo, se ha determinado el tiempo de símbolo útil a 12.15 ms, donde el resto de los parámetros dependerán directamente del prefijo cíclico y del tiempo útil del símbolo. Teniendo en cuenta los parámetros definidos, la configuración de la OFDM será de un total de 36 subportadoras y un total de bloque de datos de 89.5 ms. Con el fin de comparar de la manera más similar posible el diseño de la OFDM con el tiempo del bloque de datos de los estándares, se ha definido un total de 5 símbolos OFDM. Por último, cabe destacar que el tiempo de coherencia del canal es de 16.13 s tal y como podemos analizar en la Tabla 4, y tal y como podemos ver el tiempo del bloque de datos tiene en cuenta este parámetro. Además, este parámetro será importante a tenerlo en cuenta para la definición de las subportadoras pilotos de la OFDM que ocuparan un símbolo OFDM con el fin de poder estimar en tiempo las variaciones en frecuencia. Finalmente, para poder estar dentro de los márgenes del ancho de banda de coherencia del canal de 181 Hz, el ancho de banda de cada subportadora será de 82.3 Hz y un total de 35 subportadoras serán utilizadas como subportadoras de datos. Respecto la modulación utilizada para las subportadoras de datos, será un QPSK teniendo en cuenta estudios anteriores [6] donde se muestra como la modulación más robusta frente a otras modulaciones de orden 4 y de banda estrecha. Por último, teniendo en cuenta el *DC null*, las subportadoras piloto y los bloques de datos útiles, la velocidad de bit del diseño propuesto es de 1.130 kbps.

Parámetros	Unidades
Ancho de banda	3 kHz
Longitud de símbolo útil	TS = 12.15 ms
Longitud de prefijo cíclico	TCP = 5.75 ms
Número de subportadoras	NSC = 36
Número de símbolos OFDM	NSOFDM = 5
Numero de símbolos OFDM piloto	NSP = 1
Número de símbolos OFDM de datos	NSD = 4
Número subportadoras <i>DC null</i>	NDC = 1
Tiempo duración símbolo OFDM	NPT = 89.5 ms
Bits por paquete de datos	280 bits
Modulación	QPSK
Ecuación	ZF
Velocidad de bit útil	1.810 kbps

Tabla 6. Configuración OFDM adaptada a enlaces NVIS con presencia de onda terrestre

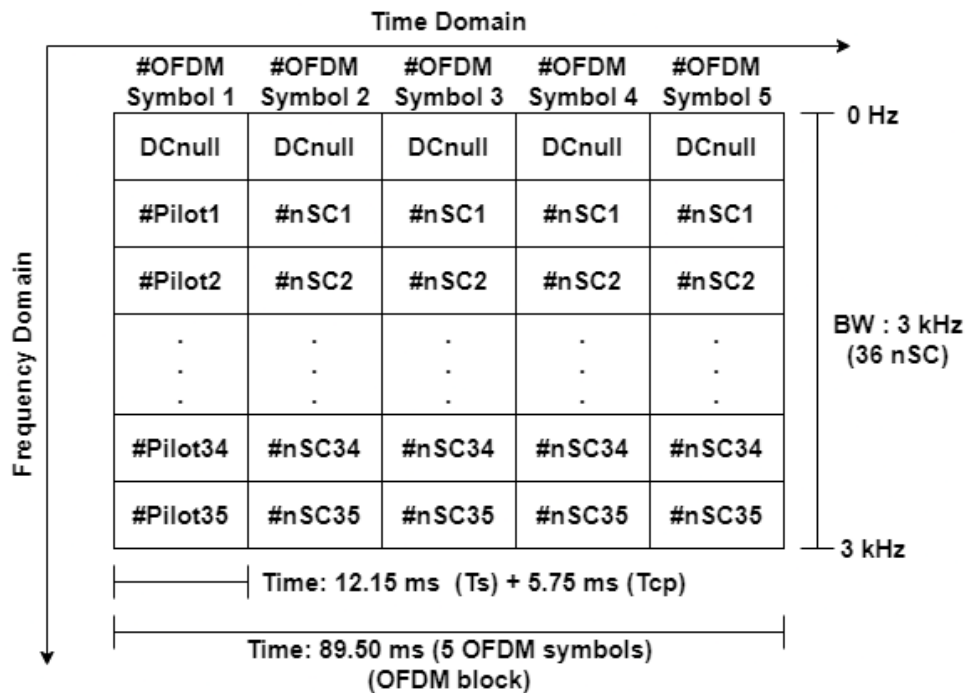


Figura 37. Matriz OFDM adaptada a enlaces NVIS con presencia de onda terrestre

4.2.3 Diseño de la trama propuesta

La configuración de la OFDM según el enlace por el cual se transmite es una parte fundamental para la robustez y correcta transmisión de los datos. A pesar de ello parte de los efectos del canal como el *Doppler shift* o desincronización de la trama no se pueden evitar solo con el diseño de la OFDM, sino que se requiere por otra parte diseñar la trama por la cual se transmitirá la modulación. Para mantener la trama de igual forma que los estándares de HF, tendremos en cuenta que en estos casos el preámbulo es de 34.33 ms. En primer lugar, nos basaremos en el *Doppler shift* producido por nuestro sistema tal y como podemos ver en la Tabla 4 siendo de -17.5 Hz. Con el fin de evitar problemas en la recepción debido al *Doppler shift*, tomaremos en cuenta un margen de 2.5 Hz esperando un *Doppler shift* a corregir de ± 20 Hz. Para poder corregir este efecto producido por el canal fijaremos un tono de 600 Hz al inicio de cada una de las modulaciones OFDM para detectar y corregir el *Doppler shift* de la misma manera que se ha realizado en el apartado 3.2.2. Tal y como podemos comprobar, si el margen que hemos utilizado es de 2.5 Hz, en el peor de los casos, a través del tono de 600 Hz en la recepción recibiremos un tono de 580 Hz, el cual estaría formado por un total de 17 ciclos a lo largo de 29.31 ms, los cuáles podrían ser medidos con un error de ± 0.01 Hz en postprocesado. Además, con el fin de poder sincronizar correctamente cada uno de los paquetes de datos en la recepción se incluirá un preámbulo de 5.12 ms de una secuencia PN de orden 6 con un remuestreo de 8 con el mismo fin que en el apartado 3.2.2, con el propósito de no ser afectado por el *Doppler shift*, *Doppler spread* y *delay spread*. Por último, se añadirá las modulaciones OFDM dependiendo del enlace por el cuál vayan a ser transmitidos, en el caso de la OFDM para un enlace NVIS sin presencia de onda terrestre, el paquete tendrá una duración de 86.31 ms. En el caso de la OFDM par aun enlace NVIS con presencia de onda terrestre, el paquete tendrá una duración de 89.5 ms. En la Figura 38 podemos ver un esquema del diseño completo de la trama OFDM dependiendo del enlace a ser transmitida.

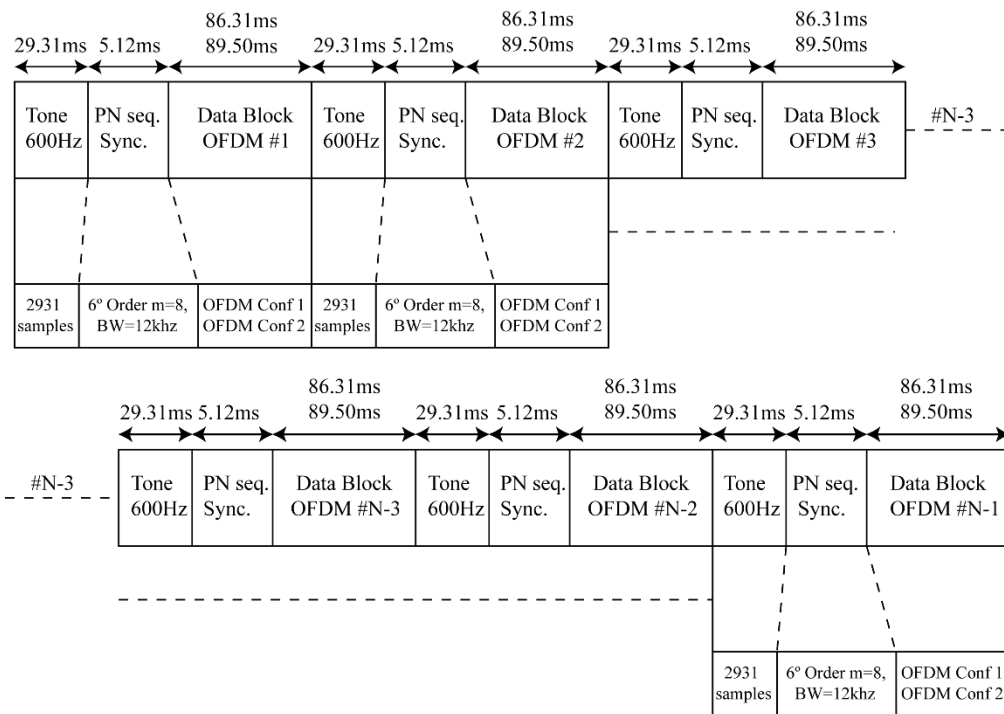


Figura 38. Diseño de la trama OFDM adaptado a enlaces NVIS con y sin presencia de onda terrestre

4.3 Simulación del enlace ascendente

A través del diseño realizado es importante poder verificar el correcto funcionamiento de este para evitar errores en la configuración antes de probarlo en un entorno real. Para ello, con el fin de evaluar el rendimiento, se realizará un estudio simulado de la trama diseñada frente a transmisiones en un entorno real de las tramas pertinente a los estándares. El principal objetivo de esta comparación es poder comparar cuál de ambas tramas es más robusta frente a los efectos de un canal NVIS con y sin presencia de onda terrestre. Para poder simular el canal NVIS para las tramas basadas en la modulación OFDM, se ha utilizado un modelo de canal de Watterson [93], el cual se compone por de la suma de dos canales Rayleigh independientes, cada uno con una frecuencia desplazada de espectro Doppler gaussiano con el fin de simular la recepción bigaussiana del espectro Doppler del canal ordinario y extraordinario presente en la ionosfera. Para ambas tramas basadas en OFDM, se ha hecho uso de un total de 12 Mb de datos transmitidos, de tal manera que sea equiparable a la cantidad de bits transmitidos en el entorno real. Para la simulación de la trama OFDM de la Tabla 5 basada en un canal NVIS sin presencia de onda terrestre se han fijado dos distribuciones Rayleigh con un delay spread de 2.75 ms, una SNR de 6 dB y un Doppler shift de -17.5 Hz tal y como se muestra en el sondeo de canal realizado en la Tabla 4. Por el otro lado, para la simulación de la trama OFDM de la Tabla 6 basada en un canal NVIS con presencia de onda terrestre se han fijado dos distribuciones Rayleigh con un delay spread de 5.5 ms, una SNR de 6 dB y un Doppler shift de -17.5 Hz tal y como se muestra en el sondeo de canal realizado en la Tabla 4.

4.3.1 Banco de pruebas

Con el propósito de poder comparar los resultados de las tramas OFDM simuladas, se realizó durante el análisis de canal visto en el apartado 3.2 un conjunto de transmisiones de modulaciones de banda estrecha. Ese mismo banco de pruebas, tal y como podemos ver en la Tabla 7 se utiliza con el objetivo de analizar que modulación de banda estrecha es más robusta tal y como podemos ver en [6]. A partir de este estudio, además se analiza que modulación de banda estrecha es más robusta como subportadora de la modulación [6] OFDM. Para nuestro estudio, haremos uso de parte de este banco de pruebas con el propósito de poder comparar la recepción de estas con la simulación de posibles propuestas de los nuevos diseños de trama a través de potencias de 24 W. Tal y como podemos observar la investigación se realizó en el mismo escenario que en el apartado 3.2.1, siendo un enlace NVIS con y sin presencia de onda terrestre en dos puntos de recepción, de tal manera que se podrán observar los efectos de estos en la trama basada en los estándares. Para el análisis se realiza una transmisión de modulaciones PSK, FSK y QAM con órdenes de modulación variables entre 2 y 32 y potencias de transmisión entre 1 W y 24 W. Parte del sondeo realizado será utilizado para otras investigaciones con el fin de analizar la robustez de las distintas modulaciones. En nuestro caso haremos uso de las modulaciones 4-PSK (o 4-QAM) y 4-FSK con potencias de transmisión de 24 W debido a que son las que según estudios anteriores han demostrado una mayor eficiencia [6].

N-Test	Minuto	Orden de modulación	Potencia media de transmisión
1-Test	5	2 {PSK, FSK, QAM}	1 W
2-Test	6	4 {PSK, FSK, QAM}	1 W
3-Test	7	8 {PSK, FSK, QAM}	1 W
4-Test	8	16 {PSK, FSK, QAM}	1 W
5-Test	9	32 {PSK, FSK, QAM}	1 W
6-Test	15	2 {PSK, FSK, QAM}	3 W
7-Test	16	4 {PSK, FSK, QAM}	3 W
8-Test	17	8 {PSK, FSK, QAM}	3 W
9-Test	18	16 {PSK, FSK, QAM}	3 W
10-Test	19	32 {PSK, FSK, QAM}	3 W
11-Test	25	2 {PSK, FSK, QAM}	6 W
12-Test	26	4 {PSK, FSK, QAM}	6 W
13-Test	27	8 {PSK, FSK, QAM}	6 W
14-Test	28	16 {PSK, FSK, QAM}	6 W
15-Test	29	32 {PSK, FSK, QAM}	6 W
16-Test	35	2 {PSK, FSK, QAM}	12 W
17-Test	36	4 {PSK, FSK, QAM}	12 W
18-Test	37	8 {PSK, FSK, QAM}	12 W
19-Test	38	16 {PSK, FSK, QAM}	12 W
20-Test	39	32 {PSK, FSK, QAM}	12 W
21-Test	45	2 {PSK, FSK, QAM}	24 W
22-Test	46	4 {PSK, FSK, QAM}	24 W
23-Test	47	8 {PSK, FSK, QAM}	24 W
24-Test	48	16 {PSK, FSK, QAM}	24 W
25-Test	49	32 {PSK, FSK, QAM}	24 W
26-Test	55	2 {PSK, FSK, QAM}	6 W
27-Test	56	4 {PSK, FSK, QAM}	6 W
28-Test	57	8 {PSK, FSK, QAM}	6 W
29-Test	58	16 {PSK, FSK, QAM}	6 W
30-Test	59	32 {PSK, FSK, QAM}	6 W

Tabla 7. Banco de pruebas del estudio de modulaciones de banda estrecha realizado durante el estudio de canal NVIS en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

4.3.2 Primeras conclusiones

En este primer punto podemos analizar el resultado de las diferentes recepciones transmitidas y simuladas. Los resultados serán analizados a través de una gráfica CDF (*Cumulative Distribution Function*) con el fin de observar probabilísticamente cuales son las opciones con mejores resultados. El conjunto de graficas CDF mostradas a lo largo de esta tesis presentan saltos discontinuos de un punto a otro debido a que se muestra la probabilidad acumulada del conjunto de valores discretos obtenidos. Por otro lado, cabe destacar que el uso de un eje logarítmico en la mayoría de los ejes X de las gráficas CDF, cuando un conjunto de resultados es 0, la línea que lo forma, al tender a infinito en un eje logarítmico, no se muestra.

En primer lugar, en la Figura 39 podemos ver la recepción de la trama basada en los estándares con una modulación de banda estrecha QPSK en un enlace NVIS ("NVIS QPSK"), la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} es de un 84.2 %. Para el mismo tipo de enlace si se hace uso de una 4-FSK ("NVIS 4FSK"), en este caso la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} es de 57.2 %. En el caso de la simulación realizada, tal y como podemos ver en la Figura 39, la trama diseñada con la modulación OFDM ("NVIS OFDM"), podemos observar que la probabilidad de obtener un BER menor de 3×10^{-4} es de un 75 %. Por el otro lado, en el caso de la recepción de la trama basada en los estándares con una modulación de banda estrecha QPSK en un enlace NVIS con presencia de onda terrestre ("NVIS+GW (*Groundwave*) QPSK"), podemos observar que la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} es de 81.1 %. Para el mismo tipo de enlace con una modulación 4-FSK ("NVIS+GW 4FSK") la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} es de 53.8 %. En el caso de la simulación, para la trama diseñada con la modulación OFDM y presencia de onda terrestre ("NVIS+GW OFDM"), podemos observar que la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-3} es de 81 % aproximadamente. Tras el análisis de los siguientes resultados el diseño de la OFDM se muestra como una muy buena opción para poder hacer frente a los principales efectos del NVIS con y sin presencia de onda terrestre. A pesar de obtener resultados prometedores, debido a que es una simulación, en secciones posteriores se comprobarán los resultados de manera empírica en un entorno real.

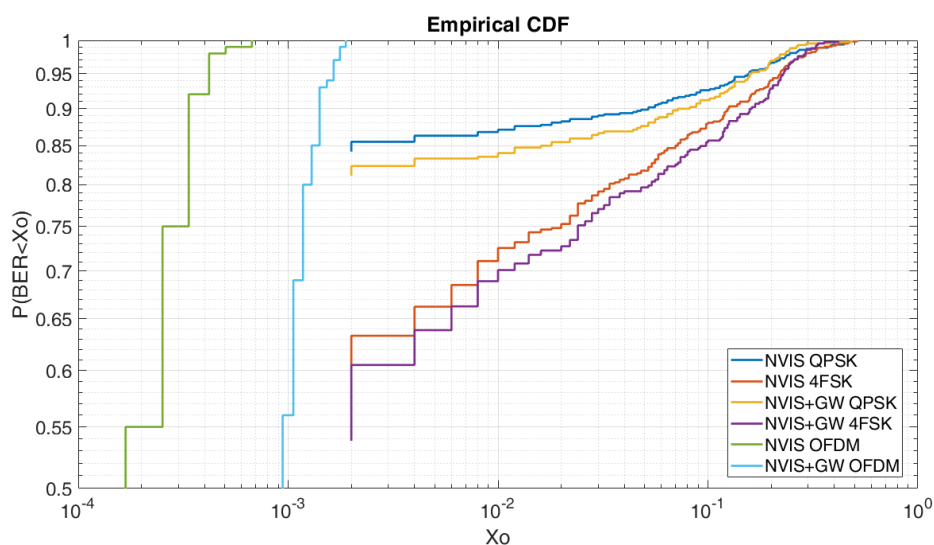


Figura 39. Comparación entre la simulación del diseño OFDM en un canal NVIS con y sin presencia de onda terrestre (GW) y recepciones reales de modulaciones de banda estrecha (QPSK y 4FSK) en un canal NVIS con y sin presencia de onda terrestre en isla de Livingston, Archipiélago Shetland South, Antártida

4.4 Estudio del enlace ascendente

En este punto se realizarán las transmisiones del diseño de la trama OFDM en un entorno real con el objetivo de verificar la simulación realizada. En este caso se realizará únicamente el análisis de la trama OFDM para un enlace NVIS sin presencia de onda terrestre. El siguiente estudio se dividirá en dos partes, en primer lugar, se comparará la trama OFDM diseñada con distintas modulaciones de banda estrecha de distinto orden con el objetivo de ver si la eficiencia y robustez de la OFDM se mantiene para distintos ordenes de modulación. En una segunda parte, debido a los resultados que se comentaran a continuación, se optimizaran los resultados de la trama OFDM a través del uso de la técnica PC (*Partially Clipping*) con el fin de mejorar el rendimiento de la potencia de transmisión, especialmente en bajas potencias (menores de 24 W).

4.4.1 Escenario del estudio

Para la realización de la investigación se hará uso de un transmisor ubicado en la URL, La Salle campus Barcelona (Barcelona, España). Para el caso del receptor se ubicará a 97 km del transmisor, en el Casal Sant Josep de La Salle (Cambrils, Tarragona, España) donde la universidad dispone de un laboratorio. En la Figura 40 podemos observar el enlace del estudio con su perfil de elevación, donde podemos observar que el punto más alto es de 546 m, de tal manera que no existe ningún tipo de visión directa entre el transmisor y receptor.

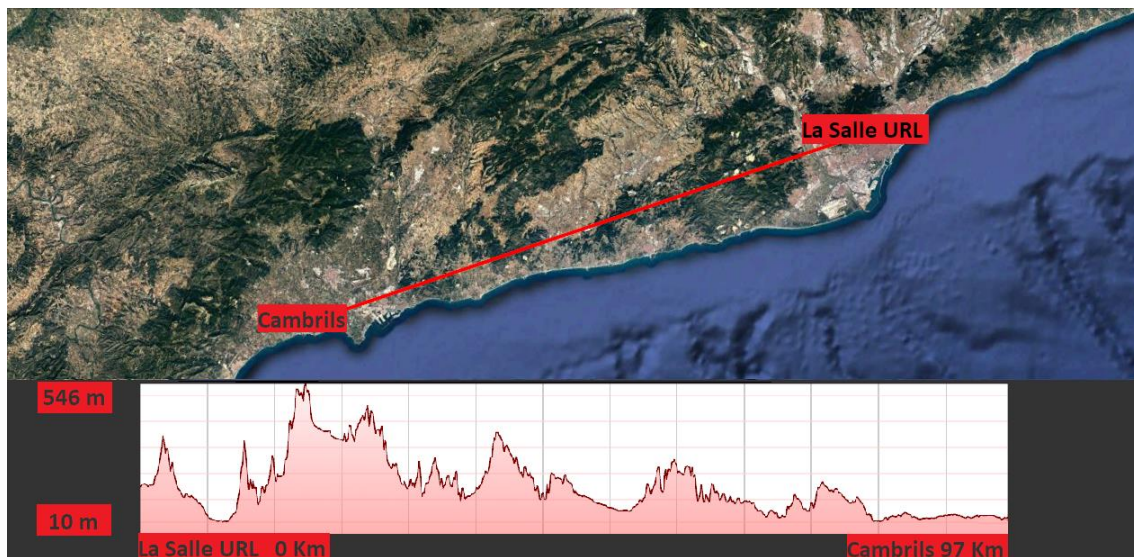


Figura 40. Enlace NVIS sin presencia de onda terrestre Barcelona-Cambrils realizado para el estudio la trama OFDM y modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM

4.4.2 Clipping Ratio

En cuestiones de eficiencia de potencia de transmisión de modulaciones OFDM hay que tener en cuenta un factor con el fin de reducir el PAPR producido por el conjunto de subportadoras en los momentos en que a lo largo del tiempo sus fases coinciden. Este efecto produce un aumento significativo y puntual de la amplitud de la señal temporal, de tal manera que con el fin de no saturar el amplificador los picos de potencia representan la potencia de pico haciendo que el

resto de la señal quede menor amplificada. Con el fin de disminuir el PAPR se aplican distintos tipos de técnicas a la señal antes de ser transmitida, como PC, IBO (*Input Back-Off*), PTS (*Partial Transmit Sequence*) o SLM (*Selected Mapping*). Una de las técnicas menos complejas y sencillas de utilizar es el PC [96]. La aplicación de PC la cuantificaremos a través del CR (*Clipping Ratio*), aplicado a las modulaciones OFDM del banco de pruebas, se define como la diferencia entre la potencia de pico recortada y la potencia máxima de entrada del amplificador sin generar distorsiones no lineales tal y como podemos ver en [92].

4.4.3 Banco de pruebas

Para la realización del estudio se han definido un total de 30 tests a realizar tal y como podemos ver en la Tabla 8. Cada test se compone por la transmisión de una modulación OFDM, PSK, FSK y QAM con un orden de modulación entre 2 y 32, y una potencia media de transmisión variable entre 35 dBm y 50 dBm. Tal y como podemos observar, respecto al banco de pruebas comentado en la Tabla 7, se han aumentado las potencias de transmisión. A través de los resultados obtenidos de modulaciones de banda estrecha en la investigación realizada en [6], en el siguiente banco de pruebas se pretende analizar una ventana de potencias más altas entre 35 dBm y 50 dBm con el objetivo de analizar la influencia de potencias mayores. Cada uno de los tests está formado por la trama que podemos observar en la Figura 41. Como podemos observar la trama a transmitir estará formada por los preámbulos definidos en el apartado 4.2.3. En el caso del paquete de datos, en este caso la duración será distinta para la modulación OFDM, la cual será de un total de 86.31 ms tal y como se ha diseñado en el caso de un enlace NVIS sin presencia de onda terrestre. En caso contrario para las modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM tendrá una duración de 87.04 ms. Cada una de las transmisiones de cada test contiene un total de 200 paquetes de datos, 50 paquetes de datos para cada modulación. Cada paquete de datos contiene un total de 162 símbolos con un remuestreo de 34 siendo la frecuencia de muestreo del sistema de 100 ksps y el ancho de banda de la modulación de 3 kHz. Cabe destacar que la OFDM se ha fijado con un CR de 3 dBs con el objetivo de maximizar la potencia de transmisión media de la modulación. Más adelante, en el apartado 4.6, se entrará más en detalle sobre las especificaciones del CR. Por último, el conjunto de tests realizados se han transmitido a una frecuencia de 5.4 MHz con el objetivo de asegurar la correcta recepción de las tramas según un previo estudio de ionogramas obtenidos a través del *Observatori del Ebre* [94].

N-Test	Minuto	Orden de modulación	Potencia media de transmisión
1-Test	5	2 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	35 dBm
2-Test	6	4 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	35 dBm
3-Test	7	8 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	35 dBm
4-Test	8	16 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	35 dBm
5-Test	9	32 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	35 dBm
6-Test	15	2 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	38 dBm
7-Test	16	4 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	38 dBm
8-Test	17	8 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	38 dBm
9-Test	18	16 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	38 dBm
10-Test	19	32 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	38 dBm
11-Test	25	2 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	41 dBm
12-Test	26	4 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	41 dBm
13-Test	27	8 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	41 dBm
14-Test	28	16 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	41 dBm
15-Test	29	32 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	41 dBm
16-Test	35	2 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	44 dBm
17-Test	36	4 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	44 dBm
18-Test	37	8 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	44 dBm
19-Test	38	16 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	44 dBm
20-Test	39	32 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	44 dBm
21-Test	45	2 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	47 dBm
22-Test	46	4 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	47 dBm
23-Test	47	8 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	47 dBm
24-Test	48	16 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	47 dBm
25-Test	49	32 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	47 dBm
26-Test	55	2 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	50 dBm
27-Test	56	4 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	50 dBm
28-Test	57	8 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	50 dBm
29-Test	58	16 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	50 dBm
30-Test	59	32 {OFDM, PSK, FSK, QAM}	50 dBm

Tabla 8. Banco de pruebas del estudio de la trama OFDM y modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM

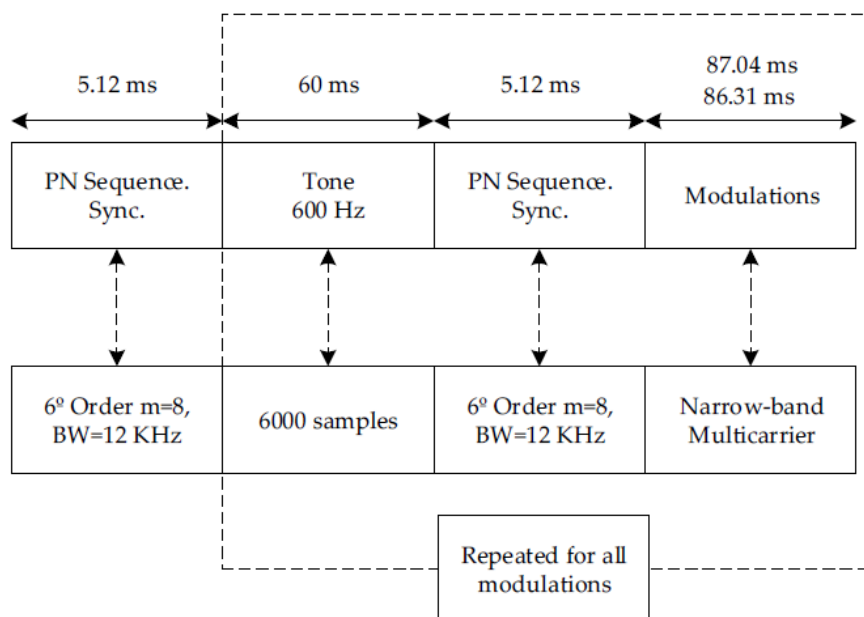


Figura 41. Trama transmitida para el estudio de la trama OFDM y modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM

4.5 Análisis del enlace ascendente

En esta sección analizaremos los resultados más relevantes del estudio realizado. A continuación, para poder extraer conclusiones, analizaremos para cada modulación el BER obtenido para diferentes E_b/N_0 , analizaremos la CDF del BER por un E_b/N_0 fijo y por último analizaremos los resultados de la CDF del BER de las modulaciones más robustas por una potencia de transmisión dada.

4.5.1 BER según E_b/N_0

En primer lugar, analizaremos el BER obtenido de los distintos ordenes de modulación y modulación transmitida para cada E_b/N_0 recibido. A través de estos resultados podremos analizar la robustez de cada una de las modulaciones frente al ruido presente en el canal NVIS. El cálculo del E_b/N_0 recibido se ha realizado mediante la medición del SNR. Para poder medir el SNR de las tramas transmitidas, el sistema receptor guarda pocos segundos antes de la transmisión el ruido presente en el canal, con el objetivo de poder calcular el SNR a posteriori a través del software de postprocesado.

En la Figura 42 podemos ver los resultados para las modulaciones 4-FSK, 4-QAM y OFDM diseñada con una modulación 4-QAM. En este caso, la 4-PSK se ha diseñado de tal manera que se sus componentes IQ forman el mismo diagrama que la modulación 4-QAM, de tal manera que no se ha incluido con el fin de no repetir información. Tal y como podemos ver en la figura, la OFDM se muestra como la modulación más robusta para ser transmitida de acuerdo con la simulación realizada. Como podemos ver en el mejor caso, para un E_b/N_0 de 18 dB podemos obtener un BER de 6×10^{-5} haciendo uso de la modulación OFDM, un BER de 10^{-3} con el uso de la modulación 4-QAM y finalmente un BER de 6×10^{-3} con el uso de la modulación 4-FSK. En el caso de encontrarnos con un E_b/N_0 recibido de 10 dB podemos observar que los resultados son más similares, siendo de un BER de 4×10^{-3} para la modulación OFDM, un BER de 8×10^{-3} para la 4-QAM y de un BER de 3×10^{-2} para la 4-FSK.

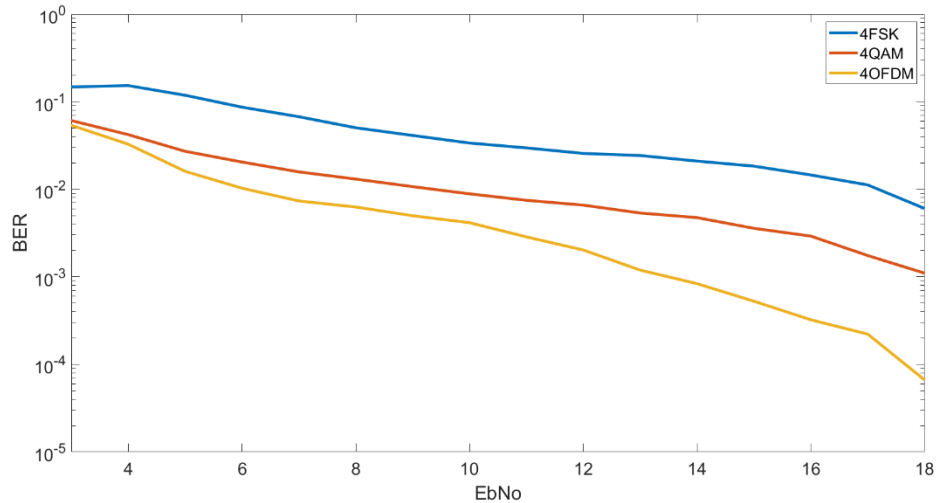


Figura 42. Resultados de BER según E_b/N_0 para $M = 4$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

Por otro lado, en la Figura 43 podemos ver los resultados para las modulaciones 8-PSK, 8-FSK y OFDM diseñada con una modulación 8-QAM. Tal y como podemos ver, la OFDM se muestra de nuevo como la modulación más robusta para ser transmitida. Como podemos ver en el mejor caso, para un E_b/N_0 de 10 dB podemos obtener un BER de 4×10^{-3} haciendo uso de la modulación OFDM, un BER de 2×10^{-3} con el uso de la modulación 8-PSK y finalmente un BER de 8×10^{-1} con el uso de la modulación 8-FSK.

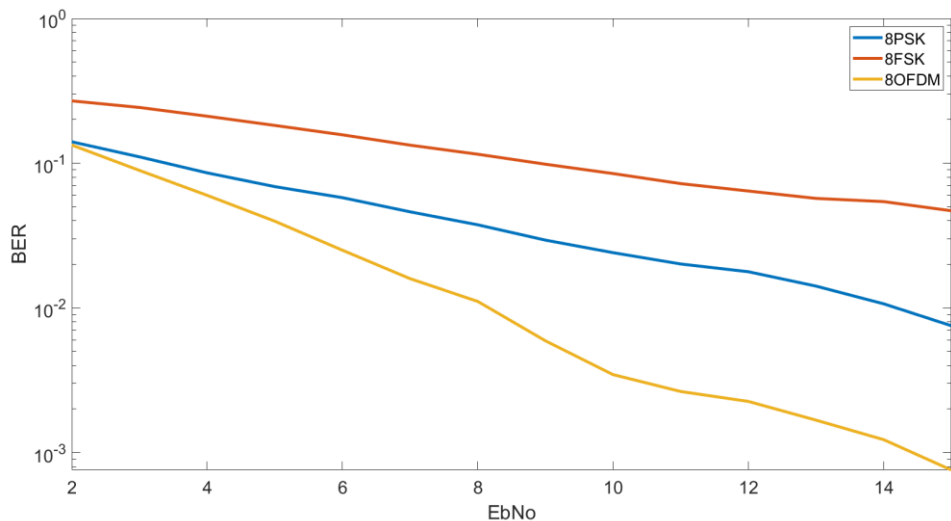


Figura 43. Resultados de BER según E_b/N_0 para $M = 8$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

Por último, en la Figura 44 podemos ver los resultados para las modulaciones 16-PSK, 16-FSK, 16-QAM y OFDM diseñada con una modulación 16-QAM. Para este caso tal y como podemos ver en la figura, la OFDM se muestra como la modulación más robusta para los E_b/N_0 altos a

diferencia de la 16-QAM que se muestra como la modulación más robusta para los E_b/N_0 más bajos. Para un E_b/N_0 de 10 dB podemos obtener un BER de 2×10^{-2} haciendo uso de la modulación OFDM, un BER de 3×10^{-3} con el uso de la modulación 16-QAM, un BER de 7×10^{-2} con el uso de la modulación 16-PSK y un BER de 2×10^{-1} con el uso de la modulación 16-FSK. En el caso de encontrarnos con un E_b/N_0 más bajo, como por ejemplo de 5 dB podemos observar que los resultados difieren. Tal y como podemos observar en este caso la modulación más robusta es la 16-QAM con resultados de un BER de 6×10^{-2} , un BER de 10^{-1} para la modulación OFDM y 16-PSK y finalmente un BER de 2×10^{-1} para la 16-FSK.

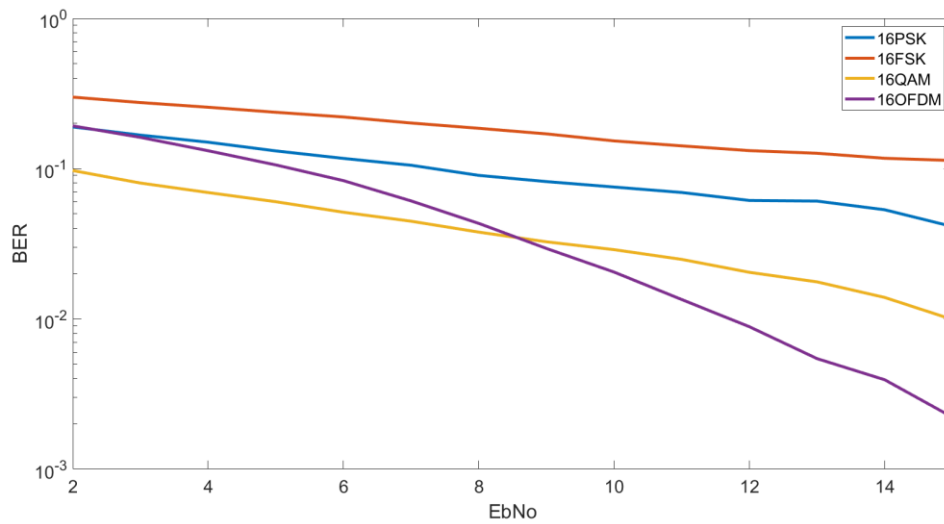


Figura 44. Resultados de BER según E_b/N_0 para $M = 16$ en el estudio de las modulsiones OFDM, PSK, FSK y QAM

4.5.2 BER CDF y E_b/N_0 fijo

Una vez analizado el BER demodulado de cada una de las modulsiones por un E_b/N_0 dado, se analizará la robustez a través de la CDF de cada una de las modulsiones según su orden de modulación por un E_b/N_0 .

En la Figura 45 podemos ver por un E_b/N_0 de 5 dB el comportamiento y robustez de cada una de las modulsiones bajo estudio. En primer lugar, podemos observar que la modulación OFDM diseñada con una modulación 4-QAM y 4-QAM obtienen similares resultados siendo la 4-QAM ligeramente más robusta. Tal y como podemos ver, la 4-QAM presenta una probabilidad del 79 % de obtener un BER menor que 2×10^{-3} a diferencia de la OFDM que presenta una probabilidad del 78 % de obtener un BER menor que 3×10^{-3} . En el caso de la modulación 4-FSK podemos ver que el E_b/N_0 de 5 dB le afecta en gran medida siendo la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} de un 4 %. A diferencia de los resultados analizados en la Figura 42, la 4-QAM se muestra más capacitada para obtener un BER ligeramente más bajo que la OFDM. En caso contrario, podemos analizar que la OFDM se muestra más robusta para obtener probabilidades de BER más bajas que la QAM. La probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-1} es de 98 % para la OFDM a diferencia de obtener una probabilidad del 95 % para la 4-QAM y una probabilidad del 64 % para la 4-FSK. Tal y como podemos ver en este caso, de manera relacionada al análisis

de la Figura 42, para un E_b/N_0 de 5 dB la OFDM muestra mejores resultados si hacemos la media, pero si queremos obtener una transmisión con el mínimo de errores posibles la 4-QAM muestra mejores resultados.

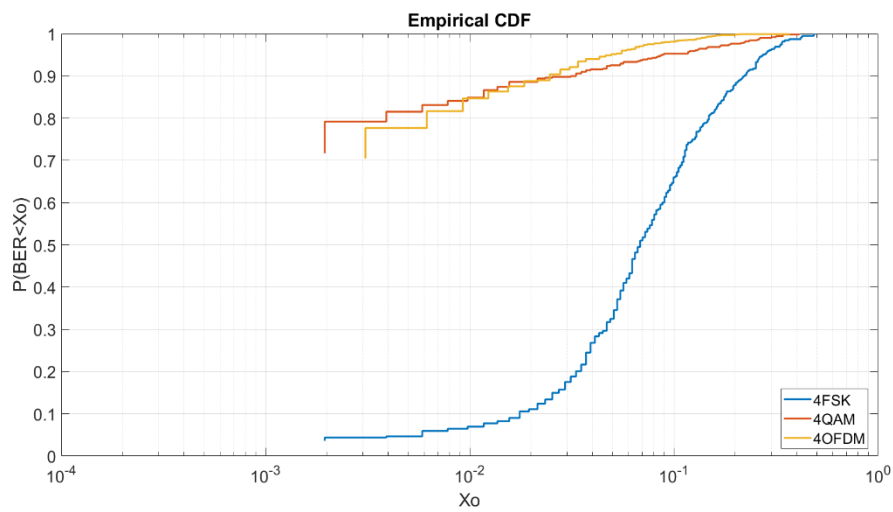


Figura 45. Resultados de la CDF del BER para $E_b/N_0 = 5$ dB y $M = 4$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

A continuación, en la Figura 46 podemos analizar los resultados obtenidos de la CDF de un E_b/N_0 de 5 dB para las modulaciones de orden 8. Podemos observar en este caso que la OFDM obtiene los mejores resultados frente a las modulaciones 8-PSK y 8-FSK. La probabilidad de obtener un BER menor a 2×10^{-3} para la OFDM con una modulación 8-PSK es del 56 %, siendo para la 8-PSK la probabilidad de un 45 % y finalmente para la 8-FSK obtener un BER menor de 4×10^{-3} la probabilidad es de un 1 %.

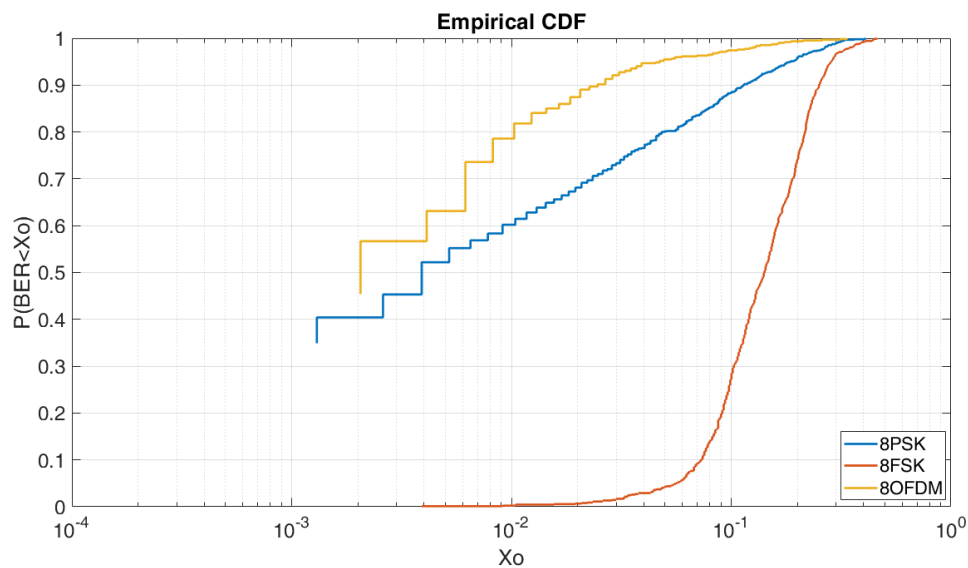


Figura 46. Resultados de la CDF del BER para $E_b/N_0 = 5$ dB y $M = 8$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

En la Figura 47 podemos analizar los resultados obtenidos de la CDF de un E_b/N_0 de 5 dB para las modulaciones de orden 16. En este caso a diferencia de los resultados obtenidos en la Figura 46, la modulación 16-QAM muestra los mejores resultados frente a la OFDM, la 16-PSK y la 16-FSK. Se puede observar que la probabilidad de obtener un BER menor de 5×10^{-3} , en el caso de la modulación 16-QAM es de un 54 %, para la modulación 16-PSK es de un 10 % y para la OFDM con una modulación 16-QAM es de un 4 %. Por último, la modulación 16-FSK presenta una probabilidad del 10 % de obtener un BER menor de 10^{-1} . En conclusión de este análisis podemos observar que el incremento del orden de la modulación produce un efecto muy negativo para la OFDM.

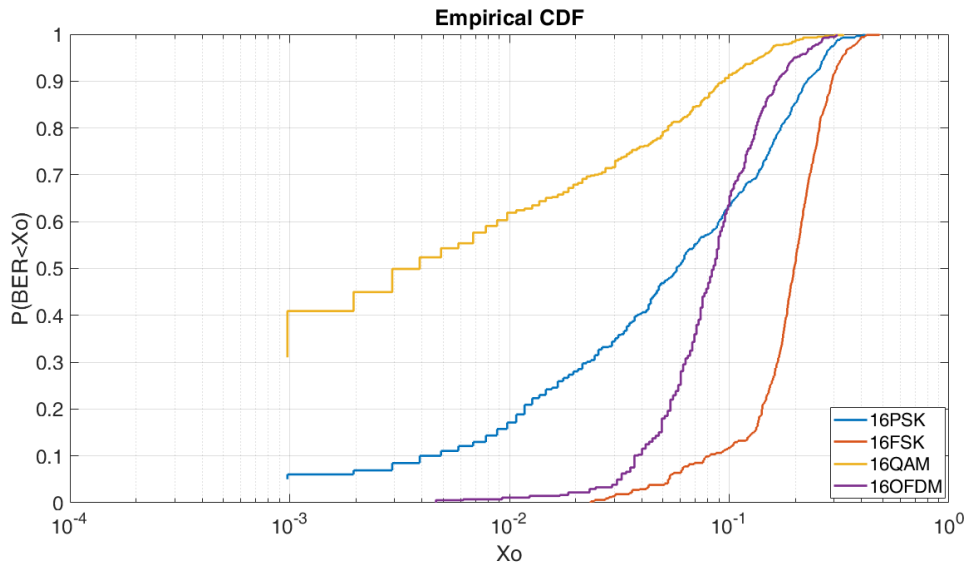


Figura 47. Resultados de la CDF del BER para $E_b/N_0 = 5$ dB y $M = 16$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

Una vez analizado el conjunto de los órdenes de modulaciones para un E_b/N_0 de 5 dB, realizaremos el mismo análisis para un E_b/N_0 de 8 dB con el fin de observar el comportamiento de estas en condiciones de más energía por bit frente al ruido del canal. En la Figura 48 podemos ver los resultados de la CDF para un E_b/N_0 de 8 dB y ordenes de modulación de 4. Tal y como podemos ver, debido al aumento de la E_b/N_0 , la OFDM diseñada con una modulación 4-QAM muestra en todo momento mejores resultados frente a la modulación 4-QAM a diferencia del análisis realizado en la Figura 45. Los resultados nos muestran que la probabilidad de obtener un BER menor de 6×10^{-3} para la OFDM es de un 97 %, siendo para la 4-QAM un 95 % y para la 4-FSK un 61 %.

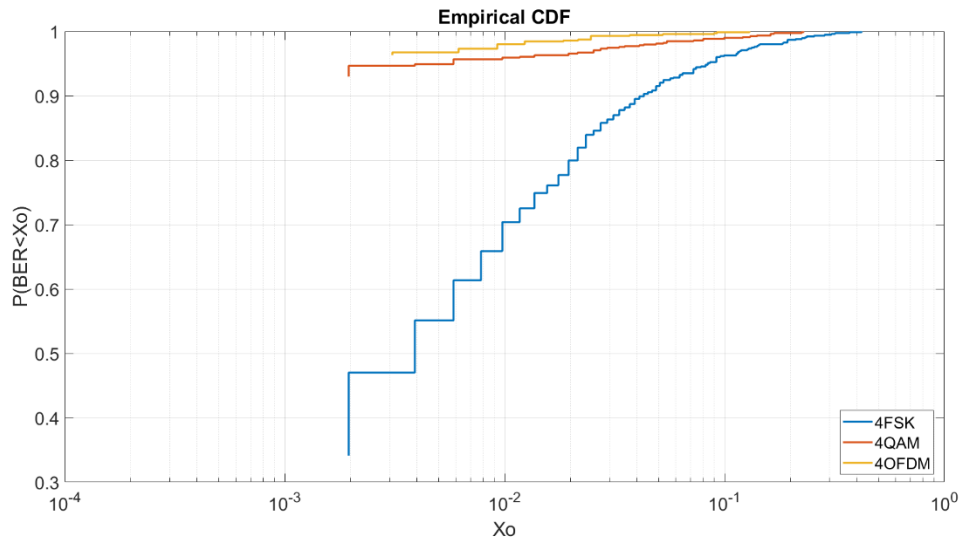


Figura 48. Resultados de la CDF del BER para $E_b/N_0 = 8$ dB y $M = 4$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

Por otro lado, en la Figura 49 podemos analizar los resultados para la CDF con un E_b/N_0 de 8 dB y ordenes de modulación de 8. Si analizamos la CDF podemos observar que de igual manera la OFDM diseñada con una modulación 8-PSK sigue mostrándose con mejores resultados frente a las modulaciones 8-PSK y 8-FSK. Tal y como podemos ver, la probabilidad de obtener un BER menor de 4×10^{-3} es de un 95 % para la modulación OFDM, siendo la probabilidad de un 88 % para la modulación 8-PSK y de un 4 % para la modulación 8-FSK.

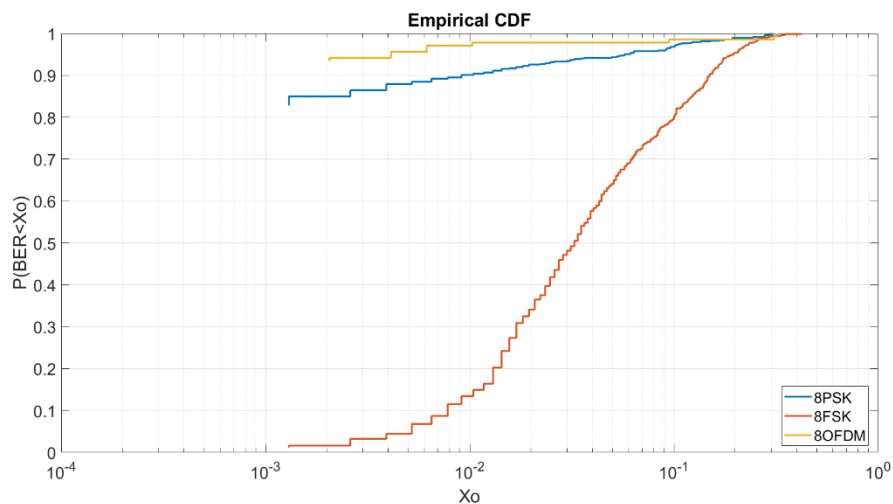


Figura 49. Resultados de la CDF del BER para $E_b/N_0 = 8$ dB y $M = 8$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

Por último, realizaremos el análisis de la CDF de las modulaciones para un E_b/N_0 de 8 dB y ordenes de modulación de 16. En este caso, los resultados son similares a los observados en la Figura 47, la modulación 16-QAM se muestra como la modulación que presenta menor probabilidades de presentar el BER más bajo, a pesar de que para un BER mayor de 10^{-2} la OFDM y la 16-QAM muestran resultados similares. Aun así, cabe destacar que para obtener un BER

muy bajo, la 16-PSK y la 16-QAM son las que presentan mejores resultados, prevalecidos por la 16-QAM. En la Figura 50 podemos observar que la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-3} para transmisiones realizadas con la 16-QAM tenemos una probabilidad del 70 % y para la modulación 16-PSK es de un 34 %. Por otro lado, la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} en el caso de la OFDM diseñada con una modulación 16-QAM es de un 30 %. Si analizamos un BER más alto, la probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-2} es del 87 % para la OFDM y la 16-QAM. En el caso de la 16-PSK la probabilidad disminuiría a un 58 % y para la 16-FSK la probabilidad sería de un 3 %.

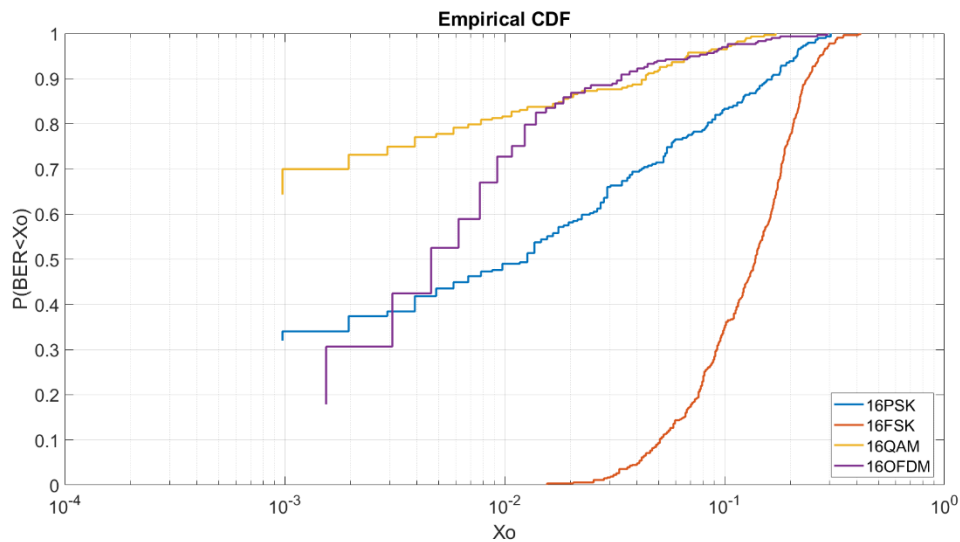


Figura 50. Resultados de la CDF del BER para $E_b/N_0 = 8$ dB y $M = 16$ en el estudio de las modulaciones OFDM, PSK, FSK y QAM

Por último, cabe destacar la razón por la cual tal y como hemos podido observar, la FSK presenta resultados muy distintos al resto de modulaciones. En primer lugar, hay que tener en cuenta que el tiempo de transmisión de un símbolo FSK para los tests realizados es de 0.34 ms y el ancho de banda de 3 kHz aproximadamente. En el caso de la 4-FSK, teniendo en cuenta que el símbolo de menor frecuencia está centrado a 367.64 Hz, el tiempo de un ciclo será de 2.72 ms. Tal y como podemos observar para la transmisión de este símbolo disponemos de 0.34 ms, pudiéndose transmitir únicamente un 0.125 del ciclo. Siendo tan breve el tiempo para la transmisión, el receptor presenta dificultades para poder demodular correctamente el símbolo, presentando resultados de BER muy bajos. En el caso de la modulación 8-FSK, el ciclo transmitido será menor, siendo 183.82 Hz el símbolo más bajo, 5.44 ms el tiempo de ciclo y un 0.0625 de ciclo transmitido. Por último, en el caso de 16-FSK, el ciclo transmitido será aún menor, siendo 91.91 Hz el símbolo más bajo, 10.88 ms el tiempo de ciclo y un 0.0312 de ciclo transmitido.

4.5.3 BER CDF

Tras realizar un análisis de los resultados obtenidos en las secciones 4.5.1 y 4.5.2, tal y como hemos observado, para ordenes de modulación 4 y 8, la modulación OFDM diseñada con una modulación 4-QAM y 8-PSK en sus subportadoras se muestran como las más robustas frente a las demás modulaciones de banda estrecha más robustas, la 4-QAM y la 8-PSK. A pesar de los

resultados obtenidos, se han analizado las modulaciones para E_b/N_0 concretos con el fin de cuantificar su robustez para muy bajas potencias (menores de 6 W), pero por último se debe analizar el conjunto de las transmisiones con las potencias de transmisiones siendo afectadas por las variaciones del canal. En la Figura 51 podemos observar la CDF del BER demodulado para las transmisiones de muy baja potencia de la 4-QAM, 8-PSK, OFDM diseñada con una modulación 4-QAM y 8-PSK con potencias de 4.7 W, 5.1 W, 3.4 W y 3.7 W respectivamente. Tal y como podemos observar, la 4-QAM se muestra como la modulación más robusta con una probabilidad de obtener un BER menor de 2×10^{-3} del 76 % en comparación de la OFDM diseñada con una modulación 4-QAM donde la probabilidad disminuye a un 46 % de demodular un BER menor de 3×10^{-3} . Por otro lado, para la modulación 8-PSK, la probabilidad de obtener un BER menor de 3×10^{-3} es de un 25 % y para la OFDM diseñada con una modulación 8-PSK, la probabilidad de obtener un BER menor de 4×10^{-3} es del 1 %. Además, los resultados analizados forman parte de las transmisiones realizadas entre las 20 UTC y las 00 UTC, horas con mayor presencia de multicamino y por lo tanto de *delay spread*, situación en la que, según el estudio realizado, las modulaciones de banda estrecha deberían ser menos robustas a diferencia de las modulaciones OFDM, las cuales están diseñadas para evitar los efectos del canal producidos por el *delay spread*. Por último, a pesar de que las potencias de transmisión de las modulaciones analizadas son similares, la eficiencia de potencia de la OFDM es un 63 % menor que las modulaciones de banda estrecha debido a una configuración baja del CR (3 dB). Tal y como veremos en el siguiente apartado, este parámetro es muy importante configurarlo correctamente para obtener resultados más óptimos.

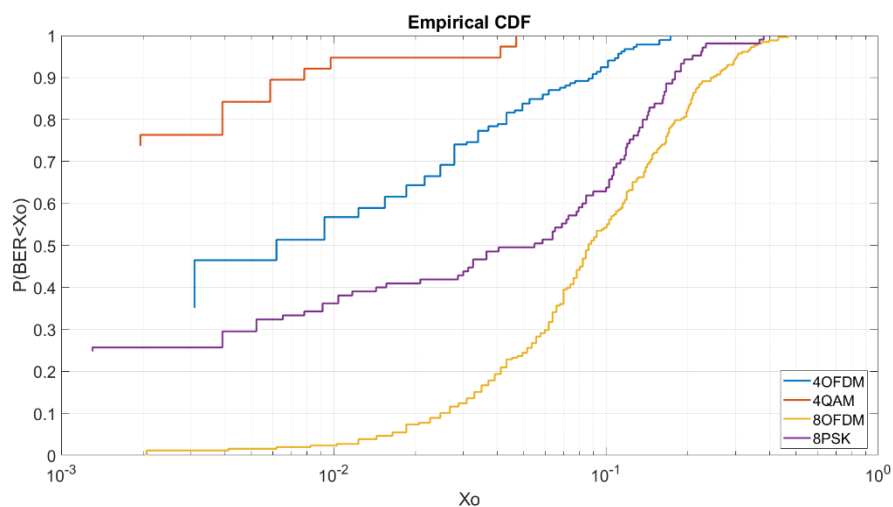


Figura 51. Resultados de la CDF del BER de la modulación 4QAM, 8PSK, OFDM con modulación 4QAM y OFDM con modulación 8PSK con potencias de 4.7 W, 5.1 W, 3.4 W y 3.7 W respectivamente

4.6 Estudio de la OFDM con CR variable

En los resultados analizados hasta el momento el CR aplicado al conjunto de modulaciones OFDM transmitidas ha sido de 3 dB siendo insuficiente para mantener una eficiencia de potencia suficiente como para obtener mejores resultados a nivel de BER que las modulaciones de banda estrecha más robustas. Con el fin de obtener un resultado más favorable a nivel de BER para la

modulación OFDM se analizará concretamente para la OFDM diseñada con una modulación 4-QAM cuál es el CR más óptimo.

4.6.1 Test simulado OFDM CR variable

Con el propósito de encontrar un valor de CR más adecuado para la modulación OFDM diseñada con una modulación 4-QAM que nos permita mejorar significativamente los resultados obtenidos, se ha realizado una simulación de la señal OFDM definida en la sección 4.4.3 con distintos CRs. Para simular el canal del enlace por el cuál sería transmitida la señal, se ha definido a través de una distribución Rayleigh con un SNR de 0 dB con un multicamino secundario retrasado 250 ms del camino principal con una atenuación de 3 dB. El conjunto de CRs a analizar será entre 0 dB y 27 dB a pesar de que nos interesaran especialmente aquellos CRs entre 6 dB y 14 dB ya que diferentes estudios [95]–[97] muestran los CRs más eficientes utilizados para la OFDM entre esos valores. En la Tabla 9 podemos observar los resultados obtenidos de la simulación realizada. Tal y como vemos, los BER resultantes cercanos a un CR de 9 dB y 10 dB tienen la capacidad de reducir el BER en un 46 % en relación con el CR de 3 dB utilizado hasta el momento de tal forma que debería mejorar potencialmente los resultados obtenidos en el siguiente estudio en un escenario real con la posibilidad de ser más robusta que la 4-QAM.

CR (dB)	BER
0	0.0863
1.5	0.0644
3	0.0494
4.5	0.0404
6	0.0331
7.5	0.0284
9	0.0273
10	0.0267
12	0.0295
15	0.0377
18	0.0448
21	0.0497
24	0.0554
27	0.0639

Tabla 9. Resultados del test simulado de la modulación OFDM con variaciones del CR a través de una distribución Rayleigh con un SNR de 0 dB con un multicamino secundario retrasado 250 ms del camino principal con una atenuación de 3 dB

4.6.2 Banco de pruebas OFDM CR variable

Tras el análisis simulado y los resultados obtenidos se ha realizado un estudio en un escenario real con el fin de verificar los resultados de nuestra simulación para obtener mejores resultados que la modulación 4-QAM. Para ello el estudio se realizará en el mismo escenario mencionado en la sección 3.2.1. Debido a que las necesidades de equipos de sensores remotos requieren muy baja potencia de transmisión (menor de 6 W), hemos limitado el conjunto de tests a un máximo de 5 W de potencia de pico. En la Tabla 10 podemos observar las distintas configuraciones de OFDM a transmitir variando el CR entre 4.5 dB y 9 dB. Las configuraciones #1, #2, #3, #4 pertenecen a una OFDM diseñada con una modulación 4-QAM, y las configuraciones #5, #6, #7 y #8 pertenecen a una OFDM diseñada con una modulación 8-PSK. Tal y como podemos ver, la modificación del CR de cada configuración nos permite variar el PAPR de la señal a transmitir, siendo de igual manera para la potencia media de transmisión con un máximo de potencia de pico de 5 W. En la ecuación (13) podemos observar cómo se ha realizado el cálculo del PAPR, siendo el voltaje absoluto máximo de la señal dividido por la media absoluta del voltaje, obteniendo un resultado en dB.

$$PAPR = 10 \log \left(\frac{\max|x(k)|^2}{E[|x(k)|^2]} \right) \quad (13)$$

Configuración OFDM	Modulación	CR	PAPR	Potencia media
#1	4-QAM OFDM	4.5 dB	10.3 dB	2.3 W
#2	4-QAM OFDM	6 dB	9.1 dB	2.9 W
#3	4-QAM OFDM	7.5 dB	8.1 dB	3.7 W
#4	4-QAM OFDM	9 dB	7.2 dB	4.6 W
#5	8-PSK OFDM	4.5 dB	6.7 dB	2.5 W
#6	8-PSK OFDM	6 dB	5.8 dB	3.1 W
#7	8-PSK OFDM	7.5 dB	5.0 dB	3.7 W
#8	8-PSK OFDM	9 dB	4.4 dB	4.3 W

Tabla 10. Banco de pruebas para el estudio de la modulación OFDM con variaciones del CR a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

4.6.3 BER CDF según CR

Tras la realización del estudio con el conjunto de configuraciones OFDM, en la Figura 52 podemos ver los resultados de las transmisiones demoduladas con sus respectivas variaciones del CR. Podemos observar que la probabilidad de obtener un BER menor de 3×10^{-3} es de un 80 % a través del uso de la configuración OFDM #4, en segundo lugar, la probabilidad es de un 77 % para la configuración OFDM #3, seguido de una probabilidad del 71 % para la configuración OFDM #2, #7 y #8. A diferencia de los resultados obtenidos para este conjunto de configuraciones OFDM, el resto no han obtenido resultados con probabilidades tan altas. Para el caso de la configuración OFDM #1 la probabilidad de obtener un BER menor de 3×10^{-3} es de

un 63 %, para la configuración OFDM #6 la probabilidad es de un 40 % y finalmente para la configuración OFDM #5 es de un 31 %.

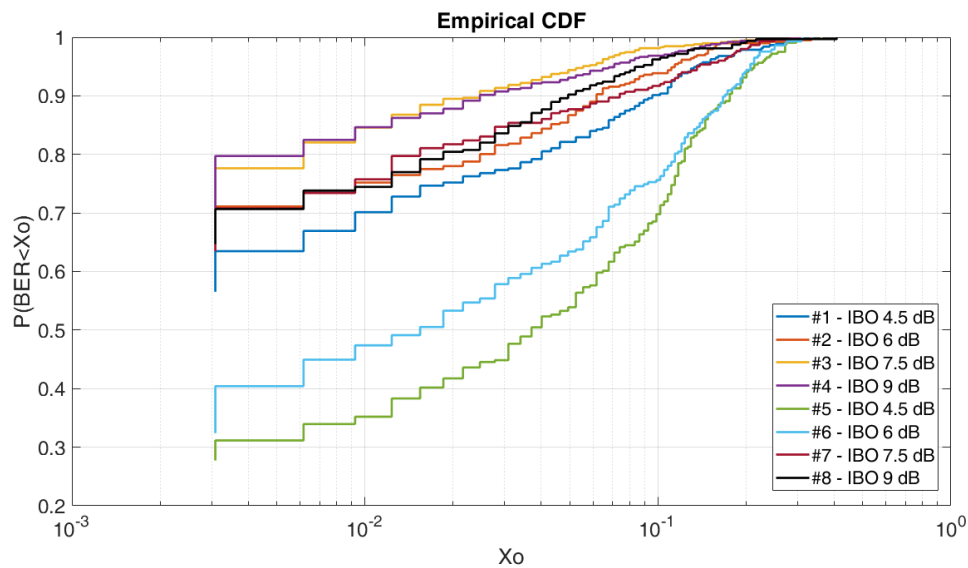


Figura 52. Resultados de la CDF del BER para el estudio de la modulación OFDM con variaciones del CR a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

4.7 Conclusiones

En conclusión de este capítulo, se han realizado dos diseños de la modulación OFDM basada en los parámetros del canal analizados en el Capítulo 3 como alternativa a las modulaciones de banda estrecha utilizadas en los estándares. En la Tabla 5 podemos observar el diseño de la modulación OFDM basado en un canal NVIS sin presencia de onda terrestre y en la Tabla 6 el diseño de la modulación OFDM basado en un canal NVIS con presencia de onda terrestre. A partir de los diseños realizados, en la Figura 39 podemos observar la simulación de ambos diseños de OFDM comparados con los resultados de modulaciones de banda estrecha en un escenario real. Tal y como podemos observar los resultados de las simulaciones demuestran una mejora en la robustez de la modulación al hacer uso de la OFDM.

Viendo la viabilidad del diseño de la modulación se realiza un estudio en un escenario real comparado con modulaciones de banda estrecha. Se vuelve a realizar la transmisión de modulaciones de banda estrecha con el objetivo que ambas modulaciones se encuentren bajo los mismos efectos del canal siendo la comparación lo más exacta posible. En primer lugar, al realizar el análisis de los resultados de las gráficas BER E_b/N_0 , observamos en la Figura 42 que la OFDM con una modulación 4-QAM y un CR de 3 dB se muestra como la modulación más robusta frente a las modulaciones de banda estrecha. A pesar de los resultados observados a priori, si analizamos la CDF del BER obtenido para un E_b/N_0 en concreto, podemos observar que la modulación 4-QAM se muestra como la modulación más robusta contradiciendo los resultados obtenidos en la simulación. Como se ha podido analizar, la 4-QAM con un E_b/N_0 de 5 dB puede obtener mejores resultados de BER que la OFDM tal y como podemos ver en la sección 4.5.2. A través del análisis se observa que las potencias de pico de ambas modulaciones son iguales, pero

la potencia media de la modulación OFDM es menor que la de las modulaciones de banda estrecha debido al alto PAPR de la OFDM. A través del uso de la técnica PC en la OFDM, se realiza un análisis simulado del CR más óptimo, además de basar los resultados con otras investigaciones. A partir de los resultados, se realiza de nuevo un estudio en un escenario real con CRs variables con el objetivo de obtener una mejor robustez que las modulaciones de banda estrecha definidas por los estándares. En la Figura 52 podemos observar como la aplicación del CR en la modulación OFDM mejora los resultados del BER en potencias de transmisión muy bajas (menores de 6 W) siendo más robusta que las modulaciones de banda estrecha. En la Tabla 11 podemos observar un resumen de los resultados obtenidos en la Figura 52 y en comparación a los resultados obtenidos para las modulaciones de banda estrecha en la Figura 51. Tal y como podemos ver, la OFDM diseñada con una 4-QAM muestra tras la modificación del CR un BER con mejores resultados que la 4-QAM para una potencia media muy parecida. En el caso de la OFDM diseñada con una 8-PSK, podemos ver que muestra resultados mucho mejores que la 8-PSK para una potencia media ligeramente menor.

Modulación	CR	Potencia media	P(BER<3·10⁻³)
4-QAM OFDM	9 dB	4.6 W	80 %
4-QAM	-	4.7 W	76 %
8-PSK OFDM	9 dB	4.3 W	71 %
8-PSK	-	5.1 W	25 %

Tabla 11. Tabla comparativa de los resultados del BER obtenidos para la OFDM con la modulación 4-QAM, la OFDM con la modulación 8-PSK, 4-QAM y 8-PSK con potencias de transmisión similares y CR iguales para las modulaciones OFDM

Capítulo 5 Estudio de técnicas de diversidad de polarización

5.1 Introducción

En el capítulo anterior, se ha analizado y testeado cuál es la mejor opción a nivel de potencia, configuración y diseño de la modulación OFDM junto con la trama necesaria para poder minimizar los efectos del canal. A continuación, en este capítulo analizaremos como podemos aumentar la robustez de la modulación, a través de un enlace SIMO con tal de recibir las ondas ordinaria y extraordinaria y hacer uso de técnicas de diversidad de polarización como SC (*Selection Combining*) y EGC (*Equal-Gain Combining*). A través de estudios como [55] podemos ver que el análisis de la ionosfera y de sus ondas ordinaria y extraordinaria de la capa F2 nos permite incrementar la eficiencia de la comunicación si aplicamos algunos cambios en nuestra transmisión y/o recepción, y además aplicamos algunas técnicas de postprocesado. Concretamente la aplicación de técnicas como SIMO [88] a través de antenas circulares polarizadas [87] permitiría a un sistema receptor aumentar la capacidad de demodulación a través de técnicas de postprocesado como SC y EGC a través de la recepción de las ondas ordinaria y extraordinaria de manera simultánea.

Podemos encontrar varios autores que se han centrado en el análisis del canal ionosférico con el fin de conocer más en detalle sus características con el objetivo de poder encontrar nuevos métodos que permitan mejorar la eficiencia del enlace NVIS. Por ejemplo, Witvliet en la siguiente investigación [98], analiza la correlación entre la onda ordinaria y extraordinaria de la ionosfera. Los resultados muestran que las potencias de recepción entre ambas capas pueden llegar a ser de 13 dB de diferencia. Por otra parte, autores como Umaisaroh en su estudio [99] realiza un enlace MIMO 2x2 con el objetivo de analizar el comportamiento del canal NVIS. A través del sistema MIMO utilizado se consigue un aumento de la robustez de la comunicación en comparación con un sistema SISO. Por otro lado, autores como Erhel en el estudio [88], además de analizar las ondas ordinaria y extraordinaria, realiza un análisis de la mejora de la comunicación NVIS a través de transmisiones de 500 W a través de las ondas ordinaria y extraordinaria. En nuestra investigación, nos centraremos en el uso de las ondas ordinaria y extraordinaria con el fin de mejorar la robustez de la señal recibida a través del uso de SIMO y técnicas de SC y EGC.

5.2 Diversidad de polarización y diversidad espacial

Las técnicas de polarización fueron aplicadas por primera vez en comunicaciones HF. Su capacidad para poder mejorar la robustez de la comunicación fue probada a lo largo de varios años en diversos estudios [100]. El fundamento que permite la capacidad de mejorar la comunicación a través del canal se basa en la demodulación adicional de un canal decorrelado al principal, en nuestro caso, un canal con una polarización ortogonal a la polarización del canal principal. En el caso del enlace NVIS bajo estudio, la aplicación de diversidad de polarización es clara a través de las ondas ordinaria y extraordinaria, las cuales están polarizadas circularmente

de manera ortogonal [100]. Por otro lado, un parámetro muy importante a tener en cuenta para este tipo de técnicas es la XPD (*Cross-Polarization Discrimination*), parámetro el cual nos indicara la correlación entre canales, el cuál sus coeficientes de correlación deberán ser lo más bajos posibles para que ambos canales se puedan considerar dos sistemas independientes.

Por otra parte, podemos encontrar otras técnicas bien estudiadas como la diversidad espacial, que pueden ser un buen método para incrementar la robustez del sistema. Aun así, en comunicaciones NVIS, la implementación de esta técnica puede ser un problema de espacio debido a que se requiere como mínimo horizontalmente una diferencia de 20λ y verticalmente una diferencia de 15λ para obtener una diversidad espacial óptima, pudiendo ser la λ entre 100 m y 10 m.

Siendo la diversidad de polarización una técnica que solo requiere de la recepción de ambas polarizaciones ortogonales por medio de dos antenas en comunicaciones NVIS es una opción menos compleja de implementar [101]. A pesar de requerir de la instalación de una antena adicional en el sistema de recepción (SIMO) a diferencia de un escenario sin técnicas de diversidad, se puede llegar a configurar un sistema de recepción y transmisión con múltiples antenas (MIMO) para conseguir mejores resultados en la robustez del sistema. La efectividad y optimización de la robustez de la comunicación en un sistema MIMO con técnicas de diversidad, se basará principalmente en la correlación mínima de las señales recibidas. Si tenemos en cuenta que la decorrelación entre ambos canales puede llegar a ser de 13 dB en un canal NVIS, el uso de antenas RHCP y LHCP nos permitiría recibir ambas señales polarizadas del canal ordinario y del canal extraordinario maximizando la ganancia de la señal en la recepción al utilizar técnicas de polarización.

Con el objetivo de maximizar la ganancia de las señales recibidas es necesario en toda técnica de diversidad de polarización, la aplicación de técnicas de postprocesado para poder combinar las distintas señales para ser demoduladas con una mayor ganancia. En este capítulo nos centraremos en dos técnicas de bajo coste computacional. En primer lugar, el SC se basa en la selección entre la señal ordinaria recibida y la señal extraordinaria recibida, seleccionando la señal con mayor E_b/N_0 recibido. Por otro lado, la EGC se basa en la combinación coherente de ambas señales con el fin de maximizar el E_b/N_0 recibido.

5.3 Sondeo realizado

5.3.1 Escenario del estudio

Para la realización del estudio en este caso el escenario en el que se realizará el conjunto de tests será el mismo que el descrito en el capítulo anterior Capítulo 4 en la sección 4.4.1. Para el conjunto de pruebas a realizar, de la misma forma se ubicará el sistema transmisor en La Salle campus Barcelona URL y el sistema receptor en el Casal Sant Josep de La Salle (Cambrils, Tarragona, España) estableciendo un enlace de 97 km. En este caso a diferencia del estudio anterior, para la aplicación de técnicas de diversidad de polarización, el sistema receptor estará compuesto por dos antenas V invertidas perpendiculares entre sí tal y como podemos ver en la Figura 21. El conjunto de antenas estará predispuesto con el objetivo de recibir todas las componentes de polarización y poder separar a través de la PN las señales con polarización circular dextrógira con las señales de polarización circular levógira.

5.3.2 Banco de pruebas

Para la realización del estudio se han definido un total de 30 tests a realizar tal y como podemos ver en la Tabla 12. Cada test se compone por la transmisión de una modulación PSK, FSK y QAM con un orden de modulación entre 2 y 32, y una potencia media de transmisión variable entre 3 W y 100 W. Para la realización de cada uno de los tests, se utilizará el mismo formato de trama que se ha realizado en el Capítulo 3 en la sección 3.2.2 tal y como podemos observar en la Figura 26, con el objetivo de centrarnos en los efectos producidos por el canal en los paquetes de modulaciones.

N-Test	Minuto	Orden de modulación	Potencia media de transmisión
1-Test	5	2 {PSK, FSK, QAM}	3 W
2-Test	6	4 {PSK, FSK, QAM}	3 W
3-Test	7	8 {PSK, FSK, QAM}	3 W
4-Test	8	16 {PSK, FSK, QAM}	3 W
5-Test	9	32 {PSK, FSK, QAM}	3 W
6-Test	15	2 {PSK, FSK, QAM}	6 W
7-Test	16	4 {PSK, FSK, QAM}	6 W
8-Test	17	8 {PSK, FSK, QAM}	6 W
9-Test	18	16 {PSK, FSK, QAM}	6 W
10-Test	19	32 {PSK, FSK, QAM}	6 W
11-Test	25	2 {PSK, FSK, QAM}	12 W
12-Test	26	4 {PSK, FSK, QAM}	12 W
13-Test	27	8 {PSK, FSK, QAM}	12 W
14-Test	28	16 {PSK, FSK, QAM}	12 W
15-Test	29	32 {PSK, FSK, QAM}	12 W
16-Test	35	2 {PSK, FSK, QAM}	25 W
17-Test	36	4 {PSK, FSK, QAM}	25 W
18-Test	37	8 {PSK, FSK, QAM}	25 W
19-Test	38	16 {PSK, FSK, QAM}	25 W
20-Test	39	32 {PSK, FSK, QAM}	25 W
21-Test	45	2 {PSK, FSK, QAM}	50 W
22-Test	46	4 {PSK, FSK, QAM}	50 W
23-Test	47	8 {PSK, FSK, QAM}	50 W
24-Test	48	16 {PSK, FSK, QAM}	50 W
25-Test	49	32 {PSK, FSK, QAM}	50 W
26-Test	55	2 {PSK, FSK, QAM}	100 W
27-Test	56	4 {PSK, FSK, QAM}	100 W
28-Test	57	8 {PSK, FSK, QAM}	100 W
29-Test	58	16 {PSK, FSK, QAM}	100 W
30-Test	59	32 {PSK, FSK, QAM}	100 W

Tabla 12. Banco de pruebas del estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

5.4 Resultados obtenidos

En esta sección analizaremos el conjunto de los resultados obtenidos de la demodulación de todas las tramas transmitidas de acuerdo con el banco de pruebas. A continuación, analizaremos la influencia del E_b/N_0 en las señales recibidas según la onda ordinaria y extraordinaria, así como podremos observar a partir de este análisis el XPD a través de una CDF. Por otra parte, analizaremos el comportamiento del E_b/N_0 medio de cada técnica de polarización y modulación

a lo largo del tiempo según la influencia de la ionosfera. Además, se analizará la CDF del BER según las distintas técnicas de polarización y modulación. Más adelante, se observará el comportamiento de las distintas técnicas de polarización a través de la CDF del BER para distintas potencias de transmisión y modulaciones. En otro punto, se realizará un estudio de la mejora del BER al realizar retransmisiones de las tramas con técnicas de polarización. Por último, se compararán los resultados de la CDF del BER obtenidos de la transmisión de la trama OFDM con aplicación de PC con y sin uso de técnicas de polarización.

5.4.1 E_b/N_0 recibido según técnicas de polarización

Con el propósito de realizar el estudio de este punto, se ha medido de las tramas recibidas el E_b/N_0 de las señales recibidas a través de la onda ordinaria y extraordinaria como también el E_b/N_0 resultante de la aplicación de las técnicas de diversidad de polarización SC y EGC. Para poder medir el E_b/N_0 , el sistema receptor siempre empezara a guardar la señal recibida en antena pocos segundos antes que la transmisión, con el propósito de poder guardar el ruido presente. El E_b/N_0 medido a través de las señales recibidas se ha calculado tal y como podemos apreciar en la ecuación (14):

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = SNR(dB) + 10 \cdot \log(B) - 10 \cdot \log_{10}(Rb) \quad (14)$$

donde Rb es el *bitrate* de la modulación de la trama (dependiente del orden de modulación), B es el ancho de banda de ruido donde realizamos la medida del BER (en el caso de la señal pertinente a este caso de estudio es de 2.3 kHz) y finalmente el SNR es la ratio de ruido y el pico de la señal.

Para analizar el XPD presente en las tramas recibidas con y sin técnicas de diversidad de polarización en postprocesado, se ha realizado una gráfica CDF con el objetivo de poder realizar un análisis más exhaustivo. En la Figura 53 podemos observar que para recepciones de las ondas ordinaria y extraordinaria existe una ligera probabilidad de recibir un E_b/N_0 más alto en ondas ordinarias. En el caso de las técnicas de diversidad de polarización podemos observar que para E_b/N_0 mayores de 9 dB, el uso de SC aumenta las probabilidades de recibir un E_b/N_0 mayor al uso de EGC o de la recepción de las señales de las ondas ordinaria y extraordinaria. En el caso de EGC podemos observar que, en el mejor caso, con una probabilidad del 1 % podemos obtener una señal 3 dB de potencia de más que haciendo uso de la SC. A pesar de este caso de probabilidad baja, podemos observar que en un 20 % podemos obtener un E_b/N_0 mayor que la SC. Por otra parte, a través de la gráfica podemos observar que podemos obtener un 30 % de probabilidad de obtener un E_b/N_0 igual a la SC.

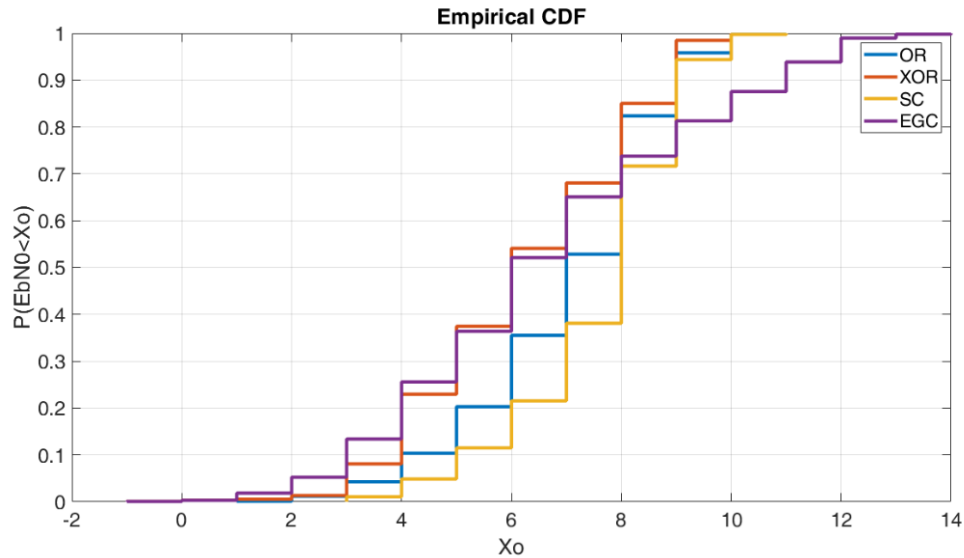


Figura 53. Resultados de la CDF del E_b/N_0 recibido de la modulación 4-QAM a 50 W de potencia transmitida y según la señal recibida o según el tipo de técnica de polarización aplicada en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

5.4.2 E_b/N_0 a lo largo del día según técnicas de polarización

Desde otro punto de vista, podemos analizar el E_b/N_0 medio recibido según el comportamiento de las ondas ordinaria y extraordinaria y de las técnicas de polarización a lo largo de cada hora del día. En la Figura 54 podemos observar los resultados obtenidos de la transmisión del test 22 de la modulación 4-QAM. En esta gráfica podemos observar el XPD entre las señales ordinarias y las señales extraordinarias recibidas, el cuál como máximo llega a 3 dB. En cuanto a las técnicas de diversidad de polarización, el uso de SC, tal y como podemos analizar, siempre mantiene el E_b/N_0 medio recibido con valores mayores al recibido por las señales ordinaria y extraordinaria. En el mejor caso nos permite aumentar de media el E_b/N_0 hasta 4 dB tal y como podemos observar a las 12 UTC. En el peor caso, tal y como podemos ver a las 11 UTC se mantiene con valores muy similares de E_b/N_0 a la señal extraordinaria. En el caso de realizarse el uso de EGC, en el 50 % de las horas, el E_b/N_0 obtenido en comparación con el E_b/N_0 recibido de las señales ordinaria y extraordinaria es mayor llegando a 2 dB por encima. En comparación el uso de EGC frente a SC, podemos observar que en el 12 % de los casos, el uso de EGC nos permite obtener un E_b/N_0 mayor.

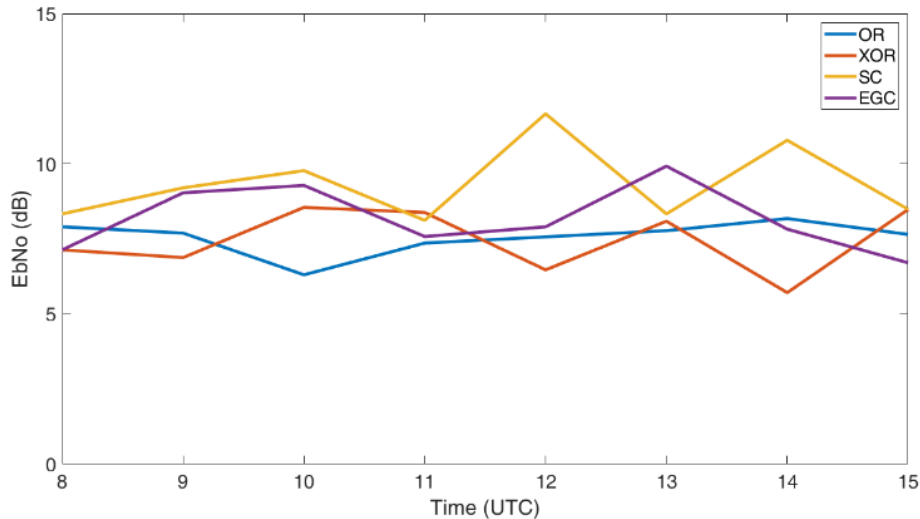


Figura 54. Resultados del E_b/N_0 a lo largo del día para la modulación 4-QAM, 50 W de potencia transmitida y según la señal recibida o según el tipo de técnica de polarización aplicada en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

5.4.3 BER CDF según técnicas de polarización

Tras el análisis del comportamiento general a nivel del E_b/N_0 recibido de las señales ionosféricas (ondas ordinarias y extraordinarias) y el obtenido a través de las técnicas de diversidad de polarización (SC y EGC), en este punto analizaremos el BER obtenido según las modulaciones y su orden. En primer lugar, analizaremos las modulaciones de orden 4 transmitidas con una potencia de 50 W. En la Figura 55 realizaremos un análisis basado en la obtención de un BER de 10^{-4} debido al número de tests realizados y al total de bits demodulados, ya que para realizar un análisis de un BER menor requeriríamos de la demodulación de una cantidad mayor de bits. En la Figura 55 se puede observar que las señales ordinaria y extraordinaria con modulaciones 4-PSK y 4-QAM son afectadas de la misma forma, siendo de un 80 % la probabilidad de recibir un BER menor de 10^{-4} . Por el otro lado, en el caso de la 4-FSK tenemos un 57 % de probabilidades de obtener un BER menor de 10^{-4} . A través del uso de las técnicas de polarización, podemos analizar que a través del uso de SC obtenemos los mejores resultados de BER. A través del uso de SC la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} a través del uso de la modulación 4-PSK, la probabilidad aumenta hasta 96 %, en el caso del uso de la 4-FSK la probabilidad aumenta hasta 88 % y en el caso de uso de la 4-QAM la probabilidad se sitúa en un 85 %. En el caso de hacer uso de EGC, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} en el caso de las modulaciones 4-QAM y 4-PSK es de un 82 % y en el caso de la 4-FSK es de un 59 %.

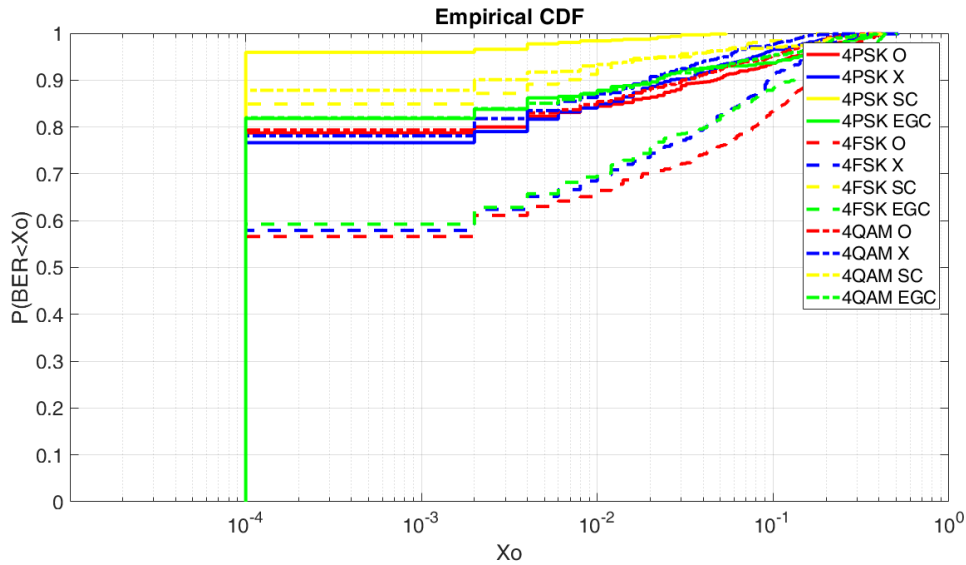


Figura 55. Resultados de la CDF del BER de modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM para $M = 4$, 50 W de potencia transmitida y según la señal recibida o según el tipo de técnica de polarización aplicada en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

En el caso de analizar las modulaciones de orden 8, en la Figura 56 podemos observar que el conjunto de probabilidades de obtener un BER menor disminuye a consecuencia de recibir un E_b/N_0 menor a causa del aumento del orden de modulación. Tal y como podemos observar, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} en el caso de las señales ordinaria y extraordinaria, respectivamente es de un 42 % y 55 % en el caso de la modulación 8-PSK, siendo de un 8 % y 26 % para la 8-FSK y del 1 % y 24 % para la 8-QAM. A través del uso de técnicas de diversidad de polarización, en el caso del uso de SC, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} es de un 70 % para la modulación 8-PSK, de un 40 % en el caso de la 8-FSK y de un 39 % en el caso de la 8-QAM. En el caso de realizar la técnica de EGC, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} es de un 50 % para la modulación 8-PSK y de un 30 % en el caso de la 8-FSK y 8-QAM.

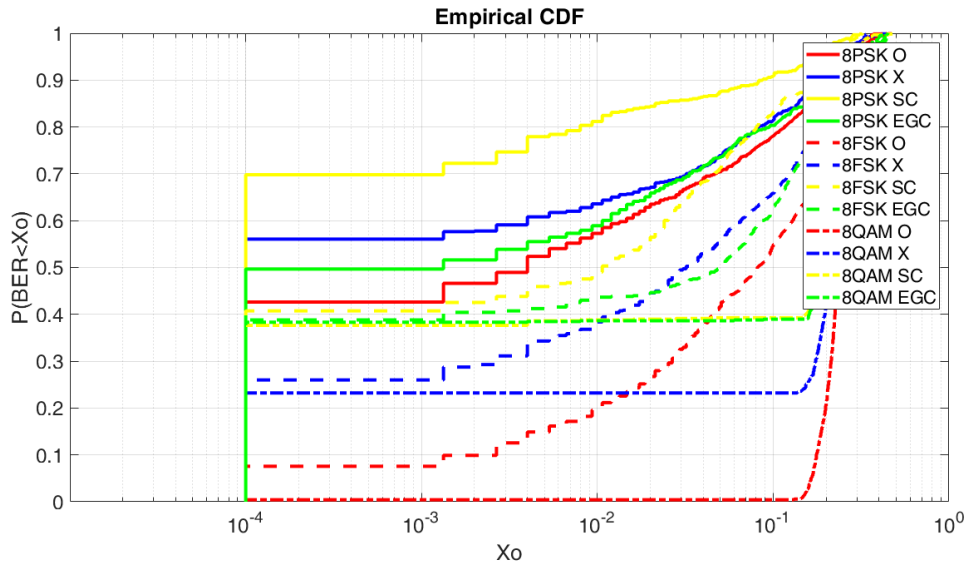


Figura 56. Resultados de la CDF del BER de modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM para $M = 8$, 50 W de potencia transmitida y según la señal recibida o según el tipo de técnica de polarización aplicada en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

En el caso de analizar las modulaciones de orden 16, en la Figura 57 podemos observar que a pesar de la obtención de resultados con BER bajos el aumento del orden de modulación y a consecuencia la disminución del E_b/N_0 , repercute directamente en una disminución considerable de los resultados obtenidos. Podemos analizar que la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-2} en el caso de recibir las señales ordinaria y extraordinaria, la probabilidad es de un 7 % en el caso de la modulación 16-PSK y de un 1 % en el caso de las modulaciones 16-QAM y 16-FSK. A través del uso de técnicas de diversidad de polarización, en el caso del uso de SC, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} es de un 25 % para la modulación 16-PSK, de un 20 % en el caso de la 16-FSK y 16-QAM. En el caso de realizar la técnica de EGC, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} es de un 21 % para la modulación 16-PSK y de un 20 % en el caso de la 16-FSK y 16-QAM.

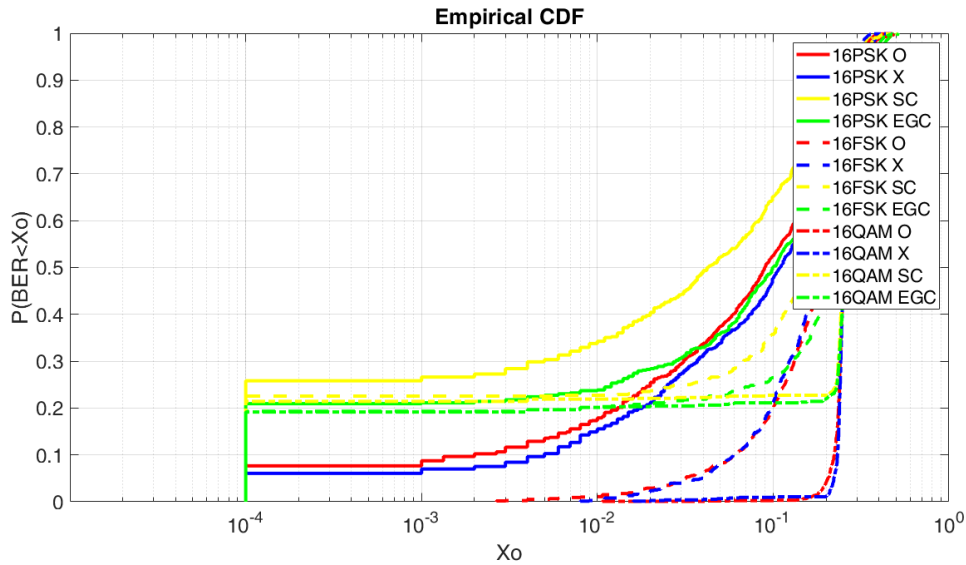


Figura 57. Resultados de la CDF del BER de modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM para $M = 16$, 50 W de potencia transmitida y según la señal recibida o según el tipo de técnica de polarización aplicada en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

5.4.4 BER CDF según la potencia de transmisión

Tal y como hemos podido analizar, en primer lugar, podemos observar que la modulación PSK es la que nos ha permitido obtener los mejores resultados, especialmente a través del uso de la técnica de diversidad de polarización SC. Aun así hasta el momento hemos realizado el análisis a través de una potencia de transmisión de 50 W y aun así el aumento del orden de modulación ha afectado muy negativamente en el BER resultante de los distintos casos de estudio. En este punto debido a que nos interesa en especial analizar los resultados a bajas potencias de transmisión (menores de 24 W), en la Figura 58 analizaremos el uso de la técnica SC en modulaciones 4-PSK y 8-PSK con variaciones en la potencia de transmisión entre 6 W y 50 W. Tal y como podemos observar en la Figura 58, los resultados obtenidos a través de la 4-PSK son mejores en comparación a la 8-PSK. Tal y como podemos analizar, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} para la modulación 4-PSK con potencias de transmisión de 50 W, 25 W, 12 W y 6 W es de un 96 %, 94 %, 92 % y 71 % respectivamente. En el caso de la modulación 8-PSK, la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} con potencias de transmisión de 50 W, 25 W, 12 W y 6 W es de un 69 %, 50 %, 32 % y 30 % respectivamente.

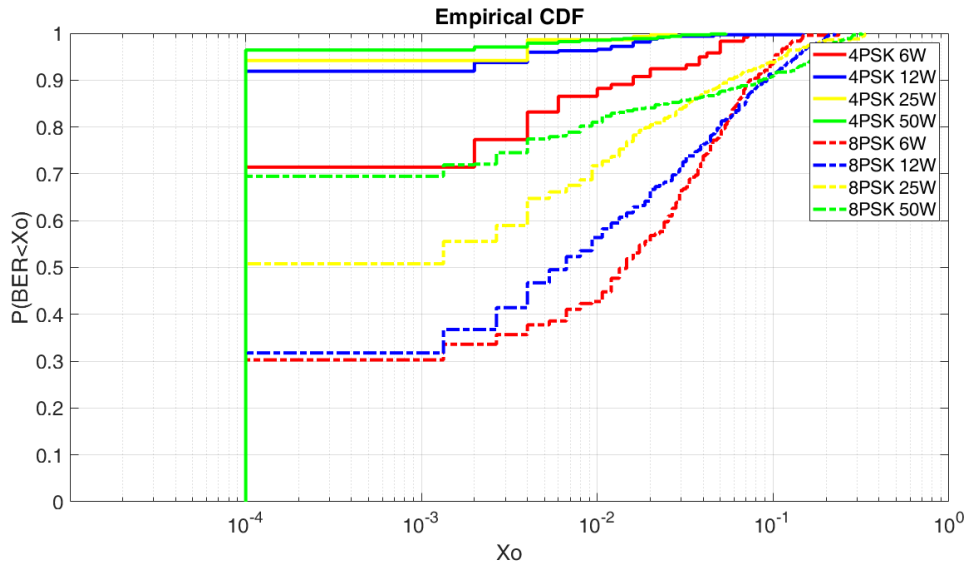


Figura 58. Resultados de la CDF del BER de modulaciones de banda estrecha PSK para $M = 4$ y $M = 8$, potencia de transmisión de 6 W, 12 W, 25 W y 50 W con la aplicación de la técnica de polarización SC en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

5.4.5 Número de transmisiones según *Selection Combining*

Tras analizar el conjunto de resultados de las gráficas anteriores, con el objetivo de conocer cuál es la mejor opción de modulación y potencia de transmisión a través del uso de SC, en la Figura 59 analizaremos la probabilidad de recibir un BER menor a 10^{-4} al realizar varias retransmisiones. El análisis se realizará basado en una distribución de Bernoulli como podemos ver en la ecuación (15):

$$P(X = k) = \binom{n}{k} \cdot p^k \cdot q^{n-k} \quad (15)$$

donde, X es la variable definida como el resultado de éxito (BER menor de 10^{-4}), k es el número de éxitos necesarios (en nuestro caso uno), n es el número de transmisiones realizadas, p es la probabilidad de obtener un BER menor de 10^{-4} y q es la probabilidad de no obtener un BER menor de 10^{-4} ($1-p$).

Si observamos la Figura 59, el uso de la modulación 4-PSK con potencias de transmisión de 12 W, 25 W y 50 W aumentaremos la probabilidad de recibir un BER menor de 10^{-4} a un 99 % si realizamos una retransmisión del paquete de datos. En el resto de los casos, como podremos ver a continuación, con el objetivo de asegurar un BER menor de 10^{-4} , el número de transmisiones necesarios es muy alto siendo poco eficiente para la comunicación. En el caso de hacer uso de una 4-PSK con una potencia de transmisión de 6 W o una 8-PSK con una potencia de transmisión de 50 W obtendremos los mismos resultados si transmitimos el paquete de datos cuatro veces. Si reducimos el número de transmisiones a tres veces la probabilidad de recibir un BER menor a 10^{-4} se reducirá a un 97 % y en el caso de dos transmisiones a un 91 %. En el caso de hacer uso de la modulación 8-PSK con una potencia de transmisión de 25 W, obtendremos

una probabilidad del 99 % de obtener un BER menor de 10^{-4} si transmitimos siete veces el paquete de datos. En el caso de hacer uso de la 8-PSK con potencias de transmisión de 6 W o 12 W, a través de la Figura 59 no podemos observar el número de transmisiones necesarias para asegurar un 99 % de probabilidades de obtener un BER menor de 10^{-4} . En el peor caso, si realizamos un total de 10 transmisiones obtendremos un 97 % de probabilidades de obtener un BER menor de 10^{-4} .

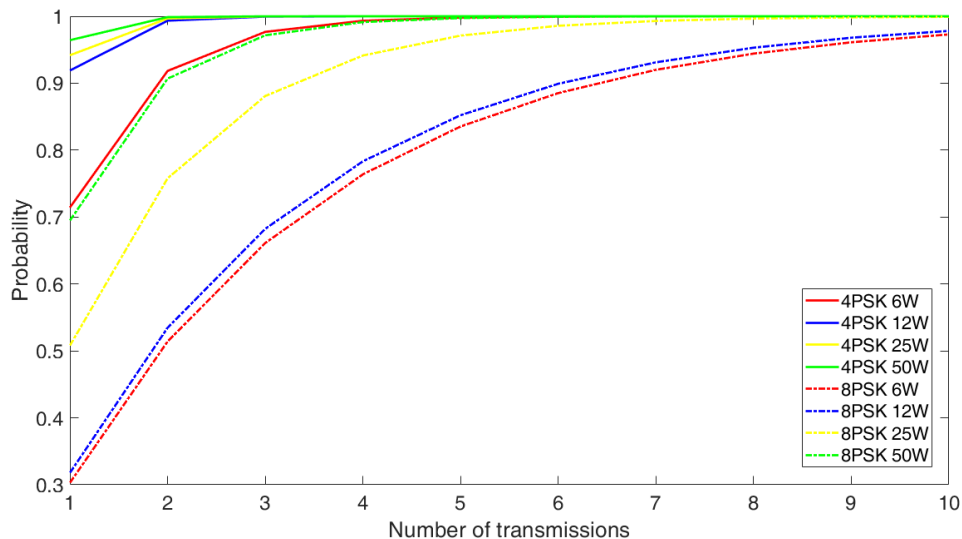


Figura 59. Resultados basados en una distribución de Bernoulli para simular la probabilidad de obtener un BER 0 según número de retransmisiones con modulaciones de banda estrecha 4-PSK y 8-PSK con la técnica de polarización SC y potencias de transmisión de 6 W, 12 W, 25 W y 50 W en el estudio de diversidad de polarización

5.4.6 Trama y modulación OFDM con PC con y sin uso de técnicas de diversidad de polarización

Por último, para finalizar el estudio, podemos analizar el conjunto de transmisiones realizadas en el Capítulo 4 en la sección 4.4.3. Más en concreto, tras el análisis de los resultados, como hemos podido observar, el uso de la modulación OFDM con el diseño de una modulación 4-QAM y una potencia de transmisión de 4.6 W han sido las más eficientes e indicadas para hacer uso en la trama propuesta. A través del estudio realizado en el capítulo anterior y de las señales ordinarias y extraordinarias recibidas aplicaremos el uso de técnicas de polarización con el objetivo de cuantificar la mejora en términos de BER al hacer uso de un escenario SIMO en vez de SISO. En la Figura 60 podemos observar como la probabilidad de obtener un BER menor de 3×10^{-3} en el caso de hacer uso de la técnica de diversidad de polarización SC es de un 87 % y en el caso de hacer uso de la técnica EGC la probabilidad es del 82 %. Tal y como podemos observar frente a recibir la señal ordinaria o extraordinaria sin la aplicación de técnicas de diversidad de polarización, la probabilidad es mayor al hacer uso de ellas.

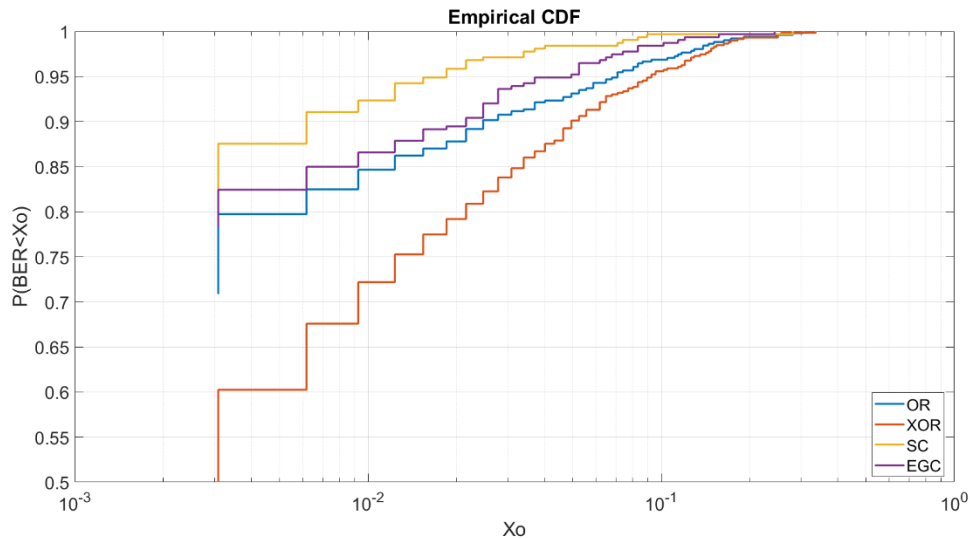


Figura 60. Resultados de la CDF del BER de la modulación OFDM con una modulación 4-QAM, potencia de transmisión de 4.6 W y según la señal recibida o según el tipo de técnica de polarización aplicada en el estudio de diversidad de polarización realizado a través del enlace NVIS Barcelona-Cambrils

5.5 Conclusiones

En conclusión de este capítulo, en primer lugar a través del análisis realizado en la Figura 54 podemos observar que las ondas ordinarias y extraordinarias se reciben con un XPD de 3 dB de E_b/N_0 . Según los estudios analizados, través del fenómeno producido entre ambas ondas puede ser aprovechado con el objetivo de mejorar la robustez del enlace a través de técnicas de diversidad de polarización como SC y EGC.

A partir del estudio realizado sobre estas técnicas en un enlace real de modulaciones de banda estrecha, podemos observar en la sección 5.4.3 que la técnica SC nos permite obtener un mayor E_b/N_0 . A diferencia de recibir por separado las ondas ordinarias y extraordinarias, a través de esta técnica podemos obtener un BER menor. En el caso de hacer uso de la técnica EGC, podemos llegar a aumentar en el mejor caso hasta 3 dB el E_b/N_0 recibido por las ondas ordinarias y extraordinarias. A pesar de ello, la probabilidad de obtener este resultado es del 1 % y dependerá principalmente del ruido presente en la señal recibida. Por otro lado, la probabilidad de recibir un E_b/N_0 mayor al de las ondas ordinarias y extraordinarias de manera independiente es de un 20 %.

Además, a través de los resultados obtenidos, en el caso de las modulaciones QAM, PSK y FSK con órdenes de modulación superior a 16 con una potencia de transmisión de 50 W, a pesar de hacer uso de técnicas de diversidad de polarización, la probabilidad de obtener un BER para asegurar la comunicación no es posible. En cambio, para ordenes de modulación menores, en el caso de la modulación 4-PSK y 8-PSK, los resultados a través de SC han sido los más óptimos para las potencias de transmisión entre 6 W y 50 W. En la Tabla 13 podemos observar resumidamente los resultados más relevantes según la potencia de transmisión utilizada.

Potencia de transmisión	Técnica de diversidad de polarización	Modulación	Velocidad de bit	P(BER<10 ⁻⁴)
6 W	SC	4-PSK	2.9 kbps	71 %
12 W	SC	4-PSK	2.9 kbps	92 %
50 W	SC	8-PSK	5.8 kbps	70 %

Tabla 13. Resultados de la CDF para BER < 10⁻⁴ en el estudio de técnicas de polarización SC y EGC en modulaciones de banda estrecha PSK, FSK y QAM para potencias de transmisión de 6 W, 12 W y 50 W

Tras realizar el estudio de técnicas de diversidad de polarización, se ha aplicado la mejor técnica analizada, SC, a las señales recibidas analizadas en la sección 4.6.2 con el objetivo de analizar el aumento de la robustez de la modulación OFDM. Concretamente se ha aplicado la técnica de diversidad de polarización SC a la configuración con mejores resultados obtenidos para poder ser comparada con los estándares. En la Tabla 14 podemos observar los resultados más relevantes.

Delay spread	E _b /N ₀	Modulación	Técnica SIMO	Potencia media	PAPR
Alto	Bajo	4-QAM	SC	4.7 W	4.8 dB
Alto	Alto	OFDM	SC	4.6 W	7.2 dB
Bajo	Bajo	4-QAM	SC	4.7 W	4.8 dB
Bajo	Alto	OFDM/4-QAM	SC	4.6 W / 4.7 W	7.2 dB / 4.8 dB

Tabla 14. Tabla resumen de la mejor modulación, técnica de polarización, potencia de transmisión según el delay spread del canal y E_b/N₀

PARTE III CONCLUSIONES

Capítulo 6 Conclusiones de la tesis

En este capítulo se pretende concluir el conjunto de estudios que forman toda esta tesis doctoral con el objetivo de presentar una respuesta al conjunto de hipótesis realizadas. En primer lugar, a través del Capítulo 3 se ha realizado un análisis del canal NVIS sin y con presencia de onda terrestre con el fin de poder parametrizarlo. A pesar de existir otras investigaciones que realizan el mismo análisis, se pretende analizar el conjunto de diferencias que pueda presentar, debido al ciclo solar diferente en el que se realizaran el conjunto de estudios siguientes. Tal y como podemos ver en la Tabla 4, se comparan los principales parámetros del canal NVIS con y sin presencia de onda terrestre estudiado con los de un canal NVIS y un canal DX parametrizados en otros estudios. Tal y como podemos observar todos los canales parametrizados entre ellos presentan diferencias considerables, verificando la primera hipótesis planteada en la investigación. Teniendo en cuenta esta premisa, debemos tener en cuenta que los estándares fijados para la transmisión de comunicaciones HF están definidos de manera genérica para todos los canales, de tal manera que a través del uso de la modulación OFDM se puede optimizar la protección de las señales transmitidas frente a los parámetros hostiles del canal.

En el Capítulo 4, a través del análisis del canal realizado, se analizan los parámetros y se propone en base a ellos, dos configuraciones de modulaciones OFDM según el tipo de canal: NVIS sin presencia de onda terrestre y NVIS con presencia de onda terrestre. Ambas configuraciones de modulación OFDM se pueden apreciar en la Tabla 5 y Tabla 6. Con tal de ver si ambas configuraciones OFDM pueden obtener mejores resultados que las modulaciones de banda estrecha, se realiza una simulación y se compara con resultados reales de modulaciones de banda estrecha obtenidos en el estudio de canal. Los resultados obtenidos, los podemos ver en la Figura 39 donde podemos ver como las configuraciones OFDM muestran resultados muy óptimos, los cuales deberán verificarse en un entorno real para poder verificar la segunda hipótesis de la tesis doctoral. En este caso se realizará únicamente el conjunto de investigaciones siguientes únicamente con la configuración OFDM diseñada para su transmisión en un canal NVIS sin presencia de onda terrestre al ser más común. Tras la realización de un análisis comparativo de modulaciones de banda estrecha con la configuración OFDM diseñada para el canal NVIS sin presencia de onda terrestre a bajas potencias de transmisión (menores de 24 W), podemos ver en la Figura 51 los resultados obtenidos en un escenario real. Tal y como podemos observar, la modulación de banda estrecha se muestra más robusta que la configuración OFDM debido a la baja eficiencia de potencia de transmisión de la OFDM diseñada con un CR de 3 dB. Tras un análisis de que CR debe ser el más óptimo para la configuración OFDM, tal y como podemos observar en la Tabla 9, se vuelve a realizar un estudio comparativo entre modulaciones de banda estrecha y la configuración OFDM con distintos CRs. Podemos observar en la Figura 52 los resultados obtenidos, donde podemos apreciar que obtenemos una robustez mayor frente a la modulación 4-QAM para una misma potencia de transmisión muy baja (menor de 6 W). A través de los resultados obtenidos en este punto, se puede verificar la segunda hipótesis a través de toda la investigación realizada.

Para ir finalizando, en el Capítulo 5 se realiza un estudio de técnicas de diversidad de polarización en modulaciones estrechas con tal de ver la mejora de robustez en ellas. A partir del análisis realizado, se aplican las técnicas a la modulación OFDM con tal de observar sus resultados en comparación de las modulaciones de banda estrecha. Tal y como podemos ver en las Figura 58 y Figura 60Figura 59, los resultados obtenidos de la comparación donde podemos observar que

la modulación OFDM configurada muestra resultados más robustos que la modulación de banda estrecha 4-QAM además de mejorar sus resultados respecto a los obtenidos en la Figura 52. A partir de estos últimos resultados se verificaría la última hipótesis planteada de la tesis doctoral.

Para ir finalizando, a través de los resultados obtenidos, la configuración más eficiente estudiada e implementada de la modulación OFDM diseñada para su transmisión en un canal NVIS sin presencia de onda terrestre como alternativa al uso de modulaciones de banda estrecha se basaría en la configuración mostrada en la Tabla 5. Además si el escenario lo permite, la adición de una segunda antena en recepción para establecer un enlace SIMO permitiría el uso de la técnica de polarización SC para aumentar la robustez.

Por último, como análisis final, a través de la investigación llevada a cabo en esta tesis doctoral hemos podido analizar que el uso de la modulación OFDM con subportadoras 4-QAM ha sido clave para obtener resultados de BER óptimos a muy bajas potencias de transmisión (menores de 6 W). De igual forma la modulación de banda estrecha 4-PSK nos permite obtener resultados similares pero inferiores debido a los efectos del canal en las señales. Estos efectos a través de técnicas de ecualización computacionales más complejas se podrían minimizar. A diferencia, en el caso de la modulación OFDM podemos hacer uso de estas técnicas sin un alto coste computacional. A través de otras técnicas de diversidad de polarización o PC, nos ha permitido en ambas modulaciones mejorar considerablemente el BER demodulado. Aun así, se concluiría que el punto clave de que la modulación OFDM nos permita obtener mejores resultados que las modulaciones de banda estrecha ha sido la naturaleza de la modulación para minimizar los efectos del canal.

Capítulo 7 Líneas de futuro

Tras la realización de esta tesis doctoral se pueden contemplar distintas líneas de futuro de investigación. Hasta el momento en el grupo GRITS de La Salle campus Barcelona URL, se ha estudiado con mucho detalle el conjunto de comunicaciones DX desde 2003 hasta 2012. Desde 2016 el grupo de investigación ha iniciado sus estudios en comunicaciones NVIS, donde hay varias líneas de futuro de investigación a seguir.

En primer lugar, en la actualidad se está realizando un estudio centrado en la mejora del diseño presentado en esta tesis doctoral a través del uso de una SC-FDE (*Single-Carrier Frequency Domain Equalization*) a diferencia de una OFDM. Tal y como se ha comentado en esta tesis, el uso de SC-FDE como variación de la OFDM presenta PAPR mucho más bajos que la OFDM. Este punto tal y como hemos visto es muy importante de optimizar debido a que tiene grandes efectos sobre los resultados del BER demodulado. Además, el estudio que se está realizando sobre la SC-FDE basa su ecualización en MMSE (*Minimum Mean Square Error*). Este tipo de ecualización permite corregir los efectos del canal con E_b/N_0 más bajos a diferencia de la ecualización ZF, la cual actúa de manera menos eficiente con E_b/N_0 bajos. Por último cabe destacar que a través del estudio que se está realizando, la SC-FDE se comporta de manera menos robusta que la OFDM en enlaces NVIS con un *delay spreads* muy altos. En este otro estudio, con el objetivo de mejorar la comunicación se realizará un estudio del canal a lo largo de varias frecuencias. Por otro lado, en su investigación se centrará en minimizar el espacio ocupado por las antenas NVIS, estudiando el impacto en la recepción a través del uso de antenas enterradas bajo el suelo.



Figura 61. Investigadores José-María Maso (derecha), Tomás González (centro) y Adrià Mallorquí (izquierda) en Caleta Argentina durante la campaña antártica española 2021-2022

Por otra parte, en este estudio se centra en mejorar la robustez de la modulación de la capa física, comparando la modulación OFDM con modulaciones de banda estrecha. En líneas futuras se pretende hacer un análisis de la trama de la capa física, minimizando los preámbulos, de manera que se pueda optimizar más la velocidad de bit del protocolo utilizado. Por otro lado, en este estudio se hace uso de técnicas de ecualización poco complejas en el uso de la OFDM, de tal manera que otras técnicas pueden ofrecer una robustez mayor frente a los efectos del canal NVIS. Por último, en este estudio no se hace uso de técnicas de codificación de los datos e *interleaving*. A través de estas técnicas se pueden mejorar de gran manera la robustez de la comunicación. El conjunto de posibles mejoras con el objetivo de aumentar la robustez de la comunicación nos puede permitir disminuir cada vez más la potencia de transmisión, minimizando al máximo el consumo. En caso de dispositivos NVIS RIoT, además de maximizar el tiempo de uso de las baterías, también se minimizará el hardware necesario para amplificar la señal transmitida.

A través del estudio realizado en esta tesis doctoral se ha podido demostrar el potencial de modulaciones de banda ancha como la OFDM. Debido a sus características de transmisión permiten minimizar los efectos del canal NVIS y obtener mejores resultados que las modulaciones de banda estrecha utilizadas en la actualidad a muy bajas potencias de transmisión (menores de 6 W). A través de este estudio se espera poder investigar en líneas futuras mejoras considerables a la configuración diseñada en esta tesis doctoral. Tal y como se ha mencionado el análisis de la SC-FDE puede ser una gran mejora junto con un estudio más preciso del canal NVIS basado en más frecuencias. El conjunto de futuras investigaciones junto con esta tesis doctoral, contribuirán a mejorar considerablemente la velocidad y la robustez en un futuro próximo.

PARTE IV ANEXOS

Capítulo 8 Study of NVIS Channel for USN Protocol Definition in Antarctica

En este capítulo, a continuación, se anexa el primer artículo publicado referente a la investigación realizada en esta tesis doctoral. El artículo titulado "*Study of NVIS Channel for USN Protocol Definition in Antarctica*" fue publicado en el *Special Issue "Ubiquitous Sensor Networks"* de la revista Sensors MDPI.

En este artículo se presenta el análisis realizado del canal NVIS a partir del cual se diseña la primera configuración de la modulación OFDM. Además, en el mismo artículo se realiza la simulación y comparación de la modulación OFDM diseñada junto con modulaciones de banda estrecha en un enlace NVIS real. El conjunto del artículo presentado formara la totalidad del Capítulo 3 y parte del Capítulo 4 presentados en esta tesis.

Article

Study of NVIS Channel for USN Protocol Definition in Antarctica

Josep M. Maso , Joaquim Porte , Joan L. Pijoan * and David Badia 

La Salle Campus, Ramon Llull University, 08022 Barcelona, Spain; josep.maso@salle.url.edu (J.M.M.); joaquim.porte@salle.url.edu (J.P.); david.badia@salle.url.edu (D.B.)

* Correspondence: joanlluis.pijoan@salle.url.edu

Received: 20 April 2020; Accepted: 20 June 2020; Published: 23 June 2020



Abstract: Every year, the number of ubiquitous sensor networks (USN) is increasing and the need for remote USN communications is emerging in some scenarios. As an alternative to satellite communications, more interests are focused on high frequencies (HF) communications as a low-cost option to reach links of more than 250 km without a line of sight. The HF standards are designed for generic communication channels being not robust for near vertical incidence skywave (NVIS) USN. In this article, we propose a new protocol for USN in remote places based on NVIS communications. For that purpose, we study the main characteristics of the NVIS channel with the presence of groundwaves, particularly in Antarctica. We analyze the availability of the channel, the height of the layers, the delay spread, and the Doppler spread. On the basis of the results obtained, we propose two protocols based on an OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) modulation depending on the presence of the groundwave at the receiver. Finally, we make a simulation of the two OFDM configurations and we compare it with real tested standard modulations. The results show a better performance of the new protocol compared to the current HF standards.

Keywords: HF; NVIS; USN; IoT; OFDM; STANAG; MIL-STD 188 110C

1. Introduction

Nowadays the number of connected devices as ubiquitous sensor networks (USN) has increased significantly compared to previous years. The number of Internet of Things (IoT) devices connected in 2019 was about 26.66 billion and is expected to increase up to 75.44 billion of devices at 2025 [1]. This fact is directly related to the appearance of new technologies and frame protocols to connect those devices according to their needs. For example, the use of NB-IoT and LTE-M achieves an easy connectivity by taking advantage of the 3G and 4G networks. On the other hand, Sigfox [2] and LoRa Alliance [3] have defined new frame protocols and frequency usage to maximize the connectivity distance and the number of devices connected to one node. In the same way, Wize Alliance [4] defined the frequency usage to achieve a high penetration on walls to assure the connectivity in meters rooms or basements.

In the same vein, many studies to improve the wireless frame protocols for ubiquitous sensor network (USN) are currently under way as we can see in [5], and studies of long range communications for USN are growing as we can see in [6]. Moreover, high frequency (HF) communications are emerging as a promising alternative to satellite connections for remote internet of things (RIoT) because of their special propagation characteristics. In places without any telecommunication infrastructure, the reflection of the wave in the ionosphere with an oblique incidence angle between 0° and 70° , yields to establish communications up to 12,000 km without line of sight [7–11]. Furthermore, the reflection of the wave in the ionosphere with a vertical incidence angle between 70° and 90° , allows communications up to 250 km without a line of sight [12]. This is called near vertical incidence skywave (NVIS) and the

usable frequencies range from 3 MHz to 10 MHz. As the power transmission is low, typically below 10 W, it is a good option for RIoT in locations without an electrical network with a self-sufficient energy system. On the other hand, the maximum of the radiation diagram must be upward, large horizontal dipoles and inverted-V antennas are commonly used with masts up to 15 m high. However, we can also use smaller antennas such as loops if we keep the antenna losses under control. Although the power transmission is low and the antenna gain is negative, the use of low consumption NVIS communications for USN becomes feasible since the losses due to obstacles are negligible. Even in the presence of mountains in between, the free space propagation losses are the only ones to be taken into account [13]. However, NVIS low power transmissions cannot reach high bitrates as 3G and 4G networks. In this case, the bandwidth usage is about 3 kHz to obtain bitrates of 6 Kbps as maximum [14], which is enough for most USN.

Actually, we can find some previous works related to the improvement of the ionospheric communications based on the analysis of the ionospheric channel, polarization techniques, narrowband modulations, and multicarrier modulations.

Jodalen [15], Hervas [16], Cannon [17] and Warrington [18] study the main characteristics of the NVIS channel as the availability, delay spread, Doppler spread, and Doppler shift for 3 kHz transmissions. In our work, we will study the main characteristics of the NVIS channel and by the analysis of it, we will design a new NVIS frame protocol.

Li [19] and Erhel [20] study different polarization ways to receive the NVIS signal with the purpose of applying by multiple input multiple output (MIMO) polarization techniques to improve the transmissions. In our work, we focused the study on the improvement of the transmissions by the redefinition of the frame protocol.

In addition, Ismail [21] studies narrowband modulations with 3 kHz of bandwidth to analyse the performance of each modulation. In our work, we compare the robustness of two narrowband modulations real tested in comparison to a multicarrier modulation designed taking into account the NVIS channel effects measured.

Bergada [22] studies a comparison between spread spectrum and multicarrier modulations based on previous studies of a long haul HF channel effects. In our work, we compare a multicarrier modulation with narrowband modulations based on a study done in this work of the NVIS channel effects. Also in this article, we propose a new frame protocol to improve the communication.

At last, Antoniou [23] studies the improvement of the data rate transmission on a 3 kHz NVIS channel by the use of differential modulations. In contrast, our work will be focused on the improvement of the robustness of the transmission instead of the data rate.

The HF communications frame protocols are defined at STANAG [24] and MIL-STD 188 110C Appendix D [25]. These HF communication frame protocols are designed for both oblique and NVIS communications which have different channel parameters. The NVIS communications can communicate from 0 km to 250 km and oblique communications more than 250 km. For short distances, depending on the terrain, depending on the terrain, the groundwave can be received. In contrast to the skywave, the groundwave is a wave which is propagated by the surface of the terrain. For distances shorter than 10 km you may receive both the groundwave and the skywave, which can be studied separately and will cause multipath interference. For vertical incidence, the sporadic-E layer often appears together with the F2 layer and also causes multipath interference [26]. In oblique communications the interferences produced by multiple paths are lower than NVIS communications.

In this article, we study the main characteristics of the NVIS channel for high latitudes, particularly in Antarctica. The new frame protocol definition will be focused on the requirements of USN in remote areas based on NVIS communications with an electromagnetic coverage area from 0 km to 250 km. Although NVIS communications at distances between 0 km and 10 km are not normally used, there may be cases where several nodes can be distributed around the principal node from distances between 0 km and 250 km. This scenario case is the one we tested to define a new frame protocol. The groundwave may be received for short distances without a line of sight, making the correct

reception much harder. The current frame protocols do not consider this distance making very complex the reception of a message. For this reason, the purpose of this study is to define a frame protocol based on an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation instead of the actual modulations used at the HF standards. The OFDM modulation will assure at all the communication of the USN. The definition of this frame protocol is set depending on the characteristics of different NVIS channel situations. We measure the Doppler shift and the delay spread of the channel [27] for both the groundwave, sporadic-E layer and F2 layer as a function of time in an NVIS area around the Spanish Antarctic Base Juan Carlos I in Livingston Island.

This article is organized as follows. In Section 2, we detail the test location, the system used to perform the channel tests and the frame structure used. In Section 3, we describe the analysis signal processing to obtain the results and we show the NVIS channel results obtained. In Section 4, based on the results obtained, we explain the proposed frame protocol and the differences with the actual HF standards. Finally, Section 5 contains the conclusions achieved in this article.

2. Sounding System

To achieve the proposed goal, our research group installed a sounding system [28] during the Spanish Antarctic Campaign 2018–2019 between two points around the Spanish Antarctic Base Juan Carlos I: Argentina Cove (1.34 km away) and Rockie Glacier (5.7 km away), as shown in Figure 1. Our purpose was to have a near node with both groundwave and skywave propagation, and a distant node with only NVIS propagation.



Figure 1. Locations of the points for channel sounding: Argentina Cove and Rockie Glacier.

To decide the locations of each reception sounding system, the power reception of the groundwave have been studied depending on the distance. At Figure 2 we can see the groundwave electric field and power received depending on the distance from the Spanish Antarctic Base for a 24 W power transmission. As we can see, at Argentina Cove, the expected groundwave power received will be about -44.39 dBm, while at Rockie Glacier, it will be about -75.47 dBm. To avoid the reception of the groundwave at Rockie Glacier, the sensitivity of the sounding system has been set beyond -75.47 dBm.

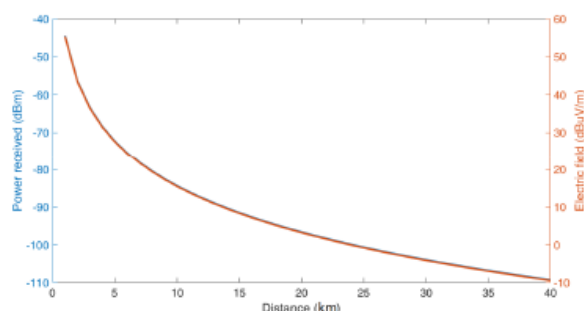


Figure 2. Received electric field and power of groundwave depending on the distance.

The expected power and electric field have been calculated taking into account the ITU-R P.368 of groundwave propagation [29]. By the use of the software GRWAVE we simulated the received electric field from which we can calculate the antenna factor (1) assuming an antenna gain of -10 dB and a frequency of 4.3 MHz. Finally, we can calculate the voltage received at the antenna (2) and calculate the power received assuming 50 Ω.

$$K(\text{dB/m}) = 20 \log(f) - G(\text{dB}) - 29.78 \tag{1}$$

$$V(\text{dBuV}) = E(\text{dBuV/m}) - K(\text{dB/m}) \tag{2}$$

2.1. Overview of the System

The block diagram of the sounding system can be seen in Figure 3. As it is a Software Defined Radio approach, you can select any carrier frequency, baseband data and bandwidth in a very easy way. The system is formed principally by a Red Pitaya platform [30] and a Raspberry Pi 3 with some peripherals.

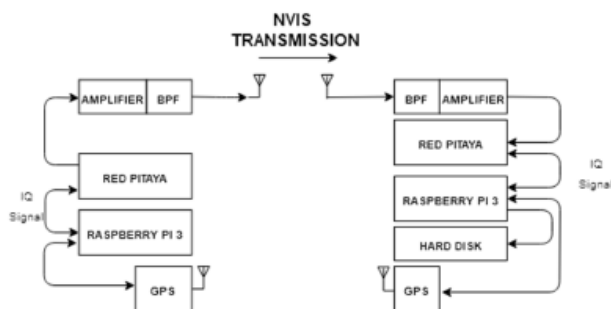


Figure 3. Block diagram of the sounding system.

The core of the system is the Red Pitaya platform which is in charge of the real-time processing signal tasks of up-converting and down-converting the data. The core of the Red Pitaya is a Zynq 7010 chip composed of an Advanced RISC Machine (ARM) processor and a field-programmable gate array (FPGA). Also, it is important to highlight that the board includes two analog-digital converter (ADC) and two digital-analog converter (DAC) of 14 bits and 125 MSPS. The internal structure of the programmed system on Red Pitaya is shown at [31].

The Raspberry Pi 3 is the microprocessor that controls all the peripherals. It is connected to Red Pitaya via ETHERNET and stores the received baseband in an external hard disk for further processing or sends to Red Pitaya the data which has to be transmitted. The output power of the amplifier can be selected from 1 W to 24 W. The system can also be programmed to transmit different patterns every minute, so you can perform a set of different tests every hour.

On the other hand, the GPS receiver is used to synchronize the transmitter and the receiver system to send and receive at the same time the NVIS transmission. The transmitter amplifier has 50 dB of gain and the Low Noise Amplifier (LNA) at the receiver has 30 dB of gain followed by a band pass filter (BPF) between 3 MHz and 7 MHz.

The NVIS antenna is an inverted-V as the best option as we can see at [13] with 2 dBi of gain. The carrier frequency was selected as a result of the analysis of the critical frequency of the F2 layer (foF2) of the previous months. The optimum transmission frequency is usually selected as the 85% of foF2 and it was finally set to 4.3 MHz. The inverted-V antenna was installed using a central mast 13 m high. This antenna has a similar behavior than the horizontal dipole, but it only needs one single mast, so it is much easier to deploy. On the other hand, the inverted-V has a higher vertical polarization component than the horizontal dipole. This is an important issue for the groundwave, which mainly propagates only the vertical component of the electric field.

Finally, for analyzing all the data, Matlab software [32] has been used for demodulating all the data received and perform all the post-processing analysis, as it will be explained in Section 3.1.

2.2. Frame Design

To measure the main channel characteristics, we transmit 150 packets made up of a 600 Hz tone, a 6th order PN sequence and a 250 symbols modulation of 4th order phase shift keying (PSK) and Frequency Shift Keying (FSK) as we can see in Figure 4. All the packets have to be carefully designed to be consistent with the Doppler spread and the delay spread of the channel. In particular, each 600 Hz tone has a time duration of 60 ms, the PN sequence a duration of 5 ms and the modulation a duration of 105 ms. All 150 packets in the transmitted frame have a duration of 25.5 s. To estimate the effects of the channel on the modulations, we transmit a different 4th order modulation in each packet. The two packets have a total duration of 340 ms, which is less than the expected coherence time of the channel [23]. The tests were performed 24 h a day every 10 min between the 10 and 22 of February of 2019.

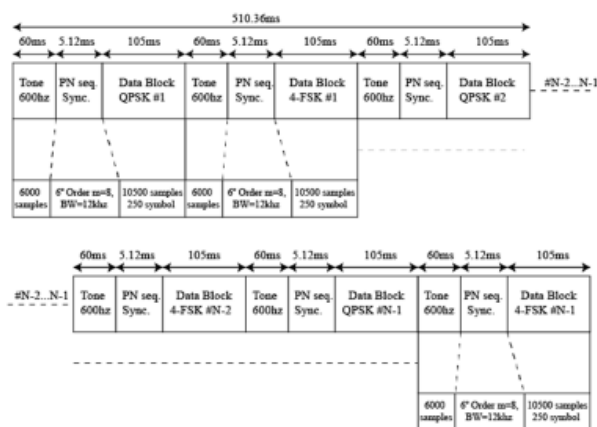


Figure 4. Frame design.

First of all, the 600 Hz tone is used for analyzing and correcting the Doppler shift effect on the received frame. This frequency shift is not mainly produced by the ionosphere, but it is caused by the low stability of the clocks of the Red Pitaya platform. This makes the estimation of the ionosphere Doppler shift effect not possible. The use of a 600 Hz tone for correcting the Doppler shift instead of a DC constant is because with a 600 Hz tone the measure of the Doppler shift frequency can be done with a shorter packet. In this case, the Doppler shift effect will vary the 600 Hz tone between 580 Hz and 620 Hz. For assuring the measure of the Doppler shift, we estimate that the Doppler shift can be in the worst case of 50 Hz. In this case estimating the frequency of 550 Hz tone, the measure could be done with 33 cycles (60 ms). The case of using a DC tone, for measuring 1 Hz of Doppler shift, the measure would consider only a 16th part of a cycle (60 ms), which is not enough for an accurate result.

Then, a PN sequence is used for both estimating the channel response in terms of delay spread and Doppler spread and time synchronization. It is a 6th order PN sequence with a resampling of 8 that has been carefully designed in order not to be affected by the delay spread, the Doppler spread and Doppler shift. The nodes located at Rockie Glacier and Argentina Cove will receive the frame and correlate the received sequence with a local replica, so the output is an estimation of the channel response as a function of time.

Finally, the data blocks allow us to study the robustness of 4th order modulations under the NVIS channel. The test has been done with two different modulations: QPSK and 4FSK. The modulation QPSK shares the same features as the standards STANAG and MIL-STD 188 110C Appendix D in terms of bandwidth and bitrate. In this case, the QPSK has been equalized with a decision feedback equalizer (DFE) with a recursive least squares (RLS) algorithm to mitigate the effects of the intersymbolic interference (ISI). The ISI produced is caused by multiples reflections on the ionosphere and the terrain or by the presence of multiple ionospheric layers. According to previous studies [14], we selected a transmission power of 24 W to analyze the robustness of low power transmissions.

3. NVIS Channel Analysis

As stated before, we performed two simultaneous tests between Argentina Cove and the Antarctic Base Juan Carlos I and between Rockie Glacier and the base. These two locations allow us to distinguish the groundwave from the skywave, since the two locations have a similar behavior in terms of ionospheric reflection.

3.1. Postprocessing Analysis

To analyze all the parameters required to design a new frame protocol based on the NVIS channel we postprocess the received signal frame of Figure 4 in order to obtain key measured parameters. First of all, we obtain the Doppler shift by the 600 Hz tone and we locate the data block by the correlation of the PN sequences of all the frame. Once synchronized, we obtain the BER of each data block depending on its modulation. By the other way, the correlation of the PN sequence of one frame transmitted provides us a lot of information about the evolution of the skywave and groundwave channel impulse response. In Figure 5, we can see an example of a PN sequence correlation where we can see the received groundwave, the reflection at both the E layer and F2 layer.

The comparison between the correlation and the Livingston Island ionogram provided by Observatori de l'Ebre [33] provides us information about the origin of each path. As we can see in Figure 6, the ionogram shows us the height in the Y-axis for both the E layer and F2 layer for every frequency carrier transmitted in the X-axis. We can see that the E layer reflects a 4.3 MHz signal on a height of 120 km approximately and the F2 layer reflects a 4.3 MHz signal on a height of 310 km. If we analyze Figure 5 for the PN sequence correlation, we can note that the first peak is produced by the groundwave which is the first to be received. The second peak is produced by the ionospheric reflection of the E layer, received 800 microseconds later, equivalent to 240 km approximately. A half of this distance match with the height of the E layer as we can see on the ionogram. The third peak is produced by the ionospheric reflection of the F2 layer, received 2066 microseconds later, equivalent to

620 km approximately. Half of this distance match with the height of the F2 layer as we can see on the ionogram. Furthermore, a multipath of 33 microseconds is produced by the ordinary and extraordinary waves at the F2 layer with an effect produced on the received frame.

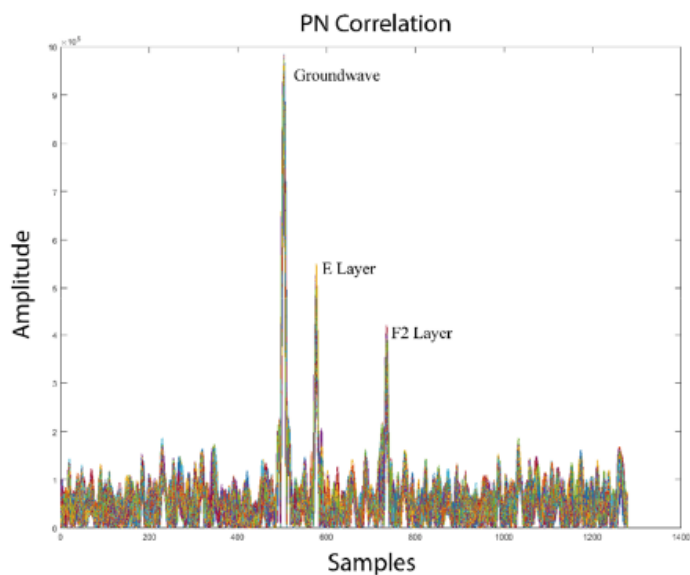


Figure 5. Correlation of 150 PN sequences one above the other.

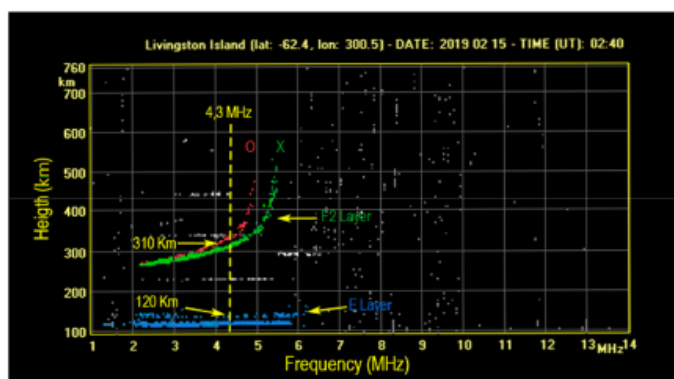


Figure 6. Ionogram of Livingston Island.

From the PN sequence correlation of Figure 5, we can obtain the delay spread (σ_τ) as the r.m.s. delay value of the signal as a density function $S(\tau)$:

$$\bar{\tau} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tau S(\tau) d\tau, \tag{3}$$

$$\bar{\tau}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \tau^2 S(\tau) d\tau, \tag{4}$$

$$\sigma\tau = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2}, \tag{5}$$

where τ is the time sample and $S(\tau)$ the amplitude. For better comprehension, the delay spread of the groundwave by the dispersion of the first peak. Moreover, the delay spread of the skywave is obtained using the distance in time from the second peak (E layer) and the last peak (F2 layer).

To obtain the scattering function $S(\tau; \lambda)$ [27] of the skywave:

$$S(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_c(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t, \tag{6}$$

where $R_c(\tau; \Delta t)$ gives the average power output as a function of the time delay τ and the difference Δt in observation time. We make use of 150 PN sequences of a frame without the groundwave. From the scattering function, we can measure the Doppler spread of the skywave channel. We proceed in the same way for the calculation of the Doppler spread of the groundwave.

3.2. Results Obtained

In this section are the detailed results obtained in terms of availability of the NVIS channel, height of layers, delay spread, Doppler spread, and bit error rate (BER) for both groundwave and skywave channels.

First of all, we evaluate the availability of the two implemented nodes. In Figure 7 we can see the percentage of packets detected and demodulated at 4.3 MHz with the node of Rockie Glacier. It is important to analyze this graphic for knowing the impact of the received frames in other graphics based on the time. As we can see the best availability of the channel is between 12 UTC and 21 UTC when the solar activity is higher. We have to consider that, for that time of year, the sunrise is at 8 UTC and the sunset at 1 UTC in Livingston Island. Furthermore, between 15 UTC and 19 UTC there is a reduction of the received packets. This is produced as we can see in Figure 8 by the presence of two layers which increase the delay spread.

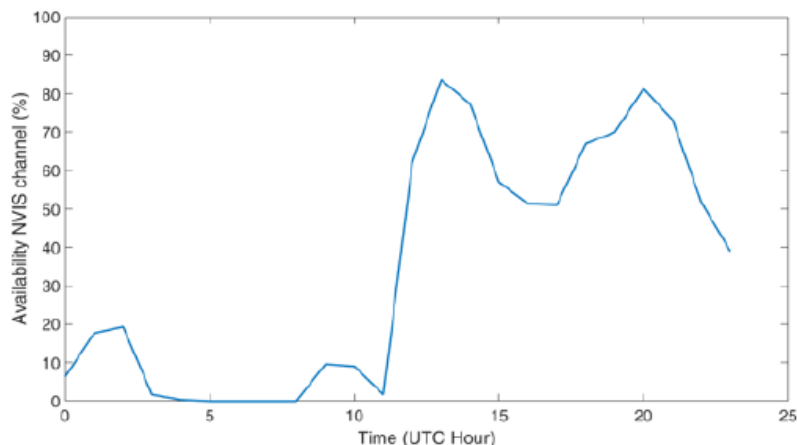


Figure 7. Availability of the Livingston Island NVIS channel.

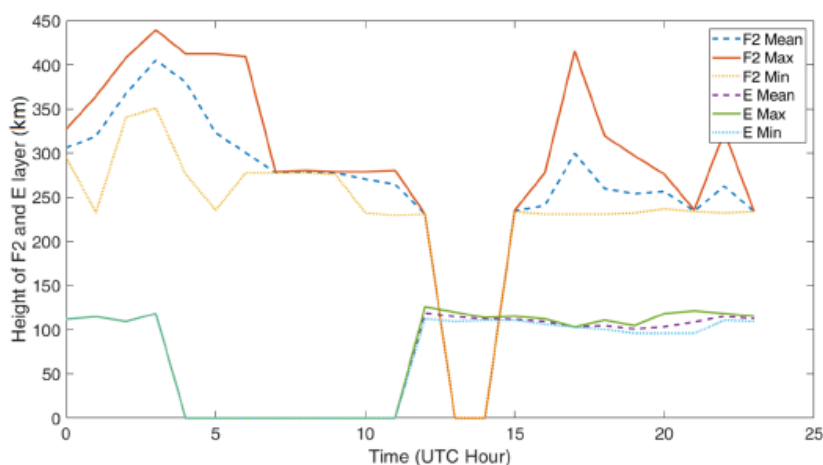


Figure 8. Height of F2 and E layer vs. Time.

The solar activity is highly related to the height of the ionospheric layers during the day for a 4.3 MHz transmission. In Figure 8 we can see between 11 UTC and 23 UTC the emergence of the E layer due to the major solar activity, which coincides with the sunrise at 8 UTC and the sunset at 1 UTC of Livingston Island. As we can see in Figure 8, the height of the F2 layer is around 400 km during the hours of low solar incidence (between 0 UTC and 7 UTC), while it decreases to 275 km during the hours of high solar incidence. During the hours of the emergence of the E layer, the skywave will be reflected at two layers physically separated 250 km approximately, increasing the multipath and directly the BER of the demodulated data due to the ISI. The delay spread will be even higher in the presence of the groundwave. It is also important to denote that during the major solar activity, a layer situated below the E layer, the D layer will appear. In Figure 8, we can see that the F2 layer disappears, due to the attenuation of the PN sequence signal at the D layer [26] making weak the signal reflected at the F2 layer and not being detectable by our system.

Once analyzed the channel availability and height of the ionosphere layers for different hours, in Figure 9 we analyze the total delay spread of the NVIS channel received at Rockie Glacier for different hours (see Figure 9). The delay spread is a very important parameter to determine the ISI effect on the transmitted frame. For an NVIS channel the maximum delay spread is 2.75 ms, so if we consider 0.42 ms the time of a symbol transmitted according to the standards STANAG and MIL-STD-188 110, the symbols transmitted will present ISI effect. This maximum delay spread calculated corresponds to a coherence bandwidth of 363.64 Hz. We can also observe that the minimum delay spread is 0.05 ms. In this case, the delay spread is less than the symbol time transmitted so there will not be ISI effect. Even so, the mean delay spread is a bit more than the symbol time, so the ISI effect will be present for most of the transmissions. In this case, the minimum delay spread corresponds to a coherence bandwidth of 20 kHz.

In Figure 10, we can analyze the total delay spread of both the NVIS channel and the groundwave channel at different hours for the node located at Argentina Cove. This is a key issue for designing the frame protocol frame since the presence of the groundwave which becomes the shorter path. This new path changes the skywave to a multipath making the delay spread highest than Rockie Glacier. In this case we can observe the maximum delay spread presented during the day, which will define how the frame protocol has to be prepared to avoid ISI for both skywave and groundwave. As we can see the highest delay spread is 5.5 ms which is equal to a coherence bandwidth of 181.8 Hz. If we consider

a time symbol of 0.42 ms as the standards STANAG and MIL-STD-188 110, we can observe that the received frame will present strong ISI among symbols. On the other hand, the minimum delay spread for the groundwave when the reflection by NVIS channel is not available is approximately 0.05 ms, which corresponds to a coherence bandwidth of 20 kHz.

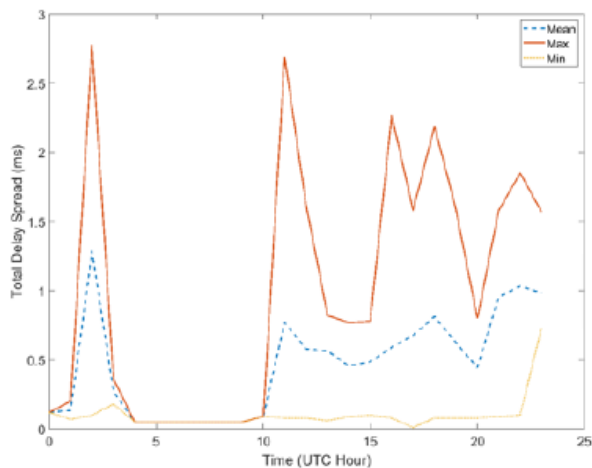


Figure 9. NVIS Total Delay Spread vs. Time.

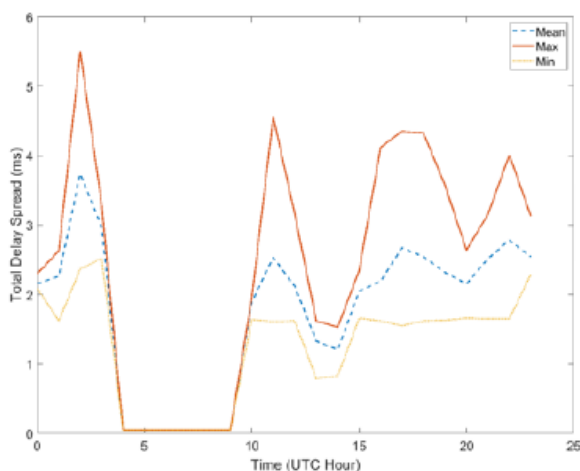


Figure 10. NVIS with groundwave Total Delay Spread vs. Time.

The Doppler spread gives us information about the variability of the channel and it has to be analyzed when designing a new communications frame protocol. In Figure 11 we can analyze the Doppler spread of the NVIS channel received at Rockie Glacier without the groundwave. The figure shown is a boxplot for the different hours during the day where the red line is the mean Doppler spread

received, the blue square the 50% of the Doppler spread received, the black line is the 25% upper and down Doppler spread received and the red crosses are outliers of the percentages. As we can see, the maximum Doppler spread of the channel is about 0.1 Hz (10 s) and the minimum near 0.05 Hz (20 s). This value is a key issue to determine the maximum time of the data block. Despite the measured value, the data block set will be the same as the HF standards to allow for an easier comparison.

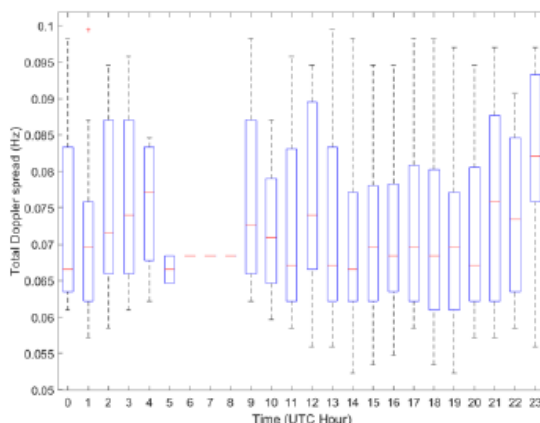


Figure 11. NVIS Total Doppler Spread vs. Time.

On the other hand, we can analyze the Doppler spread of the groundwave in Figure 12. In this case, the maximum Doppler spread is about 0.088 Hz (11.36 s) and the minimum near 0.062 Hz (16.12 s), so the channel can be considered quasi-stationary since the variations are only caused by the changes of the dielectric constant of the earth. These variations at Livingston Island are produced by the terrain snow and ice changes [29]. Furthermore, the groundwave of Argentina Cove can be received by the sea instead of the signal crossing the mountain as we can see in Figure 1. The Doppler spread variations can be also produced by the daily changes of the sea surges.

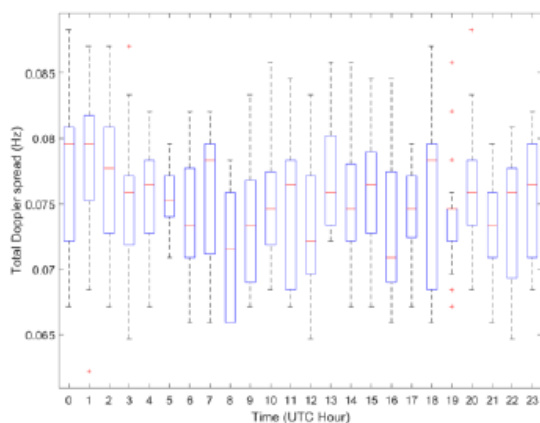


Figure 12. Groundwave Total Doppler Spread vs. Time.

In Figure 13 we can analyze the Doppler shift produced by the clocks of the Red Pitaya platform. The Doppler shift in this case is directly related to the temperature of the platform, which will affect the stability of the clock. The Doppler shift caused by the ionosphere will be negligible compared to the variation of the clocks, especially in low cost platforms. As we can see, the maximum Doppler shift received is -17.5 Hz and the minimum -12.5 Hz.

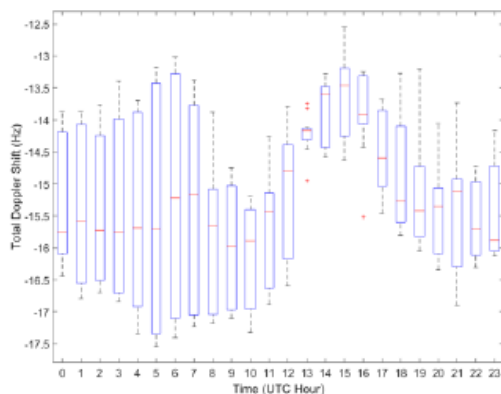


Figure 13. Nodes Total Doppler Shift vs. Time.

Finally, we can study the probability to receive a BER value under the skywave channel effects for both nodes. For that purpose, we will analyze the Cumulative Distribution Function (CDF) of the BER demodulated for the transmitted modulations of order 4 at 24 W and 2.3 kHz of bandwidth. The CDF shows us the probability of achieving a BER lower than a given value. In Figure 14, the Y-axis shows us the probability of receiving a BER less or equal than a value X_0 of X-axis in Rockie Glacier. As we can see, the probability of receiving a BER lower than 2×10^{-3} is about 84.2% for the QPSK and a 57.2% for the 4FSK. As we can see the QPSK is most robust in front of the NVIS channel effects. It is important to note that the QPSK modulation has been equalized, while the 4FSK was demodulated without equalization. The 4FSK do not need an equalization because the phase shift does not affect the received frequency.

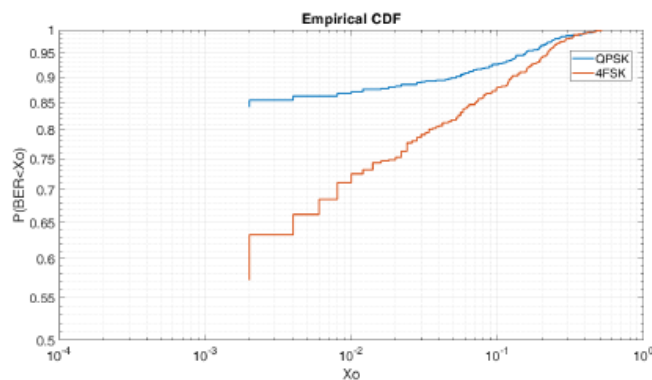


Figure 14. NVIS CDF NVIS QPSK and 4FSK.

Finally, we can analyze in Figure 15 the CDF of both groundwave and skywave received data at Argentina Cove. In this case, as we have seen, the delay spread is higher than the skywave delay spread received at Rockie Glacier. As we can see, the probability to achieve a BER lower than 2×10^{-3} is about 81.1% for the QPSK and a 53.8% for the 4FSK. Despite the fact that the received data present a delay spread higher than the skywave channel, the ISI effect is the same. This is why the results are similar to the skywave results.

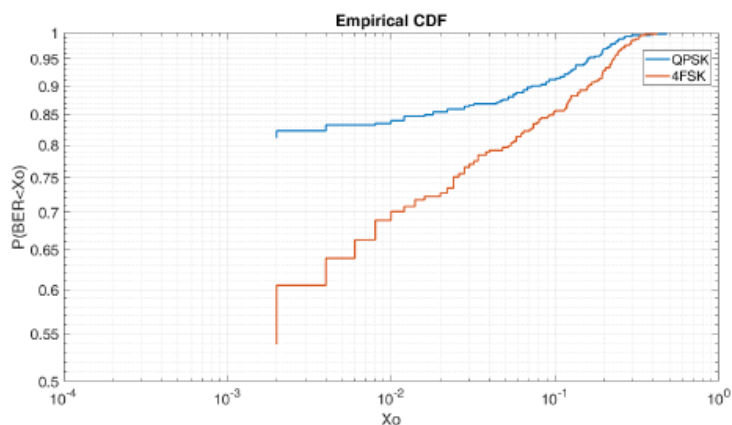


Figure 15. NVIS with groundwave CDF of QPSK and 4FSK.

To conclude this section, we can summarize all the results measured in Table 1.

Table 1. Measured NVIS channel parameters.

Parameter	Skywave		Skywave + Groundwave	
	Maximum	Minimum	Maximum	Minimum
Availability (12 UTC to 00 UTC)	84%	51%	100%	100%
Delay Spread	2.75 ms	0.05 ms	5.5 ms	0.05 ms
Doppler Spread	0.1 Hz	0.088 Hz	0.05 Hz	0.062 Hz
Doppler Shift	-17.5 Hz	-12.5 Hz	-17.5 Hz	-12.5 Hz
Probability for BER < 2×10^{-4}	QPSK 84.2%	4FSK 57.2%	QPSK 81.1%	4FSK 53.8%

4. Frame Protocol Definition

As we analyzed in the previous chapter, there are several parameters to consider for the definition of the signal frame according to the channel requirements depending on the distances to communicate. The current HF Frame Protocol Standards MIL-STD 188 110C Appendix D and STANAG are designed for both oblique and NVIS transmissions without considering the possibility of receiving the groundwave. These facts make not at all the most efficient way for short range NVIS transmissions, moreover with groundwave presence. As we have seen, the delay spread is a very important parameter to take into account, with very different values between an NVIS channel and an NVIS channel with groundwave presence. For that reason, it is advisable to design a signal frame different for each situation. The current standards make use of narrowband modulations for the transmission of data. These modulations are especially affected by the delay spread producing ISI on several contiguous transmitted symbols. The correction of this type of channel effect is hardware expensive to achieve low

BER values. The equalization of narrowband modulations in time domain needs a long frame header of known symbols that decrease the efficiency of the frame, especially for high delay spread values.

To assure the correct transmission, we can make use of different techniques to avoid the different effects produced by the channel. First of all, spread spectrum (SS) techniques can be applied to increase the bandwidth of the signal. The use of these methods can make more secure and increase the robustness in front of interferences and noise. However, in this study, we want to maintain the HF standards signal bandwidth. For that purpose, we propose the use of OFDM modulation to ensure a robust communication without equalization in time domain to avoid ISI. The OFDM modulation is based on dividing a wideband modulation on several narrowband modulations. This makes each narrowband modulation to have a flat fading channel even if the channel is frequency selective, avoiding the use of complex equalizations. In our proposal, we use a simple and low cost Zero-Forcing equalizer instead of the standard decision feedback equalizer (DFE). Moreover, we can find different OFDM variations as single carrier-frequency division multiple access (SC-FDMA) or orthogonal frequency division multiple access (OFDMA). These OFDM variations are designed to assign different OFDM subcarriers to users as multiple access techniques. In addition, these variations have some advantages as a low Peak to Average Power Ratio (PAPR). In this study, the communication is based without differentiation of users and we wanted to base our design in the basis of the OFDM modulation to show the advantages of the cyclic prefix in front of the ISI as an alternative to narrowband modulations used on the HF Frame Protocol Standards. Even so, the modulation to be used will be a single carrier-frequency domain equalization (SC-FDE) as it is proposed at [34] by the addition of a DFT on the symbols to be transmitted and an IDFT after demodulating the symbols at reception.

For the frame protocol design, there are two different scenarios, depending on the presence of the groundwave we propose two different cyclic prefix values to cancel the ISI [35]. In the case of an NVIS without groundwave communication, first of all, we took into account the maximum delay spread measured in Figure 9. This is the key parameter while designing the OFDM to avoid the ISI effects produced by multipath. For this configuration, we set the cyclic prefix to 2.75 ms leaving a margin of 0.25 ms to ensure the correct use of it. The duration of the useful symbol length is a key issue because it determines the number of subcarriers that will be allocated in a 3 kHz band. For a low power transmission, we cannot have too many multiples subcarriers because the energy per bit to the spectral noise (E_b/N_0) received of a single subcarrier will be very low. Moreover, the number of subcarriers has to be consistent with the number of equalization pilots to be positioned in the most efficient way. On the other hand, the minimum number of subcarriers is set to achieve the bitrate requirements. It is also important to obtain an OFDM symbol time nearly multiple to the time data block of the standards at 3 kHz of bandwidth. Bearing all that in mind, we set the useful symbol length to 9.33 ms to configure the OFDM with 28 subcarriers, 7 OFDM symbols and a total data block time of 86.31 ms. To allow a better comparison, the number of OFDM symbols has been set to obtain the most similar data block time with the HF data transmission frames. In addition, the minimum measured coherence time of the channel is 10 s, as we can see both frame structures accomplish the coherence time. According to the accomplishment of the coherence time measured in all the data block, only one OFDM symbol will be set as pilots to estimate the frequency variations. In the other side, the bandwidth of each subcarrier is about 107 Hz to assure the accomplishment of the 363.64 Hz coherence bandwidth of the measured channel and a total of 27 subcarriers will be used as data subcarriers. Finally, as shown in Figure 14, we tested the robustness between the QPSK and the 4FSK, and the results showed the QPSK as the best modulation for the data subcarriers of the OFDM. Also, we can contrast our results [14], where the QPSK shows to be a robust option for low power transmissions. Taking into account the DC null and the equalization pilots, the useful bitrate of the OFDM configuration is about 1.741 Kbps. In Table 2 is summarized the OFDM configuration for an NVIS communication without groundwave. For a better comprehension of the designed data block, in Figure 16, we can observe the OFDM matrix in a time and frequency domain.

Table 2. OFDM configuration for NVIS transmission.

Bandwidth	3 kHz
Useful symbol length	$T_S = 9.33 \text{ ms}$
Prefix cyclic length	$T_{CP} = 3 \text{ ms}$
Number of subcarriers	$N_{SC} = 28$
Number of symbols OFDM	$N_{SOFTDM} = 7$
Number of pilot OFDM symbols	$N_{SP} = 1$
Number of data OFDM symbols	$N_{SD} = 6$
Number of subcarriers DC NULL	$N_{DC} = 1$
Time duration of OFDM packet	$N_{PT} = 86.31 \text{ ms}$
Bits in packet	Bits = 324 bits
Modulation	QPSK
Equalization	Zero forcing
Bitrate of signal frame	2.139 Kbps



Figure 16. OFDM matrix configuration for NVIS transmission.

In the case of an NVIS with groundwave communication, as the previous configuration, we took into account the maximum delay spread measured in Figure 10 to avoid the ISI effects produced by the multipath. First of all, we configured the cyclic prefix to 5.75 ms leaving a margin of 0.25 ms to ensure the correct use of it. To maintain a similar block data time with the HF Frame Protocol Standards, we set the useful symbol length to 12.15 ms to configure the OFDM with 36 subcarriers, 5 OFDM symbols and a total data block time of 89.5 ms. According to the accomplishment of the coherence time measured in all the data blocks, only one OFDM symbol will be set as pilot to estimate the frequency variations. To be consistent with the coherence bandwidth measured of 181 Hz, the bandwidth of each subcarrier is set to 82.3 Hz increasing the number of subcarriers to 36. Finally, as we measured at Figure 15, the QPSK modulation is more robust in front of the 4FSK for this scenario. As the previous OFDM configuration, we modulate the data subcarriers with a QPSK due to its robustness for low power transmissions. Taking into account the DC null and the pilots to equalize, the useful bitrate of the OFDM configuration is about 1.130 Kbps. The bitrate for this configuration has decreased because of the increase of the cyclic prefix, the useful symbol length and the number of pilots. In Table 3, the configuration is summarized to avoid the delay spread in an NVIS with groundwave communication. For a better

comprehension of the designed data block, in Figure 17, we can observe the OFDM matrix in a time and frequency domain.

Table 3. OFDM configuration for NVIS with groundwave transmission.

Bandwidth	3 kHz
Useful symbol length	$T_S = 12.15 \text{ ms}$
Prefix cyclic length	$T_{CP} = 5.75 \text{ ms}$
Number of subcarriers	$N_{SC} = 36$
Number of symbols OFDM	$N_{OFDM} = 5$
Number of pilot OFDM symbols	$N_{SP} = 1$
Number of data OFDM symbols	$N_{SD} = 4$
Number of subcarriers DC NULL	$N_{DC} = 1$
Time duration of OFDM packet	$N_{PT} = 89.5 \text{ ms}$
Bits in packet	Bits = 280 bits
Equalization	Zero forcing
Modulation	QPSK
Bitrate of signal frame	1.810 Kbps

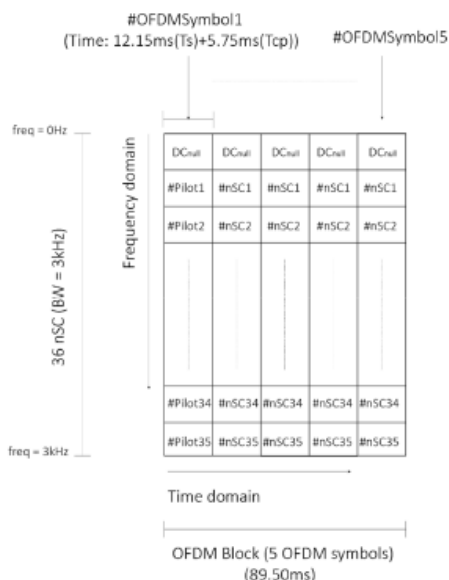


Figure 17. OFDM matrix configuration for NVIS with groundwave transmission.

Once the OFDM data block of the new frame protocol is designed, it is important to take into account some preamble to avoid effects as Doppler shift and time synchronization. The preamble time required in the HF standards frames is about 34.33 ms. For a better comparison, we will take the same preamble time. First of all, the measured critical Doppler shift of Figure 13 is about -17.5 Hz . To avoid critical problems of frequency offset on the reception of the frame protocol and with the OFDM subcarriers, we will consider -20 Hz and we will introduce a 600 Hz tone at the preamble of all data blocks to measure the Doppler shift as we mentioned at Section 2.2. Taking 2.5 Hz of margin, in the worst case, we will receive a 580 Hz tone which can be correctly measured with 17 cycles being a total time of 29.31 ms . The estimation of the frequency offset can be corrected with

an error of 0.01 Hz, being enough to assure the correct reception and demodulation of the OFDM subcarriers. Furthermore, to assure the time synchronization of the system with the data blocks received, the preamble will include 5.12 ms of a 6th order PN sequence with a resampling of 8 in order to not be affected by the delay spread, the Doppler spread and Doppler shift. Furthermore, every OFDM symbol takes 12.33 ms and 17.9 ms, with 1233 samples and 1790 samples respectively, which is enough to avoid time synchronization errors. Finally, it is important to take into account for the amplifier used to transmit the frame, the PAPR produced at the OFDM modulation. To avoid the PAPR, we can apply different techniques, such as clipping, coding, partial transmit sequence (PTS), and selected mapping (SLM). We have chosen the clipping technique, with a controlled input back-off (IBO) as it is the less complex method. The IBO is defined as the difference between the squared clipped power and the signal mean power without generating a non-linear distortion as we can see at [35]. In Figure 18, we can observe the designed frame protocol for USN NVIS systems. The OFDM data block can be adapted depending on the communication scenario.

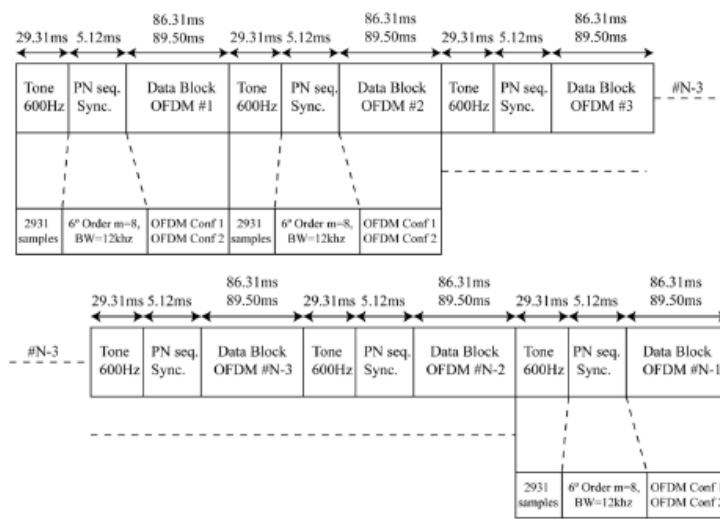


Figure 18. OFDM frame protocol.

5. Frame Protocol Defined and HF Frame Protocol Standards

Once designed, the new frame protocol taking into account most of the measurements done for an NVIS channel, we can compare the designed frame protocol with related works and the HF Frame Protocol Standards STANAG and MIL-STD-188-110D.

To evaluate the improvement, we run some simulations of our proposed frame protocol to compare it with real measured frame protocols based on the HF Frame Protocol Standards. The main focus of this comparison is the performance of the data block in front of the NVIS channel effects by the use of the preambles and modulation proposed. The NVIS channel simulation used for both multicarrier modulations is based on a Watterson channel model [36], which is obtained by adding two independent Rayleigh channels, each one with a frequency-shifted Gaussian Doppler spectrum to simulate the ordinary and extraordinary received waves as a bi-Gaussian Doppler spectrum. In Figure 19 we can see the results for both scenario cases of OFDM configurations in comparison with the real tested modulations used on the HF Frame Protocol Standards. Both OFDM simulations has been done with a total amount of 12 Mb. The channel simulation for the OFDM configuration of Table 1 has been

set with two Rayleigh distributions, with a delay spread of 2.75 ms, an SNR of 6 dB and a Doppler shift of -17.5 Hz. The result shows us 84% of probability to receive a packet with a BER less than 3×10^{-4} in comparison of a BER less than 2×10^{-3} for the 4PSK and a BER less than 6×10^{-2} for the 4FSK. The channel simulation for the OFDM configuration of Table 2 has been set with two Rayleigh distributions, with a delay spread of 5.5 ms, an SNR of 6 dB and a Doppler shift of -17.5 Hz. The result shows us an 81% of probability to receive a packet with a BER less than 10^{-3} in comparison of a BER less than 2×10^{-3} for the 4PSK and a BER less than 6×10^{-2} for the 4FSK. As we can see, referring the simulation, we can realize that the new frame protocol configuration is more robust in front of the channel effects than the QPSK and 4FSK of Figures 14 and 15 used on the HF standards. As we can see, the OFDM configuration of Table 2 is less robust than the OFDM of Table 1 because, for the same probability, it has a lower BER.

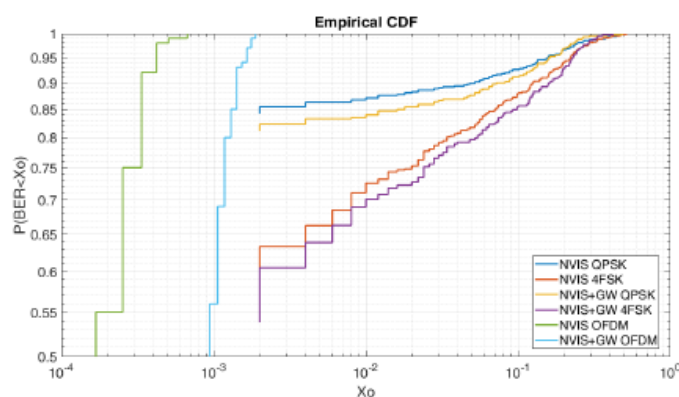


Figure 19. OFDM configurations CDF simulation.

If we compare the obtained results with related works, Erhel at [20] study polarization techniques based on MIMO to make increase robustness and the bitrate of ionospheric communications. Even so, the use of polarization techniques requires two antennas for the transmission and reception and still not avoid the ISI effects in contrast to the frame protocol designed. Despite this, according to Erhel [20], MIMO polarization techniques can increase the bitrate of the HF Standards to 8.52 Kbps in the best channel conditions without ISI effect in comparison of 2.139 Kbps and 1.81 Kbps of the frame protocol designed for skywave and groundwave respectively. Despite this, in the case of high ISI effects produced by the presence of groundwave or by the NVIS channel, polarization techniques will not have any effect, it being impossible to establish the communication. In the case of using the frame protocol designed in this article, the ISI effect will be avoided. To improve the communication, MIMO techniques can be used on the frame protocol designed, assuring the communication with a bitrate of 4.28 Kbps and 3.62 Kbps respectively for skywave and groundwave. By the other way, Bergada at [22] studied OFDM and direct sequence spread spectrum (DSSS) transmission techniques for an HF communication of 12,700 km and it compares with the HF Standards for a slow fading multipath long-haul HF channel. For similar OFDM configurations ($T_S = 10$ ms, $N_{SC} = 32$, $BW = 3.2$ kHz, Modulation = QPSK, Bitrate = 4.102 Kbps) is achieved 50% probabilities to obtain a BER lower than 0.46 in comparison of both skywave and groundwave frame protocols designed where we have 50% probabilities to obtain a BER lower than 10^{-4} and 10^{-3} as we can see at Figure 19.

In addition to the comparison of Figure 19, in Table 4, we compare the main characteristics of the frame protocol designed with the HF Frames Standards STANAG and MIL-STD-188-110D. As we can see, the preamble total time and data block time designed is very similar to the HF standards

frames preamble and data block time. Nonetheless, the bitrate is lower for the designed frame protocol because of the modulations used for each frame protocol. Despite the low bitrate, it remains enough for most USNs and the use of this frame structure improves the robustness to ensure the data link.

Table 4. Main frame protocol differences.

Parameter	HF Standards	OFDM Skywave	OFDM Skywave + Groundwave
Preamble time	34.33 ms	34.43 ms	34.43 ms
Data block time	85.33 ms	86.31 ms	89.5 ms
Modulation	QPSK	OFDM QPSK	OFDM QPSK
Bitrate	4.26 Kbps	2.139 Kbps	1.81 Kbps
ISI effect robustness	No	Yes, from 10 km	Yes, from 0 km

6. Conclusions

In this article, we present a robust frame protocol for NVIS USN communications that performs better than the standards STANAG and MIL-STD-188-110D for distances between 0 and 250 km. To achieve these conclusions, we have taken measurement of an NVIS channel in two different scenarios: a single NVIS communication and an NVIS communication with the presence of groundwave. First, we analyzed the most critical values of the delay spread and Doppler spread scenarios. Then, we tested the robustness of QPSK and 4FSK in terms of BER. Finally, we measured the Doppler shift caused by the use of low stability clocks on a low-cost system.

Thereafter, we designed the NVIS signal frame protocol based on an OFDM. The use of an OFDM has two benefits: first, it is more robust in front of multipath signals due to the addition of a cyclic prefix. Second, the equalization in the frequency domain is much simpler. Also, the absence of ISI and the use of pilot subcarriers in the OFDM make the equalization of the signal easier. The simulations show a great improvement in comparison to the QPSK and 4FSK modulations for both NVIS channel scenarios.

The main drawback is that the use of an OFDM on the signal frame protocol decreases the bitrate in comparison to the standards STANAG and MIL-STD-188-110D. This is not critical for most USN requirements, especially for low bit rate remote sensors that do not have any other way to communicate.

Author Contributions: Funding acquisition, J.L.P.; Investigation, J.M.M. and J.P.; Methodology, J.L.P.; Project administration, D.B.; Software, J.M.M. and J.P.; Supervision, D.B.; Validation, J.M.M. and J.P.; Writing—Original draft, J.M.M. and J.P.; Writing—Review & editing, J.M.M., J.P., J.L.P. and D.B. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was funded by the Spanish Ministry on Science, Innovation and University, the Investigation State Agency and the European Regional Development Fund (ERDF) under the grant number RTI2018-097066-B-I00 (MCIU/AEI/FEDER, UE) for the project “NVIS SENSOR NETWORK FOR THE SOUTH SHETLAND ISLANDS ARCHIPELAGO” (SHETLAND-NET).

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. IoT: Number of Connected Devices Worldwide 2012–2025|Statista. Available online: <https://www.statista.com/statistics/471264/iot-number-of-connected-devices-worldwide/> (accessed on 31 January 2020).
2. Sigfox—The Global Communications Service Provider for the Internet of Things (IoT). Available online: <https://www.sigfox.com/en> (accessed on 20 February 2020).
3. Home Page|LoRa Alliance®. Available online: <https://lora-alliance.org/> (accessed on 20 February 2020).
4. Home—Wize Alliance. Available online: <https://www.wize-alliance.com/> (accessed on 20 February 2020).
5. Umeda, T.; Yoshida, H.; Sekine, S.; Fujita, Y.; Suzuki, T.; Otaka, S. A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance. *IEEE J. Solid-State Circuits* **2006**, *41*, 35–41. [[CrossRef](#)]
6. Kirichek, R.; Kulik, V. Long-Range Data Transmission on Flying Ubiquitous Sensor Networks (FUSN) by Using LPWAN Protocols. *Commun. Comput. Inf. Sci.* **2016**, *678*, 442–453.
7. Hervás, M.; Alsina-Pagès, R.; Orga, E.; Altadill, D.; Pijoan, J.; Badia, D. Narrowband and Wideband Channel Sounding of an Antarctica to Spain Ionospheric Radio Link. *Remote Sens.* **2015**, *7*, 11712–11730. [[CrossRef](#)]

8. Adá, A.G.; Bergadà, P.; Vilella, C.; Regué, J.R.; Pijoan, J.L.; Bardaji, R.; Mauricio, J. A comprehensive sounding of the ionospheric HF radio link from Antarctica to Spain. *Radio Sci.* **2013**, *48*, 1–12. [[CrossRef](#)]
9. Alsina-Pagès, R.; Hervás, M.; Orga, E.; Pijoan, J.; Badia, D.; Altadill, D. Physical Layer Definition for a Long-Haul HF Antarctica to Spain Radio Link. *Remote Sens.* **2016**, *8*, 380. [[CrossRef](#)]
10. Vilella, C.; Miralles, D.; Pijoan, J.L. An Antarctica-to-Spain HF ionospheric radio link: Sounding results. *Radio Sci.* **2008**, *43*, 1–17. [[CrossRef](#)]
11. Adá, A.G.; Bergadà, P.; Regué, J.R.; Alsina-Pagès, R.M.; Pijoan, J.L.; Altadill, D.; Badia, D.; Graells, S. Vertical and oblique ionospheric soundings over the long haul HF link between Antarctica and Spain. *Radio Sci.* **2015**, *50*, 916–930. [[CrossRef](#)]
12. Witvliet, B.A.; Alsina-Pagès, R.M. Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: An overview. *Telecommun. Syst.* **2017**, *66*, 295–309. [[CrossRef](#)]
13. Porte, J.; Pijoan, J.L.; Masó, J.M.; Badia, D.; Zaballo, A.; Alsina-Pagès, R.M. Advanced HF communications for remote sensors in Antarctica. In *Antarctica—A Key To Global Change*, 1st ed.; IntechOpen: London, UK, 2019. Available online: <https://www.intechopen.com/books/antarctica-a-key-to-global-change/advanced-hf-communications-for-remote-sensors-in-antarctica> (accessed on 27 May 2020).
14. Porte, J.; Masó, J.M.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Sensing system for remote areas in Antarctica. *Radio Sci.* **2020**, *55*. [[CrossRef](#)]
15. Jodalén, V.; Lundborg, B.; Jacobsen, B. Channel Characteristics of HF NVIS Paths in Northern SCANDINAVIA. In Proceedings of the 8th International Conference on High-Frequency Radio Systems and Techniques, Guildford, UK, 10–13 July 2000; pp. 269–273.
16. Hervás, M.; Pijoan, J.L.; Alsina-Pagès, R.M.; Salvador, M.; Altadill, D. Channel Sounding and Polarization Diversity for the NVIS Channel. 2013. Available online: https://www.researchgate.net/profile/Marcos_Hervas/publication/256375415_CHANNEL_SOUNDING_AND_POLARIZATION_DIVERSITY_FOR_THE_NVIS_CHANNEL/links/0deec522664e6509e400000/CHANNEL-SOUNDING-AND-POLARIZATION-DIVERSITY-FOR-THE-NVIS-CHANNEL.pdf (accessed on 26 May 2020).
17. Cannon, P.S.; Angling, M.J.; Davies, N.C.; Wilink, T.; Jodalén, V.; Jacobsen, B.; Lundborg, B.; Broms, M. Damson HF channel characterisation—A review. In Proceedings of the IEEE Military Communications Conference MILCOM, Los Angeles, CA, USA, 22–25 October 2000; Volume 1, pp. 59–64.
18. Warrington, E.M.; Stocker, A.J. Measurements of the Doppler and multipath spread of HF signals received over a path oriented along the midlatitude trough. *Radio Sci.* **2003**, *38*. [[CrossRef](#)]
19. Li, P.; Liang, C.H.; Tian, J. Polarization diversity experiments in HF communication. In Proceedings of the ISAPE 2003—2003 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, Beijing, China, 28 October–1 November 2003; pp. 556–559.
20. Erhel, Y.; Lemur, D.; Oger, M.; le Masson, J.; Marie, F. Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels: Two complementary circular polarizations reduce correlation. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2016**, *58*, 38–48. [[CrossRef](#)]
21. Ismail, A.; Mohamed-Pour, K. QAM and PSK modulation performance analysis over narrow band HF channel. *Energy Sources Part. A Recover. Util. Environ. Eff.* **2019**, 1–12. [[CrossRef](#)]
22. Bergadà, P.; Alsina-Pagès, R.M.; Pijoan, J.L.; Salvador, M.; Regué, J.R.; Badia, D.; Graells, S. Digital transmission techniques for a long haul HF link: DSSS versus OFDM. *Radio Sci.* **2014**, *49*, 518–530. [[CrossRef](#)]
23. Antoniou, S.; Christofi, L.; Green, P.R.; Gott, G.F. High rate data transmission in the mid-latitude NVIS HF channel. *IEEE Proc. Commun.* **2006**, *153*, 272. [[CrossRef](#)]
24. STANAG 4539. *Technical Standards for Non-Hopping HF Communications Waveforms*; North Atlantic Treaty Organization: Brussels, Belgium, 2005.
25. MIL-STD-188-110C Appendix D. *Department of Defense Interface Standard: Interoperability and Performance Standards for Data Modems*; Department of Defense: Arlington, VA, USA, 2017.
26. Davies, K. *Ionospheric Radio*; The Institution of Engineering and Technology: Stevenage, UK, 1990.
27. Proakis, J.G. *Digital Communications*; McGraw-Hill: New York, NY, USA; University of California: San Diego, CA, USA, 1995.

28. Maso, J.; Porte, J.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Internet of things communications for remote sensors in Antarctica using NVIS. In Proceedings of the HF Nordic, Fårö, Sweden, 12–14 August 2019. Available online: https://www.researchgate.net/profile/Joaquim_Porte_Jimenez/publication/335774336_INTERNET_OF_THINGS_COMMUNICATIONS_FOR_REMOTE_SENSORS_IN_ANTARCTICA_USING_NVIS/links/5d7a60354585157fde0fce47/INTERNET-OF-THINGS-COMMUNICATIONS-FOR-REMOTE-SENSORS-IN-ANTARCTICA-USING-NVIS.pdf (accessed on 26 May 2020).
29. International Telecommunication Union. *Handbook on Ground Wave Propagation*; ITU: Geneva, Switzerland, 2014. Available online: <http://www.itu.int/pub/R-HDB-59-2014/en> (accessed on 22 June 2020).
30. Red Pitaya STEMLab Board. Available online: <https://www.redpitaya.com/f130/STEMlab-board> (accessed on 27 September 2019).
31. Porte, J.; Maso, J.M.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Design, implementation, and test of an SDR for NVIS communications. *Int. J. Circuit Theory Appl.* **2019**, *47*, 1502–1512. [CrossRef]
32. MATLAB—MathWorks—MATLAB & Simulink. Available online: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html> (accessed on 24 February 2020).
33. Observatori de l'Ebre. Available online: <http://www.obsebre.es/es/> (accessed on 21 February 2020).
34. Peled, A.R.A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In Proceedings of the ICASSP '80. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Denver, CO, USA, 9–11 April 1980; pp. 964–967.
35. Hervás, M.; Alsina-Pagès, R.M.; Pijoan, J.L.; Salvador, M.; Badia, D. Advanced modulation schemes for an Antarctic Long Haul HF Link Performance comparison between SC-FDE, OFDMA and SC-FDMA in a hostile environment. *Telecommun. Syst.* **2016**, *62*, 757–770. [CrossRef]
36. Watterson, C.C.; Juroshek, J.R.; Bensema, W.D. Experimental Confirmation of an HF Channel Model. *IEEE Trans. Commun. Technol.* **1970**, *18*, 792–803. [CrossRef]



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).




Capítulo 9 Ionospheric Polarization Techniques for Robust NVIS Remote Sensing Platforms

En este capítulo, se anexa el segundo artículo publicado referente al estudio de esta tesis doctoral. El artículo titulado "*Ionospheric Polarization Techniques for Robust NVIS Remote Sensing Platforms*" fue publicado en el *Special Issue "Remote Sensing and Geoscience Information Systems in Applied Sciences"* de la revista Applied Sciences MDPI.

En este artículo se presenta el análisis de técnicas de diversidad de polarización realizado en modulaciones de banda estrecha a través de dos antenas perpendiculares entre sí. El propósito principal es la mejora del BER demodulado en el enlace NVIS a través de la recepción de las ondas ordinaria y extraordinaria y aplicación de las técnicas SC y EGC. El conjunto presentado en esta publicación formara casi la totalidad del Capítulo 5 de esta tesis doctoral.

Article

Ionospheric Polarization Techniques for Robust NVIS Remote Sensing Platforms

Josep M. Maso , Jordi Male, Joaquim Porte , Joan L. Pijoan *  and David Badia

La Salle Campus, Ramon Llull University, 08022 Barcelona, Spain; josep.maso@salle.url.edu (J.M.M.); jordi.male@salle.url.edu (J.M.); joaquim.porte@salle.url.edu (J.P.); david.badia@salle.url.edu (D.B.)

* Correspondence: joanlluis.pijoan@salle.url.edu

Received: 27 April 2020; Accepted: 26 May 2020; Published: 28 May 2020



Featured Application: Less power consumption, robust, and faster near vertical incidence skywave remote sensing platforms.

Abstract: Every year more interest is focused on high frequencies (HF) communications for remote sensing platforms due to their capacity to establish links of more than 250 km without a line of sight and due to them being a low-cost alternative to satellite communications. In this article, we study the ionospheric ordinary and extraordinary waves to improve the applications of near vertical incidence skywave (NVIS) on a single input multiple output (SIMO) configuration. To obtain the results, we established a link of 95 km to test the diversity combining of ordinary and extraordinary waves by using selection combining (SC) and equal-gain combining (EGC) on a remote sensing platform. The testbench is based on digital modulation transmissions with power transmission between 3 and 100 W. The results show us the main energy per bit to noise spectral density ratio (E_b/N_0) and the bit error rate (BER) differences between ordinary and extraordinary waves, SC, and EGC. To conclude, diversity techniques show us a decrease of the power transmission need, allowing for the use of compact antennas and increasing battery autonomy. Furthermore, we present three different improvement options for NVIS SIMO remote sensing platforms depending on the requirements of bitrate, power consumption, and efficiency of communication.

Keywords: HF; NVIS; SIMO; diversity combining; remote sensing platform

1. Introduction

The world's communications have gone from the communication between millions and millions of people to billions and billions of "things." The current networks are focused in urban areas with many devices (NB-IoT, Lora-Wan, Sigfox [1,2]) and people (3G, 4G, GSM). Although these networks are remarkably large, they experience difficulties in remote areas. The main obstacle for the development of these networks in isolated zones is the difficulty of reaching the installation terrain, often due to the complicated orography. In such situations, the only viable solution is satellite communication, which leads to a high-cost and complex infrastructure, making the transceiver unfeasible to be integrated with a remote sensing platform.

Although the satellite alternative seems notably solid, regions like the North and South Poles do not present coverage, thus making it difficult to get data from remote sensors. Some works [3–9] in high frequency (HF) communications validate the viability of ionospheric communications in remote areas [10]. This alternative proposes a new network for remote Internet of Things (RIoT) scenarios. Combining the ionosphere as a channel with HF (frequencies from 3 to 10 MHz) creates the near vertical incidence skywave (NVIS) channel. The proposed link makes a coverage of up to 250 km without the need of a line of sight when using an incidence angle from 70° to 90° . All these aspects are

essential to develop a network with a low economic cost and a straightforward installation, resulting in an interesting alternative to satellite communications.

Although there are some previous works related to the performance of this channel [3–9], this study shows how some physical characteristics of the ionosphere will improve the performance of the NVIS channel.

The ionosphere is defined by having different layers. When using it as a channel, the link is mainly established with the F2 layer and, during maximum solar incidence, with the E layer. As the ionization of the atmosphere is directly affected by the Sun, the star's variation makes the NVIS channel very unstable, leading to undesired fading, interferences, and link losses. This ionization also affects the refraction index, creating two characteristic waves, the ordinary and the extraordinary. Reflected waves present different polarizations, which can be used for applying diversity techniques to improve robustness and capacity.

The study of geoscience, when applied to engineering systems, allows us to develop a new telecommunications platform for remote areas and remote sensing applications. Analyzing the performance of the ionosphere as a telecommunication channel will contribute to upgrading the yield of this network for remote communications. This work proves that the understanding and use of the ordinary and extraordinary waves [11] from the F2 layer of the ionosphere [12] lead to an improvement in the NVIS channel's performance. Moreover, applying single input multiple output (SIMO) [13] techniques to circular polarized antennas [14] will allow the system to receive both characteristic waves simultaneously, thus further increasing the channel's yield.

Ben A. Witvliet in [15] and Yvon Erhel in [13] measured the correlation between the ordinary and extraordinary waves; the results stated an isolation of at least 13 dB. Our work not only studies the behavior of the characteristic waves but also demonstrates that this channel de-correlation can lead to an improvement in the ionospheric link.

U. Umaisroh in [16] studied the NVIS channel with a 2×2 MIMO link. An improvement of the communication's capacity is achieved, as it focused on the throughput improvement compared to a SISO environment. In contrast to this, our work focuses on the economic cost of the overall system and the transmitting power, which are aspects not studied in [13].

Reference [13] also showed how the capacity of the ionospheric channel is improved by using both waves, but all the tests were realized with a 500 W power amplifier. Although it proves that using both waves improves the performance of the channel, is not tested in a data transmission protocol for a low power consumption platform.

Finally, our work proposes a comparison with different diversity combining algorithms (selection combining and equal-gain combining), merging both waves to improve the performance and the robustness of the NVIS channel.

This article is organized as follows. In Section 2, we explain the bases of the NVIS ordinary and extraordinary waves and their use on polarization techniques. In Section 3, we describe the developed system used to perform the tests. In Section 4, we detail the frame design and the tests performed. In Section 5, we present the results obtained of the tests. Finally, Section 6 contains the conclusions achieved.

2. NVIS Characteristics

In this section we explain in more detail the principal characteristics of the NVIS propagation, especially those of the ordinary and extraordinary waves. Moreover, we explain the use of these ionospheric waves to perform polarization diversity and diversity combining.

2.1. Ordinary and Extraordinary Waves

NVIS communications are completely dependent on the ionosphere and its behavior to the Sun. As the ionization of the upper layers of the ionosphere is strongly dependent on the Sun's radiation, the ionosphere varies both daily and seasonally.

Because the energy from the Sun varies both daily and seasonally, the ionosphere is never static. The Sun, for instance, has times of extreme activity that causes storms and severe disruption to the propagation. Moreover, the ionosphere's behavior is affected by even more parameters, such as the height and the mixture of gasses [17].

This chemistry that was just mentioned also directly affects the rate of ionization, just as the density of atoms and the intensity of radiation do. Some chemical reactions take place quickly, causing high ionization, while others are slower, resulting in less ionization [10].

All the ionization that was explained illustrates the ionosphere's interaction with radio waves. When a radio wave reaches the ionosphere, the electric field in the wave forces the electrons in the ionosphere into oscillation at the same frequency as the radio wave. Some of the radiofrequency energy is released due to this resonant oscillation, on which the oscillating electrons may either re-combine, thereby losing the radio energy, or re-radiate the original wave energy (refraction) [17].

The refraction phenomenon is fundamental in all ionospheric links, and it occurs because ionized molecules present free electrons that are able to vibrate in response to the radio signals reaching them. The behavior of each of these moving electrons resembles small dipole antennas. Radio waves are bent away from areas of high ionization because these areas have a lower refractive index. This bending effect reduces as the radio wave frequency increases, until a point where it suddenly stops, letting the waves pass on through (this value is known as the critical frequency) [17].

As a result to the electron's vibration, it is quite normal for a radio wave to have its polarization changed by the ionosphere. Furthermore, waves of different polarization can be refracted in different amounts. This leads to their return to Earth in two different rays: the ordinary and extraordinary rays, both with distinct properties [10]. Just as with reflections from other layers of the atmosphere or at other times, these rays can have different phases, amplitudes, frequencies, and times of arrival [17]. These different properties can be used in order to improve telecommunication links, as polarization diversity techniques are an option in ionospheric channels.

2.2. Polarization Diversity and Diversity Combining

Polarization diversity was firstly applied to HF, radar, and imaging systems. Its potential for improving the capacity of wireless communications systems was demonstrated, despite some disappointing premature predictions [18]. The improvement generated by this diversity method is typically granted by an additional de-correlated channel provided by a polarization state that is orthogonal to the existing one.

NVIS communications can clearly benefit from polarization diversity techniques due to one of these aspects: the two characteristic wave components with circular polarization of the opposite sense, both of which follow a different path through the ionosphere when a radio wave of a certain frequency reaches the ionosphere. The other key issue with evaluating parameters in this kind of scenario is cross-polarization discrimination (XPD), with low correlation co-efficients being achieved in most situations. Nevertheless, considerably more attention has been paid to spatial diversity due to the significant difference in the mean received signal level between the co-polarized and cross-polarized branches when one polarization is transmitted. Yet, spatial diversity is not the best solution after all, since at least 20λ horizontal and 15λ vertical separation distances are required for efficient outdoor diversity, resulting in an attraction gain for polarization diversity [19].

The implementation of a diversity system based on polarization needs some extra infrastructure compared to a rather simple scenario. As with any other diversity environments, multiple antennas are needed, specifically at the receiver. Both multiple input multiple output (MIMO) and SIMO are valid solutions, with the MIMO being the one that provides a better performance as it involves multiple antennas in the transmitter.

The effectiveness and success of both HF MIMO systems and diversity reception increases with the decrease of the correlation between the received signals. If the de-coupling between both characteristic waves is large enough and our system is correctly designed to combine the diversity

correctly, these features will drastically improve HF MIMO and diversity reception. In [18], the behavior and the correlation of the two ionospheric characteristic waves were studied, where both signals achieved de-correlations that can reach values like 13 dB easily. Taking into account the propagation mechanism studied and the clear isolation (more than 12 dB) between both characteristic waves, it is safe to state that a scenario that implements diversity reception can greatly benefit from the use of a pair of orthogonal circularly polarized antennas. Specifically, the use of right-hand circular polarization (RHCP) and left-hand circular polarization (LHCP) antennas for HF MIMO will create two very isolated channels that will maximize MIMO gain. In the study done in this article, though, the transmit antenna will be a linear polarized one while having two circular polarized antennas in the receiver.

All diversity techniques need a process for combining the different signals that arrive at the receiver. There are a lot of them, each one presenting different characteristics and gains. This article studies two different techniques: the selection combining, a method that selects the strongest signal received and discards the other, and the equal-gain combining, a technique that sums all the signals received coherently.

3. System Description

The main challenge of the performed tests is to analyze the influence of the ordinary and extraordinary ionospheric waves at the same time through an NVIS channel. Furthermore, the system requires us to analyze at the same time both ionospheric waves and apply polarization techniques to reach the best results on the demodulation of the frame. To achieve the goal, it is necessary to have a reconfigurable software defined radio platform.

One of the main disadvantages in the design of the transmission platform for an ionospheric link is having the ability to mitigate the effects of the channel. Due to new digital technologies, these processes are becoming more efficient and less costly. In addition, one of the main challenges is to develop a flexible platform that allows for the development of all the tests to be validated and for the implementation of all the tests and study hypotheses. All these requirements are solved with field-programmable gate array (FPGA) platforms.

To do this and to develop a low-cost platform, we have chosen the STEMlab 125-14 board hardware from the manufacturer Red Pitaya [20]. The main core of this hardware is a Zynq-7010-SOC [21]. These products contain a one-core (or two cores depending on which product is chosen) ARM® Cortex™-A9 [22] based processing system (PS), plus 28 nm of Xilinx programmable logic (PL). In addition, this board has different peripherals (see in Figure 1) that allow us to make a robust platform for remote sensing:

- Zynq (FPGA/Cortex): The FPGA is essentially dedicated to data processing and the Cortex to time and data management. In the reception, this module allows us to receive and process the received signals in the analog digital converters (ADCs). This data is sent in real time to the Cortex via direct memory access (DMA). The Cortex is dedicated to saving the information on an external hard disk. In transmission, the Cortex contains the information that will be sent to the FPGA to be transmitted.
- Converters: The board has two channels, with two analog digital converters (ADCs), with a resolution of 14 bits and a sampling frequency of 125 MSPS. These, along with the two SMA connectors, will allow us to receive the signal by the antenna, send it to the FPGA, and treat the signal. The two ADCs allow us to receive both ordinary and extraordinary waves at the same time. This synchronization allows us to make a fair comparison with all the different polarization techniques. As opposed to ADC converters, digital analog converters (DACs) have a single converter to manage the two converter channels from the digital to the analog world; this fact should be considered when implementing the transmitter of the system. These will allow us to take out the signal already treated by the antenna. Therefore, this peripheral is only used by the FPGA [23].

- RaspBerry PI-3 [24]: This second post-processor is added to help the main core to control peripherals and save the received frames. The connection between both boards is realized via Ethernet.
- Amplifier: To carry out the various soundings with the FSK, QAM, and PSK modulations and with the transmissions of non-constant envelope modulations (QAM), using a class A amplifier with a maximum power of 250 W was installed [25], although the maximum testbench power transmission is about 100 W and the minimum 3 W.
- Filters: The platform contains two band-pass filters (BPF). The first transmitter is a band HF band-pass filter from 3 to 10 MHz. This frequency range is defined for the NVIS channel. The second one, is defined from 4 to 6 MHz to filter possible interferences.
- GPS: The synchronization in time between the transmitter and the receiver is accomplished via GPS.
- Post-processing data: Finally, the post-processing of the data is performed by MATLAB software [26]. This is used to demodulate all the tests frames received and to obtain the results' graphics.

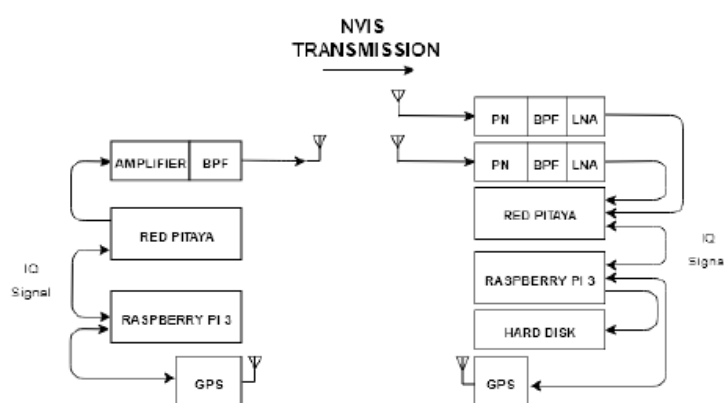


Figure 1. Schematic of the remote sensing platform.

The three antennas of the experiment are completely identical. All three are made of a flat copper conductor in the shape of inverted Vee and are tuned to the frequency of 5.40 MHz. The choice of the antenna design (inverted Vee) is based on its building facilities—they are easy to build as they only need a mast—and based on its gain, as it is similar to the horizontal dipole. Moreover, they are ideal for NVIS as they have a good radiation pattern in the upward direction.

The frequency was chosen and calculated from the revised ionograms of Observatori del Ebre [27]; this frequency is lower than the cutoff frequency as it allows us to correctly receive ordinary and extraordinary waves from the ionosphere. Concretely, and because of the study of the ionogram, it was possible to determine that the ideal frequency for the transmission to make the wave rebound with the minimum of possible losses is 10% less than the critical frequency F2.

The transmitter is less complex than the receiver as it only has one antenna. The reception part of the scenario is more sophisticated, as our experiment follows a single input multiple output design. The two reception antennas are set perpendicularly. This configuration together with a phasing network that delays one antenna from the other will allow the system to receive different polarizations at the same time, which is the main goal of the scenario itself.

A phasing box was designed and implemented to realize the delays mentioned with coaxial delay lines. The box gets a total of four wires, two from each antenna; we get two identical signals for each antenna with a radio frequency splitter. The paths of the two antennas are the same, as follows: one feed line is connected directly to a RF combiner, and the one cable is lengthened with a quarter

wave phasing line to provide a 90° phase shift. The output of the box gives us a phase difference between the dipoles antennas of either +90° and −90°. For the designed system, the phasing network is for one single frequency. For a multiple frequency receptor, the phasing network should be done in digital. Figure 2 shows a diagram of the phasing network designed.

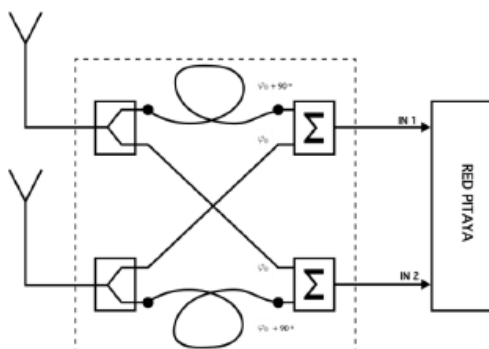


Figure 2. Diagram of the phasing network.

The goal of the phasing network is to unify the two antennas (initially linearly polarized and orthogonal to each other) so that two circularly polarized antennas are created. Specifically, the polarization vectors of the antennas are the following:

$$LHCP_{Antenna} = \hat{x} + j \cdot \hat{y}, \tag{1}$$

$$RHCP_{Antenna} = j \cdot \hat{x} + \hat{y}, \tag{2}$$

Equation (1) belongs to left-hand circular polarization, which corresponds to the ordinary wave in the Northern Hemisphere. Equation (2), the extraordinary wave, was studied, and it demonstrated that it has the lesser delay and RHCP in the Northern Hemisphere, while the ordinary wave has the greater delay and LHCP [18].

4. Tests Performed

In this section we show the scenario where we take the tests and the frame design of the signals transmitted.

4.1. Test Scenario

The performance tests were carried out in the Catalonia region (Spain), where we established a link between two NVIS nodes. The transmitter node was located at La Salle University-URL in Barcelona, and the receiver node was located at a remote location in Cambrils (Tarragona). In Figure 3, we can see the receiver node with two perpendicular inverted Vee antennas. The link between both locations is about 96 km, ensuring an NVIS communication as we can see in Figure 4. The receiver was not set in Barcelona due to the high electromagnetic noise and interference at the HF band. For that reason, it was preferable to set the receiver in Cambrils. The tests performed were taken for 15 days from 7 December to 22 December 2019. The frames were transmitted every minute during these days.



Figure 3. Receiver node in Cambrils (Spain).

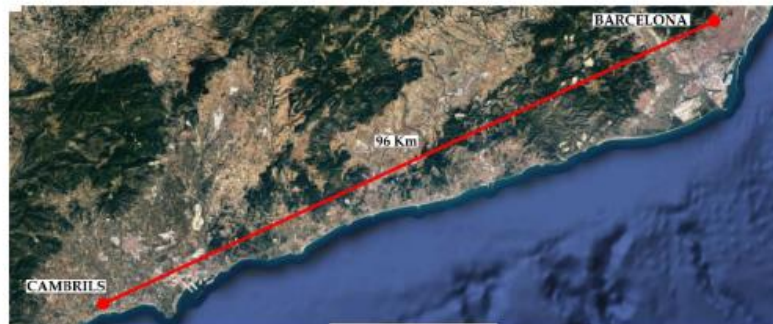


Figure 4. Near vertical incidence sky wave (NVIS) test link.

4.2. Frame Design

To achieve the expected results in the tests, one of the most important parts of the study is the design of the frame to be transmitted. Every test consists of the transmission of the frame design in Figure 5. The signal frame is composed of a total amount of 50 packets, and every packet is principally formed by three different modulations (PSK, FSK, and QAM). To synchronize the system with every modulation and to correct all the channel effects, every modulation is preceded by a 600 Hz tone and a PN sequence. In Figure 5, we can see that every data block contains 250 symbols with a resample of 42, resulting in a 2.3 kHz bandwidth. Another important detail about the frame design is the time of each packet, which was carefully chosen to fulfill the coherence time requirements of the ionosphere [28]. Taking into account the most restrictive coherence time as 1.46 s [11], we set the time of the frame at 510.36 ms. To compare the effects of the ordinary and extraordinary waves to the modulation transmitted, it is important to transmit every packet in the coherence time. The total duration of the 50 packets is about 25 s.

Once the system identifies the start of the frame, the first block is the 600 Hz tone. This tone of a duration of 60 ms is a key issue for correcting the Doppler shift, which affects the rest of the block. The Red Pitaya platform clocks have a low stability, which creates a Doppler shift effect higher than the

ionospheric. Our measurements of the platform show us that the maximum value of the Doppler shift received due to the low stability clocks is about ± 20 Hz. The 600 Hz tone lets us identify the Doppler shift inserted by its variations between 580 and 620 Hz. In the worst case, if we consider a received tone frequency of 580 Hz, the measurement could be done with 34 cycles (60 ms). If we make use of a DC constant instead of a 600 Hz tone, the measurement will be done with the 16th part of a cycle (60 ms), which is not enough to take a real measurement.

The second block present on the frame is a 6th order PN sequence. The PN sequence is used for synchronizing with the modulations. The resampling of the PN sequence is about 8 and has a total duration of 5.12 ms. The order and duration of the PN sequence were carefully designed to avoid the channel effects of a delay spread, Doppler spread, and Doppler shift.

Finally, the data blocks allow us to study the robustness of each modulation with different polarization techniques. The study performed was done with three different modulations (PSK, FSK, and QAM) with varying orders between 2 and 32 for power transmissions between 3 and 100 W.

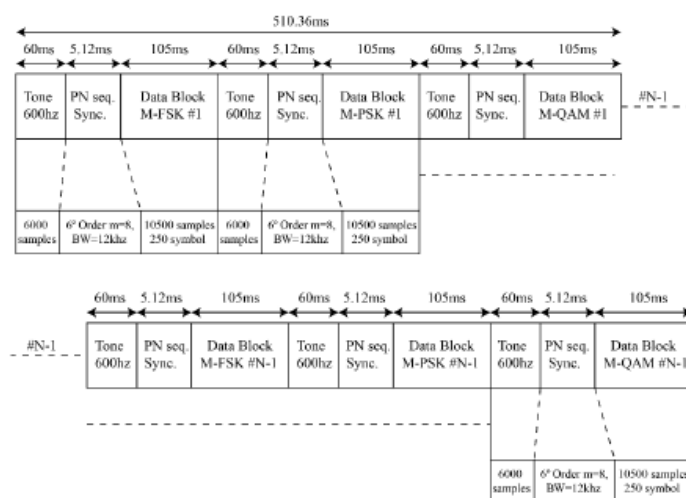


Figure 5. Frame design.

4.3. Testbench

The entire set of tests was classified by order modulations between 2 and 32 and power transmissions between 3 and 100 W. For all of them, the bandwidth was set to 2.3 kHz, and we made use of three modulations (PSK, FSK, and QAM). After this, we obtain the results depending on the ionospheric layer reflected and depending on the polarization technique used by MATLAB post-processing. In one hour we perform 25 tests, as we can see in Table 1.

Table 1. Testbench transmitted.

Order of Modulation	Power Transmission	Minute
2, 4, 8, 16, 32	3 W	05, 06, 07, 08, 09
2, 4, 8, 16, 32	6 W	15, 16, 17, 18, 19
2, 4, 8, 16, 32	12 W	25, 26, 27, 28, 29
2, 4, 8, 16, 32	25 W	35, 36, 37, 38, 39
2, 4, 8, 16, 32	50 W	45, 46, 47, 48, 49
2, 4, 8, 16, 32	100 W	55, 56, 57, 58, 59

5. Results

In this section we analyze the most relevant results obtained from the tests performed. We will see the influence of the ordinary and extraordinary waves on the modulation’s bit energy to noise power spectral density (E_b/N_0) and the effectiveness of the application of polarization techniques to obtain the best demodulation results. The tags “OR,” “XOR,” “SC,” and “EGC” indicate the ordinary wave, the extraordinary wave, the selection combining, and the equal-gain combining, respectively.

5.1. E_b/N_0 CDF According to Polarization Techniques

First of all, we measured the relationship between the E_b/N_0 received from the ordinary and extraordinary waves and the E_b/N_0 post-processed by the application of polarization techniques. The E_b/N_0 of the signal frame received is calculated as:

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = SNR(dB) + 10 \cdot \log_{10}(B) - 10 \cdot \log_{10}(Rb), \tag{3}$$

where the Rb is the bitrate of the signal (depending on the modulation order test), B is the noise bandwidth where we take the measurement of the bit error rate (BER) (which in our case is 2.3 kHz), and SNR is the signal noise ratio of the signal.

To analyze the relationship, we make use of the cumulative distribution function (CDF). In Figure 6, we can see the CDF where it represents the probability to receive a given E_b/N_0 value depending on whether it is received by the ordinary or extraordinary waves or by the application of a polarization technique. The y -axis shows us the probability $P(E_b/N_0 < X_0)$ of receiving an E_b/N_0 less than or equal to value X_0 of the x -axis. The graphic is obtained with the received signal of all power transmissions, which in this case is of a 4QAM.

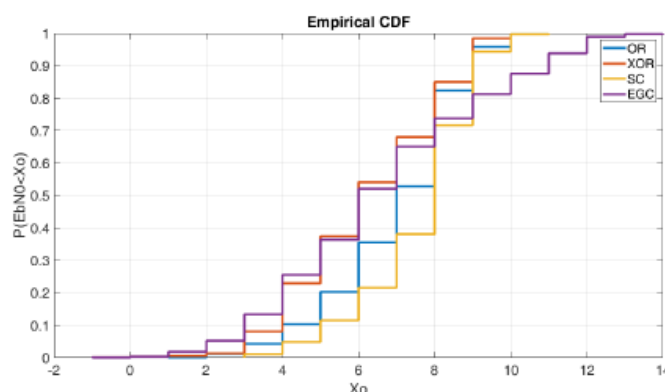


Figure 6. Bit energy to noise spectral density (E_b/N_0) cumulative distribution function (CDF) of 4QAM at 50 W.

First of all, we can see in Figure 6 that if we receive our signal by the ordinary and extraordinary waves, we have a slightly higher probability to receive a higher E_b/N_0 by the ordinary layer. In the case of using a polarization technique, the selection combining technique looks to be the best option to always receive the highest E_b/N_0 of the ordinary and the extraordinary layers. In the worst case, with the equal-gain technique, depending on the electromagnetic noise, we can obtain the same E_b/N_0 as the lower E_b/N_0 of the ordinary or extraordinary layer. In contraposition, in the best case, we can obtain 3 dB more than the selection combining technique in a probability of 1%. Despite this low probability,

we have a 20% probability to obtain a higher E_b/N_0 than selection combining, as we can see in Figure 6. Furthermore, we have a 35% probability to obtain the same results as selection combining.

5.2. E_b/N_0 versus Time According to Polarization Techniques

From another point of view, we can analyze the behavior of the ionospheric waves and the polarization techniques by the mean E_b/N_0 received during different hours of the day. In Figure 7, we can observe the results obtained by a 4QAM transmitted at 50 W. As we can see, the E_b/N_0 received by the ordinary and extraordinary waves differs by a maximum of 3 dB. We can analyze that meanly, the selection combining E_b/N_0 is always higher than the E_b/N_0 received by the ordinary and extraordinary waves. Rarely, as we can see at 11 UTC, the mean of the selection combining is under one of the E_b/N_0 received mean values of an ionospheric layer. On the other hand, for 50% of the hours by equal-gain combining, we received a higher E_b/N_0 than the ionospheric waves, and for 12% of the hours, a higher E_b/N_0 was received than by selection combining. For the other 50% of the hours, we received an E_b/N_0 between the received E_b/N_0 of the ordinary and extraordinary waves. On the other hand, we can analyze that the ordinary and extraordinary waves can have an E_b/N_0 difference up to 3 dB.

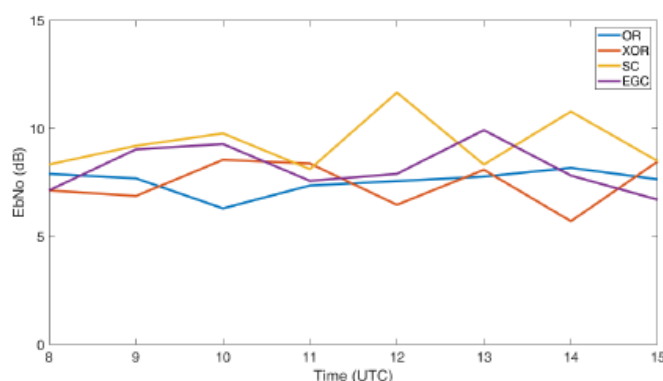


Figure 7. E_b/N_0 vs Time for 4QAM at 50 W.

5.3. BER CDF According to Polarization Techniques

Once we have analyzed the main behavior characteristics of the signal received in different ways, we can analyze the behavior of different orders and modulations received by ionospheric waves or polarization techniques. First of all, we analyze the modulations of order 4. In Figure 8, we can see that the ordinary and extraordinary waves are affected in the same way as the 4PSK and 4QAM with a 80% probability to receive a BER lower than 10^{-4} . In contrast, the 4FSK has a 57% probability to receive a BER lower than 10^{-4} . On the other hand, the selection combining looks to be the best option for the three modulations. To achieve a BER lower than 10^{-4} , the 4PSK has a 96% probability, the 4FSK has a 88% probability, and the 4QAM has a 85% probability. In the case of using equal-gain combining to achieve a BER lower than 10^{-4} , the 4PSK and 4QAM has a 82% probability and the 4FSK has a 59% probability. For the BER CDF figures, we set a threshold at 10^{-4} because probabilistically we cannot ensure a BER lower than 10^{-4} due to the number of bits transmitted in all the test performed.

If we analyze the modulations of order 8, we can note a decrease of the probabilities to achieve lower BERs because of the decrease of the E_b/N_0 received. In Figure 9, we can see that to achieve a BER lower than 10^{-4} by the ionospheric waves, for the 8PSK we have between a 42% and 55% probability, for the 8FSK between a 8% and 26% probability, and the 8QAM between a 1% and 24% probability. In this case, selection combining is still the best option for the 8PSK and 8FSK with a 70% and 40% probability, respectively, to achieve a BER lower than 10^{-4} . For the 8QAM, selection combining and

equal-gain combining have the same results in this test, with a 39% probability to achieve a BER lower than 10^{-4} , which is the same for the equal-gain combining of 8FSK. The 8PSK by equal-gain combining has a 50% probability to achieve a BER lower than 10^{-4} .

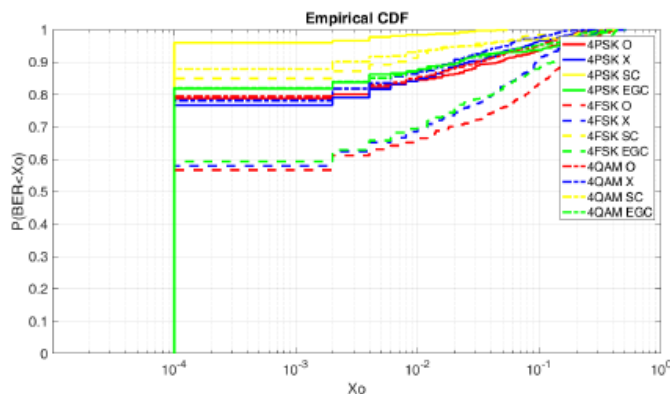


Figure 8. Bit error rate (BER) CDF order 4 modulations at 50 W.

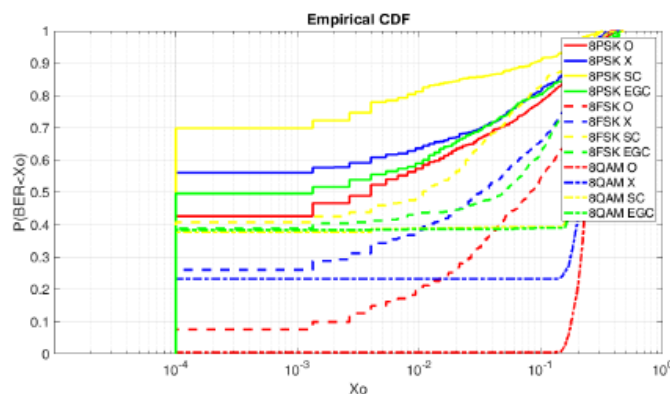


Figure 9. BER CDF order 8 modulations at 50 W.

Despite having some good results for the 8PSK selection combining, when we increase the modulation order to 16, the power transmission is not enough to achieve an E_b/N_0 that is enough to obtain a lower E_b/N_0 . As we can see in Figure 10, for 16QAM and 16FSK, to achieve a BER lower than 10^{-2} by the ionospheric waves, the probability is 1%. The 16PSK is the best option in this case in order to obtain about a 7% probability. The selection combining for the 16PSK brings the best result of the graphic with a 25% probability to receive a BER lower than 10^{-4} and for equal-gain combining a 21% probability to achieve the same result. Furthermore, 16QAM and 16FSK obtain a great improvement by the use of selection combining and equal-gain combining with the same results for both polarization techniques, nearly a 20% probability to obtain a BER lower than 10^{-4} .

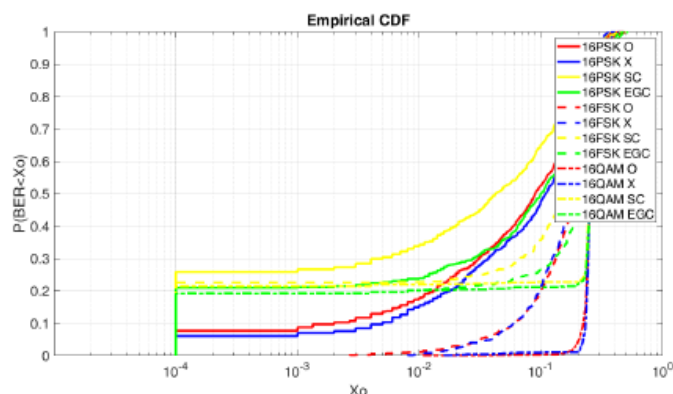


Figure 10. BER CDF order 16 modulations at 50 W.

5.4. BER CDF According to Power Transmission

As we have seen, the power transmission of 50 W is not enough to obtain good results for higher modulation orders. The modulations of order 16 denotes a high decrease of the probabilities to achieve low BERs. Despite the results, we have seen that selection combining brings us the best results, especially for PSK modulation. However, a power transmission of 50 W is high, so taking into account these conclusions, we analyze the behavior of the PSK modulation orders 4 and 8 for a power transmission between 6 W and 50 W. As we can see in Figure 11, the modulation 4PSK brings the best results in comparison to the 8PSK, regardless the power transmission. Even so, the bitrate of the 8PSK is higher. As the graphic shows, 4PSK with a power transmission of 50 W, 25 W, 12 W, and 6 W have probabilities of 96%, 94%, 92%, and 71%, respectively, to achieve a BER lower than 10^{-4} . The 8PSK with a power transmission of 50 W, 25 W, 12 W, and 6 W have probabilities of 69%, 50%, 32%, and 30%, respectively, to achieve a BER lower than 10^{-4} .

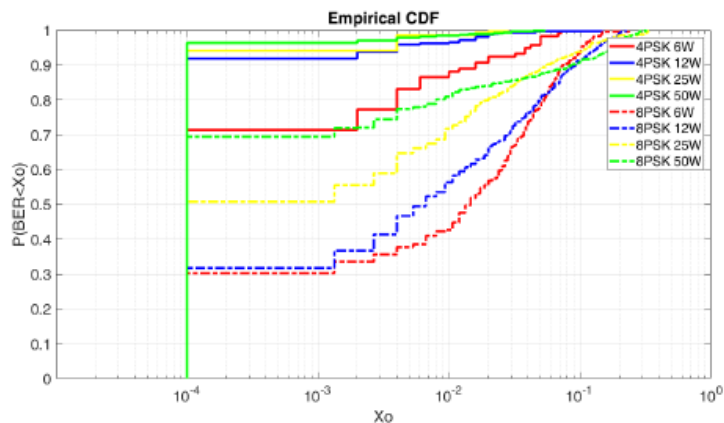


Figure 11. Selection combining (SC) BER CDF according to power transmission.

5.5. Number of Transmissions According to Selection Combining

To form conclusions about which could be the best order modulation and power transmission to use with selection combining, we analyze, based on a Bernoulli distribution, the probability to receive a BER lower than 10^{-4} after several retransmissions. Analyzing the results in Figure 12. Number of transmissions according to selection combining, we can see that making use of a 4PSK with a power transmission of 12 W, 25 W, and 50 W, we have probabilities of 99% to achieve a BER lower than 10^{-4} if we retransmit the packet. In the case of using a 4PSK with a power transmission of 6 W or an 8PSK with a power transmission of 50 W, we have nearly the same results. To achieve a 99% probability to obtain a BER lower than 10^{-4} , it would be necessary to have 4 transmissions. With two transmissions, we can obtain probabilities of 91% to achieve a BER lower than 10^{-4} , and with three transmissions, probabilities of 97% can be obtained to achieve a BER lower than 10^{-4} .

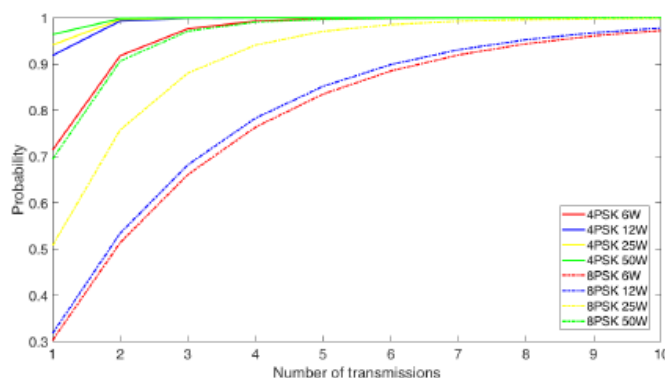


Figure 12. Number of transmissions according to selection combining.

6. Conclusions

After analyzing the results obtained, we observed that the ordinary and extraordinary waves are not received with the same E_b/N_0 , which as we have seen can differ up to 3 dB. These E_b/N_0 differences can provide us the possibility to apply polarization diversity techniques to take advantage of this fact.

First of all, we can conclude that selection combining helps us receive the highest E_b/N_0 between ordinary and extraordinary waves. Consequently, by this polarization technique, we can receive nearly lower BER results. On the other hand, equal-gain combining is also a polarization technique that can obtain an E_b/N_0 3 dB higher than the highest E_b/N_0 received by the ordinary and extraordinary waves. However, this possibility depends on the received electromagnetic noise, and it is limited to a 1% probability, but it is 20% probable to receive a higher E_b/N_0 than the highest received by the ordinary and extraordinary waves.

Taking these results into account, if we make use of PSK, FSK, and QAM modulations orders between 2 and 32 with a power transmission of 50 W, we analyzed that even with using polarization techniques, the BER obtained for modulations of order up to 16 is not low enough to ensure communication. Moreover, analyzing the results, we see that by PSK modulations with selection combining, we obtain the best BER results. For 4PSK and 8PSK modulations with selection combining and power transmissions variations between 6 and 50 W, we can observe that the best BER results are similar for 4PSK with power transmissions between 12 and 50 W. The second best BER results obtained are for 4PSK with 6 W and 8PSK with 50 W.

In conclusion, we summarized in Table 2 three different options depending on the application and needs of the remote sensing system.

Table 2. Application summary.

Power Consumption	Polarization Technique	Modulation	Bitrate	Probability to BER 10^{-4}
6 W	SC	4PSK	2.9 Kbps	71%
12 W	SC	4PSK	2.9 Kbps	92%
50 W	SC	8PSK	5.8 Kbps	70%

If our remote sensing system requires a low power usage, we can opt to use of a 4PSK with a power transmission of 6 W. In this case, we have a 71% probability to receive a BER lower than 10^{-4} and a 99% probability if we make two retransmissions in the worst case. If our remote sensing system can make use of high power transmissions, the best option will be the usage of the 8PSK with 50 W. This case will offer double the bitrate than 4PSK as well as a probability of 70% to receive a BER lower than 10^{-4} and a probability of 99% if we make two retransmissions in the worst case. Lastly, if our remote sensing system requires low power consumption and needs to receive all packets with a minimum of retransmissions, we can choose a 4PSK with a power transmission of 12 W. In this case, we have a 92% probability to receive a BER lower than 10^{-4} and a 99% probability if we make one retransmission. Moreover, the application of an error correction code (ECC) will highly increase the probabilities of receiving correctly the first packet transmitted. On the other hand, polarization techniques can compensate for the lower gains of compact antennas, making more feasible the use of them on HF communications. In addition, remote systems allow for using low power transmissions, which will decrease battery consumption and will make more feasible the use of renewable energies.

Author Contributions: Investigation, J.M.M., J.M. and J.P.; Methodology, J.L.P. and D.B.; Software, J.M.M., J.M. and J.P.; Supervision, J.L.P. and D.B.; Validation, J.L.P. and D.B.; Writing—original draft, J.M.M., J.M. and J.P.; Writing—review & editing, J.M.M., J.M., J.P., J.L.P. and D.B. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was funded by the Spanish Ministry on Science, Innovation and University, the Investigation State Agency and the European Regional Development Fund (ERDF) under the grant number RTI2018-097066-B-I00 (MCIU/AEI/FEDER, UE) for the project “NVIS SENSOR NETWORK FOR THE SOUTH SHETLAND ISLANDS ARCHIPELAGO” (SHETLAND-NET).

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

- Lauridsen, M.; Nguyen, H.; Vejlgard, B.; Kovacs, L.Z.; Mogensen, P.; Sorensen, M. Coverage Comparison of GPRS, NB-IoT, LoRa, and SigFox in a 7800 km² Area. In Proceedings of the 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Sydney, Australia, 4–7 June 2017; pp. 1–5.
- Bechthum, E.; El Soussi, M.; Dijkhuis, J.; Mateman, P.; van Schaik, G.J.; Breeschoten, A.; Liu, Y.H.; Bachmann, C.; Phillips, K. A CMOS polar single-supply class-G SCPA for LTE NB-IoT and cat-M1. In Proceedings of the ESSCIRC 2018-IEEE 44th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), Dresden, Germany, 3–6 September 2018; pp. 30–33.
- Porte, J.; Maso, J.M.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Sensing system for remote areas in Antarctica. *Radio Sci.* **2020**. [CrossRef]
- Porte, J.; Maso, J.; Pijoan, J.L.; Minet, M.; Badia, D.; Jayasinghe, J. Education and e-health for developing countries using NVIS communications. In Proceedings of the 2018 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC), Malambe, Sri Lanka, 6–8 December 2018; pp. 1–5.
- Porte, J.; Maso, J.M.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Design, implementation, and test of an SDR for NVIS communications. *Int. J. Circuit Theory Appl.* **2019**, *47*, 1502–1512. [CrossRef]
- Maso, J.; Porte, J.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Internet of things communications for remote sensors in Antarctica using NVIS. *HF Nordic*. 2019. Available online: https://www.researchgate.net/profile/Joaquim_Porte_Jimenez/publication/335774336_INTERNET_OF_THINGS_COMMUNICATIONS_FOR_REMOTE_SENSORS_IN_ANTARCTICA_USING_NVIS/links/5d7a60354585157fde0fce47/INTERNET-OF-THINGS-COMMUNICATIONS-FOR-REMOTE-SENSORS-IN-ANTARCTICA-USING-NVIS.pdf (accessed on 26 May 2020).

7. Porte, J.; Pijoan, J.L.; Masó, J.M.; Badia, D.; Zaballos, A.; Alsina-Pagès, R.M. Advanced HF communications for remote sensors in Antarctica. In *Antarctica—A Key to Global Change*, 1st ed.; IntechOpen: London, UK, 2019; Available online: <https://www.intechopen.com/books/antarctica-a-key-to-global-change/advanced-hf-communications-for-remote-sensors-in-antarctica> (accessed on 27 May 2020).
8. Orga, F.; Hervás, M.; Alsina-Pagès, R.M. Flexible Low-Cost SDR Platform for HF Communications: Near vertical incidence skywave preliminary results. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2016**, *58*, 49–56. [[CrossRef](#)]
9. Wilson, J.M. *A Low Power HF Communication System*; University of Manchester: Manchester, UK, 2012.
10. Davies, K. *Ionospheric Radio*; The Institution of Engineering and Technology (IET): Stevenage, UK, 1990.
11. Hervás, M.; Pijoan, J.L.; Alsina-Pagès, R.M.; Salvador, M.; Altadill, D. Channel Sounding and Polarization Diversity for the NVIS Channel. 2013. Available online: https://www.researchgate.net/profile/Marcos_Hervas/publication/256375415_CHANNEL_SOUNDING_AND_POLARIZATION_DIVERSITY_FOR_THE_NVIS_CHANNEL/link/522664e6509e4000000/CHANNEL-SOUNDING-AND-POLARIZATION-DIVERSITY-FOR-THE-NVIS-CHANNEL.pdf (accessed on 26 May 2020).
12. Witvliet, B.A.; Alsina-Pagès, R.M. Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: An overview. *Telecommun. Syst.* **2017**, *66*, 295–309. [[CrossRef](#)]
13. Erhel, Y.; Lemur, D.; Oger, M.; Le Masson, J.; Marie, F. Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels: Two complementary circular polarizations reduce correlation. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2016**, *58*, 38–48. [[CrossRef](#)]
14. Li, P.; Liang, C.H.; Tian, J. Polarization diversity experiments in HF communication. In Proceedings of the ISAPE 2003—2003 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, Proceedings, Beijing, China, 28 October–1 November 2003; pp. 556–559.
15. Witvliet, B.A.; Van Maanen, E.; Petersen, G.J.; Westenberg, A.J.; Bentum, M.J.; Slump, C.H.; Schiphorst, R. The importance of circular polarization for diversity reception and MIMO in NVIS propagation. In Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, The Netherlands, 6–11 April 2014; pp. 2797–2801.
16. Umairah, U.; Hendratoro, G.; Mauludiyanto, A.; Fukusako, T. Capacity of 2×2 MIMO HF NVIS Channels With Linearly Polarized Horizontal Antennas. *IEEE Wirel. Commun. Lett.* **2019**, *8*, 1120–1123. [[CrossRef](#)]
17. Greenman, M. An Introduction to HF propagation and the Ionosphere. *QSL*. Available online: <https://www.qsl.net/z11bpq/IONC/iono101.htm> (accessed on 27 May 2020).
18. Witvliet, B.A. *Near Vertical Incidence Skywave: Interaction of Antenna and Propagation Mechanism*; Universiteit Twente: Enschede, The Netherlands, 2015.
19. Valenzuela-valdes, J.F.; Garcia-fernandez, M.A.; Martinez-gonzalez, A.M.; Sanchez-Hernandez, D. The Role of Polarization Diversity for MIMO Systems Under Rayleigh-Fading Environments. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2006**, *5*, 534–536. [[CrossRef](#)]
20. Red Pitaya. Available online: <https://www.redpitaya.com/> (accessed on 4 June 2019).
21. Xilinx and Inc. Zynq-7000 SoC First Generation Architecture. Available online: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf (accessed on 27 May 2020).
22. Xilinx Zynq-7000 SoC ZC702 Evaluation Kit. Available online: <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/ek-z7-zc702-g.html> (accessed on 20 January 2020).
23. Thomas, S.A.; Anusudha, K. Comparative analysis for various parametric attributes for an optimized DUC/DDC. In Proceedings of the 2017 International Conference on Inventive Computing and Informatics, ICICI 2017, Hotel Arcadia, Coimbatore, India, 23–24 November 2017; pp. 206–209.
24. Austin, R.; Bull, P.; Buffery, S. A raspberry Pi based scalable software defined network infrastructure for disaster relief communication. In Proceedings of the 2017 IEEE 5th International Conference on Future Internet of Things and Cloud, FiCloud 2017, Prague, Czech Republic, 21–23 August 2017; Volume 2017, pp. 265–271.
25. Elektronik, B. Bonn Elektronik Power amplifier 9 kHz–40 GHz. Available online: <https://alice.de/wp-content/uploads/2017/03/Bonn-Katalog-Web.pdf> (accessed on 27 May 2020).
26. R2015a—MATLAB & Simulink—MathWorks España. Available online: <https://es.mathworks.com/help/matlab/release-notes-R2015a.html> (accessed on 29 September 2019).

27. Observatori de l'Ebre. Available online: <http://www.obsebre.es/es/> (accessed on 21 February 2020).
28. Proakis, J.G. *Digital Communications*; McGraw-Hill: University of California, San Diego, CA, USA, 1995.



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).




Capítulo 10 NVIS Multicarrier Modulations for Remote-Sensor Applications

Por último, en este capítulo se anexa el tercer artículo publicado referente al estudio de esta tesis doctoral. El artículo titulado *“NVIS Multicarrier Modulations for Remote-Sensor Applications”* fue publicado en *el Special Issue “Remote Sensor Based Geoscience Applications”* de la revista Sensors MDPI.

En este artículo se publica el estudio de las modulaciones OFDM y de banda estrecha en un escenario real. Por otra parte, a raíz de los resultados desfavorables por parte de la modulación OFDM, se realiza el análisis de eficiencia de la modulación a través de la aplicación de PC. Por último se muestran los resultados obtenidos de la aplicación de técnicas de diversidad de polarización. El conjunto presentado en esta publicación formara parte del Capítulo 4 y la conclusión del Capítulo 5 de esta tesis doctoral.

Article

NVIS Multicarrier Modulations for Remote-Sensor Applications

Josep M. Maso , Tomas Gonzalez , Jordi Male, Joaquim Porte , Joan L. Pijoan * and David Badia

La Salle Campus, Ramon Llull University, 08022 Barcelona, Spain; josep.maso@salle.url.edu (J.M.M.); tomas.gonzalez@salle.url.edu (T.G.); jordi.male@salle.url.edu (J.M.); joaquim.porte@salle.url.edu (J.P.); david.badia@salle.url.edu (D.B.)

* Correspondence: joanlluis.pijoan@salle.url.edu

Received: 29 September 2020; Accepted: 29 October 2020; Published: 31 October 2020



Abstract: The number of Internet of Things (IoT) devices has experienced a large growth during the last decade, as well as the data volume gathered from remote sensors. Satellites are still a suitable communication method and may be preferable for a remote ubiquitous sensor network (USN), which sometimes are located in places without much communications infrastructure where coverage is the principal drawback. Alternatively, the proposed solution for this article aims at a near-vertical incidence skywave (NVIS) channel for high frequencies (HF) with a low-cost platform, allowing a low-power transmissions coverage area up to 250 km for USN. The HF standards are focused on generic communication channels not being robust for NVIS communications. In this article we study and test an alternative based on orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) modulations to make them more robust and less dependent on the channel NVIS communications. For that purpose, we test the HF standard modulations and a designed OFDM modulation to prove the robustness of each. This study has been tested between Barcelona and Tarragona, using different transmission power levels and modulation orders.

Keywords: Remote Sensing; HF; NVIS; USN; OFDM; IoT; STANAG; MIL-STD 188 110 D

1. Introduction

It is not news that the number of sensors and mobile devices is increasing enormously every day in the current world. The infrastructure of the communications for these devices is very extended in areas with a high population. However, some areas in the world do not have such infrastructure due to complex orography, which makes communications between the transmitter and receptor almost impossible. Normally, the most extended way to communicate in these places is the use of satellite services, which do not need any terrestrial network infrastructure. Nowadays, the environmental impact of satellite deployments [1] and their high cost has made researchers discover new methods of communications especially with the aim of collecting data through remote sensors for several scientific studies.

Remote sensing became an extended study focus making use of new technologies such as light detection and ranging (LIDAR), artificial intelligence (AI) [2], machine learning [3], geocoding algorithms [4], deep convolutional neural networks [5] or multi-sensor fusion positioning [6], being part of some examples of the wide range of technologies that sensing uses.

As an alternative to satellite communications, the use of ionospheric reflection has been under study for several years even in scenarios such as Antarctica where there is almost no kind of infrastructure, and the deployment of network communications are practically unfeasible due to its complicated terrain [7]. Near-vertical incidence skywave (NVIS) offers an alternative solution in order to collect

data from remote sensors. NVIS consists in transmitting a signal which near vertically rebounds in the ionosphere for frequencies under 10 MHz (high frequency) giving 250 km area coverage with low-cost equipment and an easy deployment system [8] in comparison to satellite communications.

To maintain a standard for NVIS communications, high-frequency (HF) frame protocols MIL-STD 188 110C Appendix D [9] and STANAG [10] are used. These frame protocols are well designed but the results for shorter distances are not borne in mind setting aside significant effects that degrade the signal as multipath which are critical in the mornings and evenings because of the use of narrowband modulations. In scenarios with big multipath, the equalization becomes a very complex work. To avoid this effect, orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) modulation can bring a solution due to its characteristics of being very robust against the multipath and the equalization being very simple to implement in real time.

In this paper we present an alternative to the standards by the use of a wideband OFDM modulation for NVIS based on a low-cost and low-power platform for remote sensors, which can be a solution to multipath. This solution aims to improve NVIS communications and make a more robust system. To achieve this solution, this study has two principal goals: the proposal of a new ionospheric transmission configuration and to have the ideal trade-off between narrow-band modulations and OFDM in terms of power consumption for low-power systems. If we take into account the possible applications, the starting point is the battery consumption for remote sensors. For that reason, the input back off (IBO) plays an essential role in the OFDM modulation. This parameter lets us increase the average power cutting the peaks that the OFDM produces due to the subcarriers division and is more adequate for the ubiquity for portable sensors.

Moreover, to improve NVIS, the use of two different waves, known as the ordinary and extraordinary waves, can benefit the communication. These waves are caused birefringence nature of the ionospheric plasma in the presence of the geomagnetic field [11]. Also, these two characteristic waves affect the radio wave differently, creating two decorrelated channels. This decorrelation opens new horizons in our link, as polarization diversity appears as an improvement for the NVIS link when used combined with multiple antennas in reception. Therefore, this paper presents the application of polarization diversity in an NVIS single input multiple output (SIMO) scenario.

This article is organized as follows. In Section 2, we explain the developed low-cost system, including hardware, software, the OFDM design and the diversity technique to overcome results. In Section 3, we explain the test's design and the frame protocols performed. In Section 4, the comparison between modulations based on the results are shown. Finally, Section 5 gives the conclusions.

2. System Description

This section introduces the basis of the NVIS characteristics and the leading technologies present in the developed platform used to achieve the study, as different techniques are used in the optimization of the platform. Additionally, an overall vision of the components and software are explained.

2.1. Near-Vertical Incidence Skywave (NVIS)

NVIS propagation consists of the transmission of HF electromagnetic waves between 3 to 10 MHz with an angle above 70° to the ionosphere which can make this signal rebound and reach distances up to 250 km [8]. The rebounds of the waves are possible due to the solar radiation and the terrestrial magnetic field. The reflection depends on the ionization of the ionospheric layers and is strongly dependent on the frequency and solar activity. The achieved bit rates are not high, but enough for Internet of Things (IoT) devices, so NVIS can be a good alternative for a ubiquitous sensor network (USN), having a low cost due to the use of software defined radio (SDR) [5].

The main challenge of this kind of communications is the availability of the rebounds. This fact relies on the ionosphere layers, which are D, E and F. D appears during the day but prevents the rebounds under 10 MHz and attenuates the signal. The E layer is the first which allows the HF signals to rebound followed by the F layer, which is divided into F1 and F2. Both are present during the day,

but during the night the F1 disappears. The F2 due to its stability is the layer with which the test transmissions have been performed.

Lastly, the ionosphere with NVIS has some difficulties in the design because of the channel effects produced by the ionosphere rebounds as studied by Vilella [11], Jodalén [12], Hervás [13], and Cannon [14] but the proposed NVIS protocol overcomes that.

Also, this protocol has a SIMO technique which overcomes results that sustain the study of different polarization ways in order to receive the NVIS signal studied by Erhel [15]. In our case, the polarization diversity is used to make the modulation performance better.

A preliminary experimental approach of the noise level in channels between 3 and 24 KHz was studied by Bechet, Bechet and Miclaus [16], but the proposed solution takes the channel and noise estimation by the PN sequence which does a channel profile. Also, the equalization with this sequence became more efficient.

2.2. Overview of the System

The current platform allows a continuous transmission with a radius of 250 km because of the NVIS channel. Talking about costs and pollution, the developed NVIS platform is affordable compared to any satellite.

The system description is explained below, taking into account all different parts, and finally, a graphical scheme is shown in Figure 1. Mainly, the Red Pitaya is the core of the system, and is in charge of all high-speed RF signal-processing. In the other hand, the Raspberry Pi 3 is in charge of all base-band signal-processing.

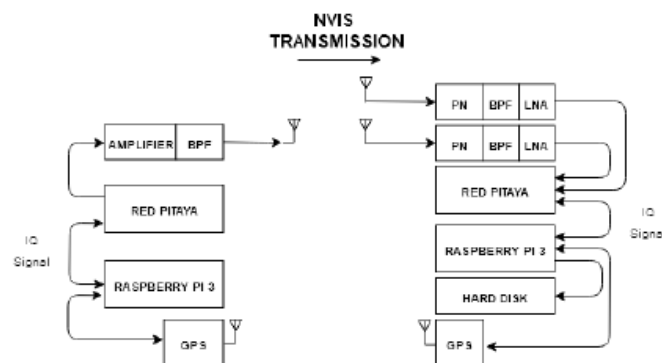


Figure 1. Near-vertical incidence skywave (NVIS) transmission scheme (transmitter in the left and receiver in the right).

- Software-Defined Radio (SDR)/Red Pitaya

SDR is key to the development of the platform [17] due to its scalability and is done through two Red Pitaya STEMLab 125-14 that contains field-programmable gate array (FPGA) Xilinx Zynq 7010 System on Chip (SoC). The low-cost Red Pitaya platform have two analogic digital converters (ADC) and two digital analogic converters (DAC) of 14 bit resolution allowing the transmission and reception of both ordinary and extraordinary waves. The SDR methodology, some settings such as the carrier frequency, bandwidth and modulation can be changed in a very dynamic way.

- Raspberry Pi 3

The time synchronization between transmitter and receiver is performed with GPS controlled as a peripheral from Raspberries Pi 3 [18]. In the transmitter side, the Raspberry has all the transmission

test signal files to be transmitted. All transmission signal files are sent to the Red Pitaya via Ethernet and transmitted when needed. For the reception, the process just explained works backwards. The Red Pitaya send the data received to the Raspberry, core that will gather all the information obtained in order to process it with data-processing software [19].

- Amplifier and Low Noise Amplifier (LNA)

For our lab tests, an amplifier of 48.5 dB is used in order to reach 50 dBm signal transmissions. Bonn BLWA 0103-250 class A is the chosen model, which can work correctly between 1.5 and 30 MHz [20]. In contrast, at the receiver side, the signal has to be preamplified to 30 dB by an LNA for a proper demodulation. In the final system, the amplifiers used are different, being more affordable.

- Filter

A band pass filter (BPF) is needed to limit the frequencies used for NVIS channel (3–10 MHz). Due to strong interferences in that band, we have used a 2 MHz BPF centered on 5.4 MHz to avoid the saturation of the ADC at the reception.

- Antenna

Our system needs to be easily deployed, and the election of the antennas is intended for this purpose as far as possible. The chosen antennas are an inverted V which have a gain of 6.8 dBi [21], with a simple installation using one single mast. A total of three identical antennas are needed in our scenario, all tuned to frequency of 5 MHz calculated from the revised ionograms of Observatori del Ebre [22].

One of the three antennas is placed in the transmitter, while the other two are set perpendicularly at the receiver with the purpose of receiving both right-handed circular polarization and left-handed circular polarization waves simultaneously. To receive both waves, the antenna configuration on the receiving requires a phasing network as we can see in Figure 2.

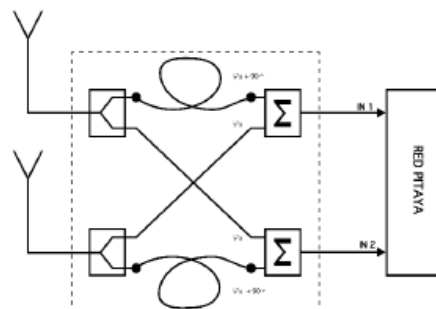


Figure 2. Phasing box of the receiver system.

The aforementioned phasing box was developed in order to perform the delays explained using coaxial cables. Each of the antenna inputs is divided into two identical signals with a radio frequency splitter, generating 4 signals (2 for each antenna). The paths followed by each antenna are identical. One of the cables is lengthened with a quarter wave phasing line, providing a 90° phase shift, while the other signal is connected directly to an RF combiner. This process is repeated identically for both antenna wires, resulting in an output of two dipole antennas with a phase difference of either $+90^\circ$ or -90° between each other. Equation (1) shows the unification of the two antennas which includes the non-phased wave in (2) and the 90° phased wave in (3). It is important to mention that this system

has been designed for a unique frequency. For wideband studies, the phasing network should be frequency adaptive and implemented in the FPGA.

$$E(z, t) = E_x(z, t) + E_y(z, t) \quad (1)$$

$$E_x(z, t) = E_o \cdot \cos(\omega t - kz) \cdot x \quad (2)$$

$$E_y(z, t) = E_o \cdot \cos(\omega t - kz) + \frac{\pi}{2} \cdot y \quad (3)$$

2.3. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)

The narrow-band modulations (PSK, FSK and QAM) studied in previous works are good enough for remote-sensing applications, but in low-multipath scenarios. Our OFDM proposal is suited to manage strong multipath with easy equalization methods. The study of this modulation lies in its capacity to avoid the multipath effect and the easy way to equalize it. It is known that in ionospheric communications the evening transmissions are plenty of multipath compared to the morning, being the OFDM an excellent option to avoid those effects [23].

The spectral efficiency is a good characteristic as well as the computational efficiency due to the FFT and IFFT. The modulation process is done by the IFFT of all the M-QAM or M-PSK symbols, which form the OFDM symbols. Equation (4) describes the IFFT process of the symbols where N_{sc} is the number of subcarriers and S_k is the modulated symbols in QAM/PSK. This process ensures data transmission in multiple parallel subtransmissions at lower speed, but in a robust way, which helps the stability of any communication system.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N_{sc}}} \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} S_k e^{j2\pi \frac{nk}{N_{sc}}}, \quad 0 \leq n \leq N_{sc} \quad (4)$$

As a drawback, the OFDM peak consumption is higher than any other narrow-band modulations because of the subcarrier division creates peaks having as a result a high peak to average power ratio (PAPR) which is the difference between the peak power and the average power.

The configuration of the OFDM to be transmitted in our tests is based to be the most similar as the HF standards to maintain the most similar comparison. The design of the OFDM configuration requires a previous study of the channel to define every parameter. This channel analysis and definition of the OFDM configuration for high multipath is defined in a previous article [24]. Taking account the designed OFDM, first of all, bandwidth of the OFDM signal is 3 KHz as the HF standards. The symbol length was calculated first with a value of 9.33 ms as in [24] to set the number of subcarriers. As a result of that, 28 subcarriers will be transmitted being one of them a DC null to avoid offset effects. The configuration designed makes every subcarrier to be about 107 Hz. Every frame packet is composed of 7 OFDM symbols with a duration of 86.31 ms, which are obtained due to the coherence time (10 s) [24]. One of the OFDM symbols is a pilot to estimate the channel to perform the zero-forcing equalization which is calculated as we can see in (6). The zero-forcing consists in applying the inverse of the estimated channel calculated with the pilot symbol. In (5) is shown a simple equation of a transmitted signal in which $Y(f)$ means the signal affected by a channel, the $X(f)$ refers to the raw signal and the $H(f)$ means the channel response. The received pilot is compared to the transmitted one to take a value of how the channel changes and the OFDM symbols are multiplied by the inverse of the received channel response as in (6).

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) \quad (5)$$

$$C(f) = \frac{1}{H_{est}(f)} \quad (6)$$

The delay spread is a key measure of the multipath received, being the time between the first and the last path received. In [24] this was already calculated for an NVIS channel, and its value is 2.75 ms,

for that reason the cyclic prefix is calculated in relation to this value, adding a small leeway. Finally, 3 ms of copied useful data inserted at the beginning of the OFDM symbol (CP) avoid the interferences between neighbor symbols produced by the multipath of the channel. The application of this technique is the reason of why the OFDM is a good option to avoid the multipath intersymbol interference (ISI).

One of the weak points of the OFDM is the high PAPR, as mentioned, the OFDM modulation produces high peaks which reduce the average power of the modulation. Also, this is reduced by the IBO application to crop the peaks and then rising the average power. In [25] the IBO performance was analyzed, and it was concluded that the lowest values of IBO produce high in-band distortion that degrades the EVM, whereas the high values of IBO reduce the mean transmitted power.

The initial design is done with an IBO of 3 dB because the average power was too small compared to the narrow-band modulations. After doing the first comparison, more IBO values (4.5, 6, 7.5 and 9 dB) are studied to make the OFDM more efficient. The bits in use are calculated by multiplying the bits/symbol, the number of data OFDM symbols and the number of data subcarriers. Finally, the summarized configuration of the OFDM is shown in Table 1.

Table 1. Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) configuration for NVIS transmission.

Bandwidth	3 KHz
Useful symbol length	$T_S = 9.33$ ms
Prefix cyclic length	$T_{CP} = 3$ ms
Number of subcarriers	$N_{SC} = 28$
Number of pilot OFDM symbols	$N_{SP} = 1$
Number of data OFDM symbols	$N_D = 6$
Number of subcarriers DC NULL	$N_{DC} = 1$
Number of symbols OFDM	$N_{SOFDM} = 7$
Time duration of OFDM packet	$N_{PT} = 86.31$ ms
Bits in packet	Bits = 324 bits
Input Back Off	3 dB
Modulation	QPSK
Equalization	Zero forcing
Bitrate of signal frame	2.139 Kbps

2.4. Polarization Diversity

Diversity techniques are being applied in many communication fields. Spatial diversity, frequency diversity and time diversity are methods applied in many frequency bands and scenarios. Polarization diversity is a diversity mode that may be applied in very specific environments and is based on two different channels with particular properties.

The ionosphere is an ionized layer of the atmosphere due to solar radiation. Its electrons vibrate at the frequency of the incoming waves, acting as small dipoles. These vibrations are usually elliptical in shape and occur in both directions. Because of this, the ionosphere creates two opposite channels due to the movement of the electrons. These channels are completely decorrelated and change the polarization of the wave to a circular one, even if the emitted signal is linearly polarized [26].

When having two isolated channels, multiple input multiple output (MIMO) appears as a method to exploit their multipath propagation. This work focuses on the ionospheric channel and the development of a SIMO system that benefits from the two characteristic waves, the ordinary and the extraordinary waves. Both MIMO and SIMO are valid solutions, with the MIMO being the one that can provide better results as more antennas are involved in the scenario and more techniques can be applied (space-time coding, for example). A SIMO scenario [27] demonstrated that the selection-combining (SC) technique helps to reach better results in terms of E_b/N_0 .

Despite these gains, the HF antennas are too big and most of the times it is necessary to install a mast. The use of diversity-polarization makes sense in the receiver side because it can help to minimize the power consumption and the size of the transmitter antenna. This article studies the SC

and equal gain combining (EGC) techniques to outperform results. SC compares the two different signals received (two different channels) in terms of E_b/N_0 and then ignores the worse result. On the other hand, EGC makes the coherent sum of both channels to get an increase of the bit energy [27].

Geoscience and the complete understanding of how the atmosphere's layers work take a leading role in the development and implementation of telecommunication's applications. Remote sensing, for instance, can directly benefit from the ionosphere's studies by the application of techniques based on the ionospheric properties. This paper shows, for example the usage of polarization diversity as an improvement of a remote-sensing network.

3. Tests

In this section, we explain the area where we tested the different transmissions with an NVIS channel and the organization of the tests to be transmitted.

There were two different tests: the first one was dedicated to a simple comparison between the narrow-band and the multicarrier-band modulation to know the viability and efficiency respect narrow-band modulations, and the second one was to optimize the OFDM transmitted making use of the IBO which helps to find a power transmission for a low-consumption system which means smaller batteries.

3.1. Test Area

In La Salle University URL (Barcelona, Spain) there is an inverted V antenna acting as a transmitter NVIS node. The receptor is approximately 97 km away (Cambrils, Tarragona) where La Salle has a specific lab with the same antenna but making use of SIMO technique, so there are two of them and the phasing box. Figure 3 shows the link established within the line of sight between the transmitter and the receiver, as we can see at the profile elevation with an elevation peak of 546 m.



Figure 3. Barcelona-Cambrils link.

3.2. Frame Protocol and Tests Design

The tests follow a 10-minute plan, in which the first 5 min the platform does not transmit, and throughout the next 5 min, we increase the order of modulation for each modulation (from 2 to 32) after each minute. This process is repeated six times during one hour but increasing the transmission power by 3 dBm from 35 dBm to 50 dBm every 10 min. The summary is shown in Table 2.

Table 2. Testbench.

Order of Modulation	Peak Power	Minutes
2, 4, 8, 16, 32	35 dBm	05, 06, 07, 08, 09
2, 4, 8, 16, 32	38 dBm	15, 16, 17, 18, 19
2, 4, 8, 16, 32	41 dBm	25, 26, 27, 28, 29
2, 4, 8, 16, 32	44 dBm	35, 36, 37, 38, 39
2, 4, 8, 16, 32	47 dBm	45, 46, 47, 48, 49
2, 4, 8, 16, 32	50 dBm	55, 56, 57, 58, 59

Each transmission includes a 6th PN sequence with a resampling of 8 and 5 ms length as in [24] that is used to synchronize the demodulation of the frames. The PN sequence has been designed not to be affected by the delay spread and Doppler shift. A single-tone of 600 Hz of 60 ms length is used to correct the Doppler shift caused by the inaccuracy of the clocks of the Red Pitaya which generates a maximum Doppler of 17.5 Hz [24], higher than the ionospheric channel shift which values under 10 Hz. Taking into account a tone of 600 Hz in the worst case will be of 580 Hz due to the Doppler shift. To assure the measure, if we consider a 550 Hz received tone, the measure of it to correct the Doppler shift effect will be of 33 cycles. In the case of using a DC tone, for measuring 1 Hz of Doppler shift, the measure would consider only a 16th part of a cycle (60 ms), which is not enough for an accurate result. The entire tests have a fixed bandwidth of 3 kHz and a frequency of 5.4 MHz.

Each transmission contains 200 packets (50 for each modulation) of 162 symbols with a resample of 34 to achieve 3 KHz of channel bandwidth. In the Figure 4 below, the frame design is outlined. Each test transmission is composed of a frame that includes a PN sequence to synchronize each transmission, and then there are a single-tone and a PN sequence for every modulation packet. To maintain the time standards of each packet with the OFDM modulation, the narrow-band modulations are 87.04 ms in length and the multicarrier modulation is 86.31 ms in length. Once the packet is transmitted this process is repeated for the rest of the packets.

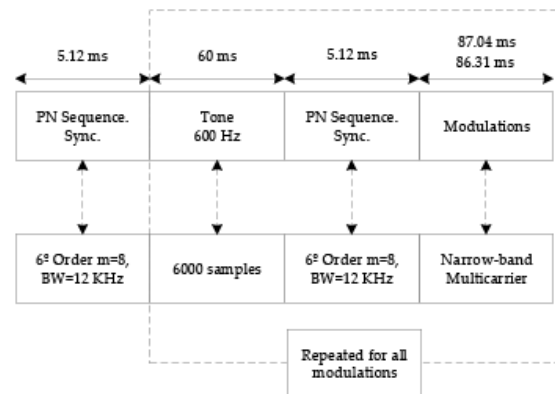


Figure 4. Frame design for each modulation.

A good point of study is the optimization of the average power of the OFDM due to the high peaks produced by the multiple subcarriers. This optimization allows the platform to have greater autonomy or smaller batteries to be integrated in low-power applications. Numerous techniques overcome the results of the OFDM bit error rate (BER) due to the increase of the average power. However, we opted for the IBO study.

The initial tests start with IBO = 3 dBs just to reduce the principal peaks and compared directly with narrow-band modulations. After that, there is a specific IBO sweep to obtain the optimal one (same structure as before), which also helps the reduction of power consumption indirectly. Is true that high values of IBO increase the average power (energy) and overcome the bit error, but thanks to that, the peak power could be decreased.

4. Results

The most relevant results obtained from the test performed will be shown in this section. We will analyze the BER obtained depending on the E_b/N_0 , the cumulative distribution function (CDF) of BER for a specific E_b/N_0 , the PAPR, average power and peak power obtained depending on the IBO, the CDF BER depending on the IBO and the improvement of the communication by using polarization techniques at the receiver system. These tests took around two weeks transmitting and receiving a total amount of 28 MB of data.

4.1. BER vs. E_b/N_0

At first, we will analyze the BER obtained depending on the E_b/N_0 for each transmitted modulation and modulation order symbolized with M. These results show us the robustness of each modulation in front of the NVIS channel. The results are better when the line takes lower values.

4.1.1. BER vs. E_b/N_0 M = 4

In Figure 5, we can see the results obtained for the 4FSK, 4QAM and the OFDM designed with a 4QAM modulation. As we can see in the graphic, the OFDM is the most robust modulation to be transmitted. In the best case, for an E_b/N_0 of 18 dB we can obtain a BER of 6×10^{-5} by using an OFDM modulation, a BER of 10^{-3} by using a 4QAM and a BER of 6×10^{-3} by using a 4FSK. For a lower E_b/N_0 as 10 dB, we can see that the results are more similar with a BER of 4×10^{-3} for the OFDM, a BER of 8×10^{-3} for the 4QAM and a BER of 3×10^{-2} for the 4FSK.

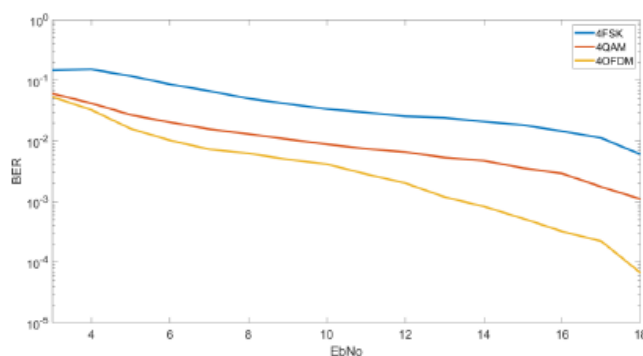


Figure 5. BER vs. E_b/N_0 M = 4.

4.1.2. BER vs. E_b/N_0 M = 8

In Figure 6, we can see the results obtained for the 8FSK, 8QAM and the OFDM designed with an 8QAM modulation. In this case the OFDM is shown again to be the most robust. For an E_b/N_0 of 10 dB we can obtain a BER of 4×10^{-3} by using an OFDM modulation, a BER of 2×10^{-3} by using an 8QAM and a BER of 8×10^{-1} by using an 8FSK. For a lower E_b/N_0 as 5 dB, we can see that we obtain a BER of 4×10^{-2} for the OFDM, a BER of 7×10^{-2} for the 8QAM and a BER of 2×10^{-1} for the 8FSK.

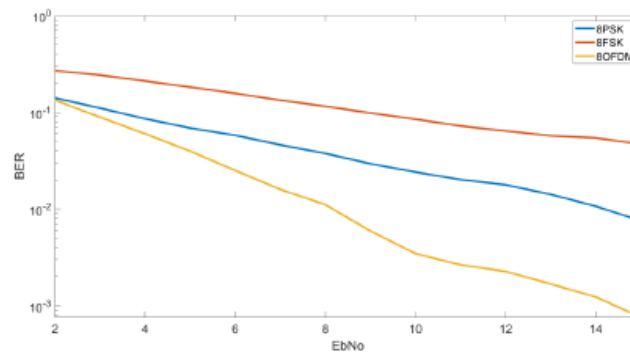


Figure 6. BER vs. E_b/N_0 $M = 8$.

4.1.3. BER vs. E_b/N_0 $M = 16$

In Figure 7, we analyze the results of 16FSK, 16QAM, 16PSK and the OFDM designed with a 16QAM modulation. In this case, OFDM is only the most robust modulation for high E_b/N_0 and 16QAM the most robust modulation for low E_b/N_0 . As we can see for an E_b/N_0 of 10 dB we can obtain a BER of 2×10^{-2} by using an OFDM modulation, a BER of 3×10^{-3} by using a 16QAM, a BER of 7×10^{-2} by using an 8PSK and a BER of 2×10^{-1} by using a 16FSK. For lower E_b/N_0 as 5 dB, we can see that we obtain a BER of 6×10^{-2} for the 16QAM, a BER of 10^{-1} by using an OFDM, a BER of 10^{-1} for the 16PSK and a BER of 2×10^{-1} for the 16FSK.

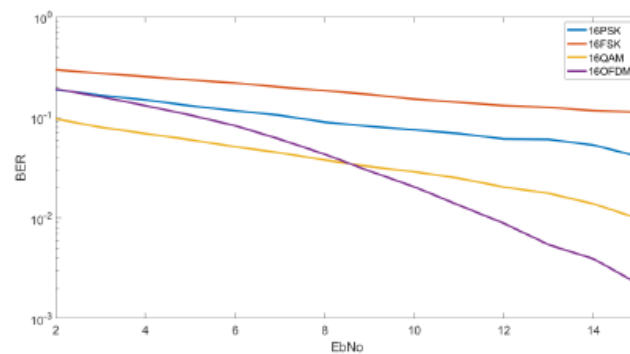


Figure 7. BER vs. E_b/N_0 $M = 16$.

4.2. BER Cumulative Distribution Function (CDF)

Once analyzed the BER depending on the E_b/N_0 it is important to analyze for each E_b/N_0 the CDF of the modulations depending on the order of modulation. By this test, we can obtain more information about the robustness of each modulation with low energy per bit and the probabilities of obtaining a low BER. All graphics of this section shows us in the Y-axis the probability of obtaining a BER lower than a value X_0 represented on the X-axis. The results are better when the line is at the top left.

4.2.1. BER vs. $E_b/N_0 = 5$ dB $M = 4$

In Figure 8, we can see for a low E_b/N_0 of 5 dB the behavior of each modulation and robustness. We can see that the OFDM and QAM have the best results in a very similar way. The 4QAM have a

probability of 79% to obtain a BER lower than 2×10^{-3} and the OFDM have a probability of a 78% to obtain a BER lower than 3×10^{-3} . The 4FSK as we can see is highly affected by the low energy bit transmission with a probability of a 4% to obtain a BER lower than 2×10^{-3} . As we can see in this graphic, the OFDM is shown to be a little bit worse than the 4QAM even though in the graphic of Figure 5 it is shown to be more robust. As we can see at Figure 8 for higher BERs the OFDM is more robust than the QAM, for a BER lower than 10^{-1} we have a probability of 98% for the OFDM, a probability of 95% for the 4QAM and a probability of 64% for the 4FSK. For this reason, for a low E_b/N_0 of 5 dB, the OFDM obtains better results in terms of average but for transmission with the minimum errors it is better to use the 4QAM.

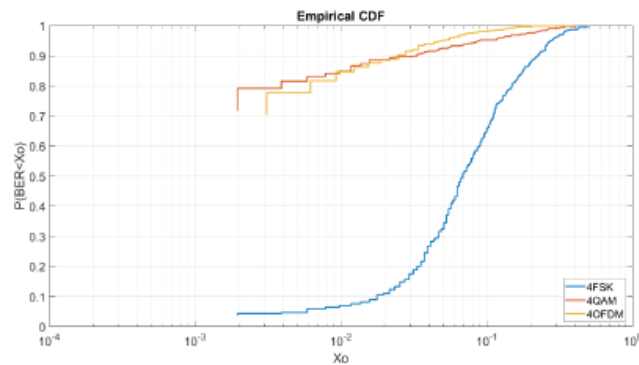


Figure 8. BER vs. $E_b/N_0 = 5$ dB $M = 4$

4.2.2. BER vs. $E_b/N_0 = 5$ dB $M = 8$

In Figure 9, we can see the CDF for an E_b/N_0 of 5 dB and order of modulation 8. As we can see, in this case, the OFDM obtains the best results in comparison of the 8PSK and the 8FSK. To obtain a BER lower than 2×10^{-3} we have a probability of 56% for the OFDM and a probability of 45% for the 8PSK. For the 8FSK, we have a probability of a 1% to obtain a BER lower than 4×10^{-3} .

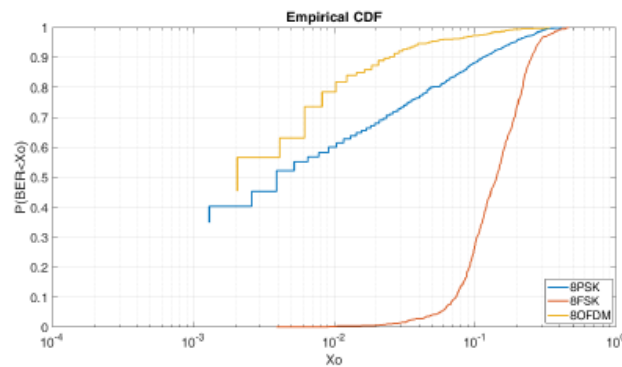


Figure 9. BER vs. $E_b/N_0 = 5$ dB $M = 8$

4.2.3. BER vs. $E_b/N_0 = 5$ dB $M = 16$

In Figure 10, we can see the CDF for a E_b/N_0 of 5 dB and order of modulation of 16. In this case, contrary to Figure 9, 16QAM obtains the best results in comparison of the 16PSK, the 16FSK and the OFDM. As we can see, to obtain a BER lower than 5×10^{-3} we have a probability of 54% for the 16QAM, a probability of 10% for the 16PSK, and a probability of 4% for the OFDM. At this figure, the OFDM is highly affected due to the increase of modulation order. Finally, in this case, the 16FSK has a probability of 10% to obtain a BER lower than 10^{-1} .

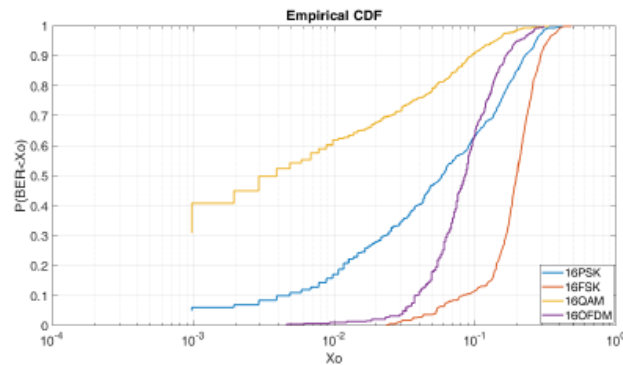


Figure 10. BER vs. $E_b/N_0 = 5$ dB $M = 16$.

4.2.4. BER vs. $E_b/N_0 = 8$ dB $M = 4$

Once the order modulations with a low E_b/N_0 of 5 dB are analyzed, we will analyze the same modulations with a E_b/N_0 of 8 dB. At Figure 11, we can see that the OFDM has better results than the 4QAM due to the increase of E_b/N_0 . To obtain a BER lower than 6×10^{-3} we have a probability of 97% for the OFDM, a probability of 95% for the 4QAM and a probability of 61% for the 4FSK. For this E_b/N_0 , we can see in Figure 11 that the OFDM always has better results than the 4QAM unlike the CDF of Figure 8.

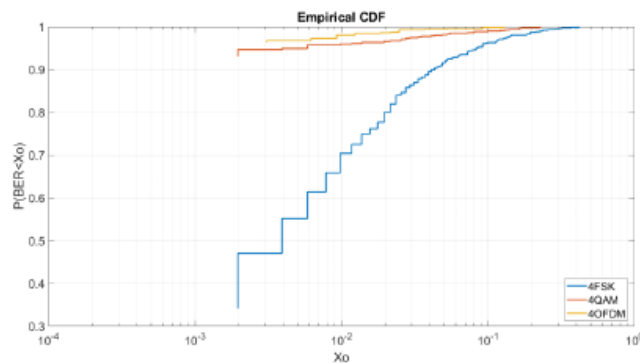


Figure 11. BER vs. $E_b/N_0 = 8$ dB $M = 4$.

4.2.5. BER vs. $E_b/N_0 = 8$ dB $M = 8$

At Figure 12, we can analyze again that the order 8 OFDM is more robust than the 8PSK and 8FSK. As we can see, to obtain a BER lower than 4×10^{-3} we have a probability of 95% for the OFDM, a probability of 88% for the 8PSK and a probability of 4% for the 8FSK.

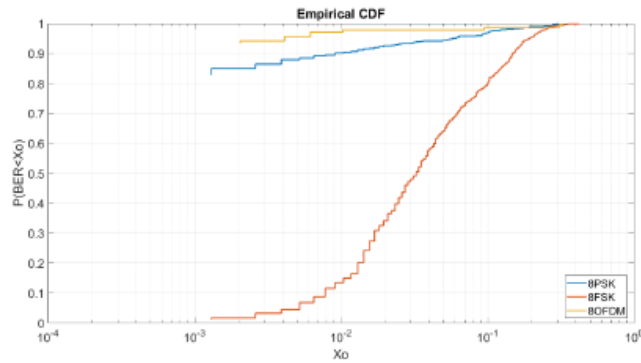


Figure 12. BER vs. $E_b/N_0 = 8$ dB $M = 8$.

4.2.6. BER vs. $E_b/N_0 = 8$ dB $M = 16$

At Figure 13, for a higher order modulation, the 16QAM is shown to be the best modulation to obtain high probabilities of low BER. In addition, we can observe that for a BER higher than 10^{-2} the OFDM has the same results as the 16QAM. For a lower BER, the 16QAM and the 16PSK are better. In Figure 13 we can analyze that to obtain a BER lower than 10^{-3} we have a probability of 70% for the 16QAM, a probability of 34% for the 16PSK and a probability of 30% to obtain a BER lower than 2×10^{-3} for the OFDM.

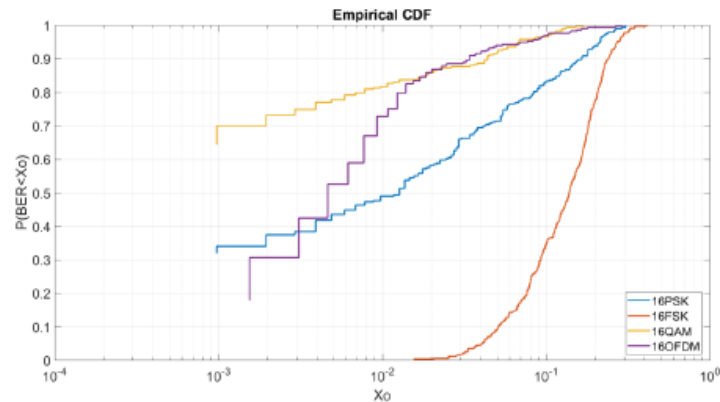


Figure 13. BER vs. $E_b/N_0 = 8$ dB $M = 16$.

For higher BER, to obtain a BER lower than 2×10^{-2} we have a probability of 87% for the OFDM and 16QAM, a probability of 58% for the 16PSK and a probability of 3% for the 16FSK.

4.3. BER CDF vs. Power

Taking into account the results obtained in Section 4.1 BER vs. E_b/N_0 and Section 4.2 BER CDF, we can analyze that the most robust modulations for order modulations 4 and 8 are the OFDM with a 4QAM and the OFDM with an 8PSK modulation. Despite the results, during a transmission with an average power, the analysis the E_b/N_0 received can have high variations. At Figure 14 we can analyze the CDF BER received signal for low power transmissions of 4QAM, 8PSK, OFDM with 4QAM and OFDM with 8PSK respectively with average power transmissions of 4.7 W, 5.1 W, 3.4 W and 3.7 W. Despite the similar average powers, the efficiency of the OFDM is 63% lower than the narrow-band modulations because of the low value of the IBO. As we can see in Figure 14, the graphic is based on the received signals between 20 UTC and 00 UTC, a range in which the channel presents high delay spreads of 2 ms affecting the robustness of narrowband modulations. To analyze the time range with a greater presence of multipath, we analyzed the ionograms of the Observatori de l'Ebre [22], and in Figure 15 we can distinguish the presence of the different ionosphere layers responsible for signal rebounds. The red line shows the possible reflection of the ordinary wave and the green line shows it for the extraordinary one. In Figure 15 we can see also the multipath produced with more than 8 paths.

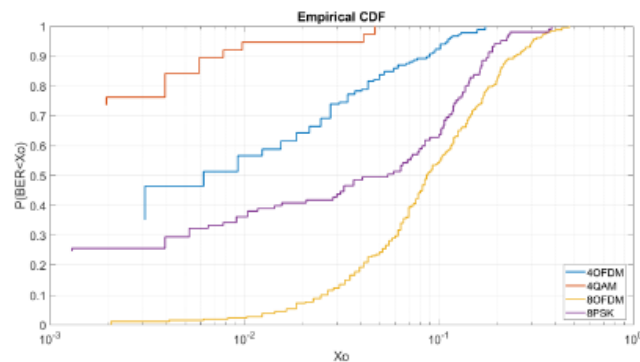


Figure 14. BER CDF vs. Power.

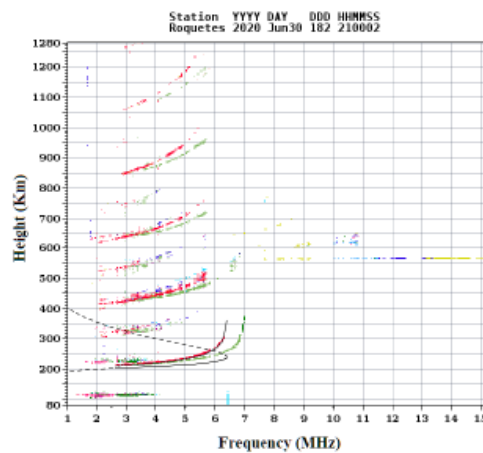


Figure 15. Ionogram at 20 UTC.

At Figure 14, despite the multipath, the 4QAM is the most robust modulation in comparison with the OFDM. As we can see, we have a probability of 76% to receive a BER lower than 2×10^{-3} , the OFDM with a 4QAM modulation has a probability of 46% to receive a BER lower than 3×10^{-3} , the 8PSK have a probability 25% to receive a BER lower than 4×10^{-3} and the OFDM with an 8PSK has 1% to receive a BER lower than 4×10^{-3} . As we can see, the OFDM with a 8PSK is shown to be the less robust modulation due to the lack of power to achieve E_b/N_0 of 8 dB to maintain its robustness.

4.4. Input Back Offs (IBOs) Test

Taking into account the results obtained in Section 4.3 BER CDF vs. Power, the 4QAM was shown to be the most robust modulation followed by the OFDM with a 4QAM modulation. Through the results obtained, the OFDM results can be improved by the variation of the IBO. The OFDM tested in previous figures were configured with an IBO of 3 dB. To improve the robustness of OFDM in front of the 4QAM modulation, in the next sections we will study the best IBO design for the OFDM.

To achieve that goal, a simple IBOs sweep to find the optimal value has been simulated as is shown below. The simulations have been set with a Rayleigh distribution with an SNR of 0 dB and a second path delayed 250 ms from the first one with half of the power. In Table 3, we can see the BER results in terms of IBO in a simulation scenario.

Table 3. Simulated IBO test.

IBO (dBs)	BER
0	0.0863
1.5	0.0644
3	0.0494
4.5	0.0404
6	0.0331
7.5	0.0284
9	0.0273
10	0.0267
12	0.0295
15	0.0377
18	0.0448
21	0.0497
24	0.0554
27	0.0639

The results show that values of IBOs between around 9 and 10 dBs can reduce the BER around 46% in relation to the IBO of 3 dB, so a priori the increase of the IBO value from the initial one, must overcome the results of the tests already done. That improvement makes it possible to make the OFDM more robust than the 4QAM of Figure 14.

4.5. BER CDF vs. IBO

In a real scenario, we performed several tests to verify the simulated IBO results and analyzed the best option to apply. In addition, IoT needs to have a low power system, so we limit the real tests up to 5 W of average power. Different studies such as [28–30] show that OFDM IBOs are typical between 6 and 14 dBs. In Table 4, we can see the transmitted PAPR in terms of IBOs and the average power that is transmitted. In Equation (7), we can see how the PAPR is calculated, the maximum absolute voltage value of the signal divided into the average absolute voltage value PAPR is always expressed in dBs.

$$\text{PAPR} = 10 \log \left(\frac{\max |x(k)|^2}{\mathbb{E} [|x(k)|^2]} \right) \quad (7)$$

Table 4. Real IBO test.

OFDM Configuration	IBO	PAPR	Average Power
#1	4.5 dB	10.3 dB	2.3 W
#2	6 dB	9.1 dB	2.9 W
#3	7.5 dB	8.1 dB	3.7 W
#4	9 dB	7.2 dB	4.6 W
#5	4.5 dB	6.7 dB	2.5 W
#6	6 dB	5.8 dB	3.1 W
#7	7.5 dB	5.0 dB	3.7 W
#8	9 dB	4.4 dB	4.3 W

Through the realization of this test, at Figure 16 we can analyze the IBO tests results of real transmissions. As we can see, to obtain a BER lower than 3×10^{-3} we have a probability of 80% for the configuration #4, a probability of a 77% for the configuration #3 and a probability of a 71% for the configuration #2, #8 and #9. The rest of results obtained are lower to assure stable communication, as we can see, to obtain the same BER we have a probability of 63% for the configuration #1, we have a probability of 40% for the configuration #6, and we have a probability of 31% for the configuration #5.

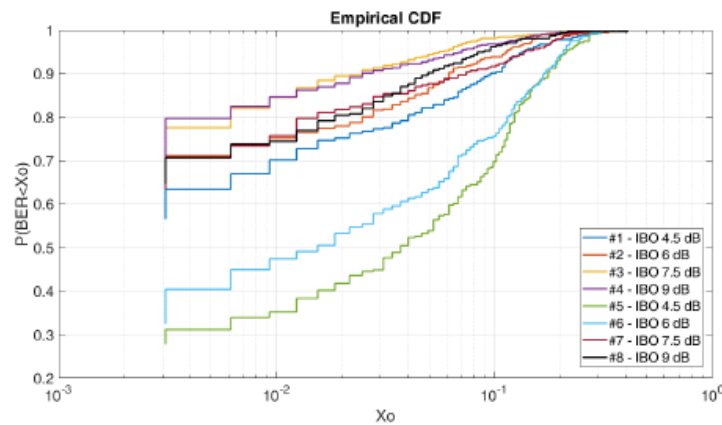


Figure 16. BER CDF vs. IBO.

By the variation of the IBO, we can analyze that the OFDM with a 4QAM modulation is more robust than the results achieved with the 4QAM narrowband modulation of Figure 14, the OFDM being more robust for a channel with the presence of a high delay spread.

4.6. Single Input Multiple Output (SIMO) Technique

Finally, by the results obtained, we can apply SIMO techniques by the addition of a second antenna at the receiver system. In Figure 17, we can see the results obtained by the ordinary wave, the extraordinary wave, and the use of SIMO techniques such as the SC technique and EGC technique. As we can see, the OFDM with a 4QAM modulation, an average power of 4.6 W and a SC technique can improve the probability of receiving a BER lower than 3×10^{-3} to a probability of 87% in front of the EGC which improves the probability to receive a BER lower than 3×10^{-3} to an 82%.

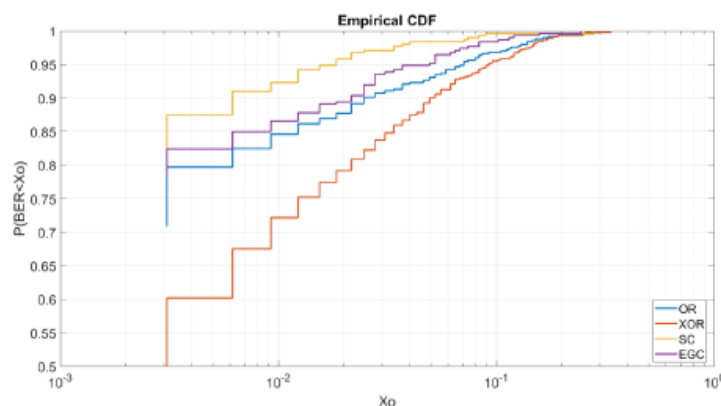


Figure 17. Single input multiple output (SIMO) technique.

5. Conclusions

Finally, we can conclude that OFDM overcomes narrow-band modulations in scenarios with high multipath such as mornings and evenings for NVIS communications. As we have studied, the OFDM is a good alternative but requires the IBO to be well configured to decrease the PAPR of the modulation signal. This factor is very important for remote sensing where the power consumption is a critical issue.

Through the study performed, in terms of robustness if we analyze the BER E_b/N_0 graphics, the OFDM modulation seems to be the best option with an IBO of 3 dB and a modulation order 4 in front of the narrowband modulations, as we have seen in Figure 5. Despite the results, if we focus on a certain value of E_b/N_0 and we analyze the BER on a CDF, the results change and the 4QAM seems to be the best option. As analyzed, the 4QAM modulation requires less E_b/N_0 to obtain better results as we can see at Section 4.2 BER CDF. That make sense of the challenge to obtain a robust low-power OFDM modulation due to the high PAPR and low average power for the same power transmissions. For that reason, one of the key issues of this study is the optimization of the OFDM using the IBO technique increasing the average power and consequently the average BER as we can see in Figure 16. The IBO technique as we have seen, offers a better efficiency for low-power OFDM modulations for remote sensors.

Furthermore, to make the NVIS communication more robust, as studied, the addition of a second antenna at the receiver system to apply SIMO techniques, can improve the link. By the use of the polarization technique using the ordinary and the extraordinary waves and the SC polarization technique, the BER results have been improved in a 9% the results obtained as we can see at Figure 17.

As analyzed, the mix of the OFDM and QAM depending on the channel scenario is the right approach, especially with the rapid changes of the ionosphere. Through the results obtained, in terms of applications, the OFDM can assure the use of NVIS communication for remote sensors in distances under 250 km, with low-power transmissions and a higher robustness than the HF standards modulations based on narrowband. We conclude that the study of multicarrier modulations benefits the robustness of NVIS communications giving a wide range of possibilities for sensors which need ubiquity to monitoring or sensing multiple facts.

Finally, through the results obtained we propose as the best option for NVIS remote sensing the use of an OFDM modulation for high multipath scenarios with 4QAM subcarriers and an average power transmission of 4.6 W. This configuration offers a bitrate of 2.139 Kbps and a probability of 80% to obtain a BER lower than 3×10^{-3} . In the case of adding a second antenna in the receiver system, the probability will increase to 87% to obtain a BER lower than 3×10^{-3} . In the case of need to reduce

the average power of the system more than 4.6 W, the receiver node will receive low E_b/N_0 signals. In this case, the use of a 4QAM will be more robust than the OFDM modulation.

In Table 5, we summarize different scenarios and the best modulation use for a robust transmission based on the results obtained in this article.

Table 5. Modulation depending on scenario.

Multipath	E_b/N_0	Modulation	SIMO Technique	Average Power	PAPR
High	Low	4-QAM	Selection Combining	4.7 W	4.8 dB
High	High	OFDM	Selection Combining	4.6 W	7.2 dB
Low	Low	4-QAM	Selection Combining	4.7 W	4.8 dB
Low	High	OFDM/4-QAM	Selection Combining	4.6W/4.7 W	7.2/4.8 dB

Author Contributions: Investigation, J.M.M., T.G., J.M., J.P., J.L.P. and D.B.; Methodology, J.L.P. and D.B.; Software, J.M.M., T.G., J.M. and J.P.; Supervision, J.L.P. and D.B.; Validation, J.L.P. and D.B.; Writing—original draft, J.M.M., T.G., J.M. and J.P.; Writing—review and editing, J.M.M., T.G., J.M., J.P., J.L.P. and D.B. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was funded by the Spanish Ministry on Science, Innovation and University, the Investigation State Agency and the European Regional Development Fund (ERDF) under the grant number RTI2018-097066-B-I00 (MCIU/AEI/FEDER, UE) for the project “NVIS SENSOR NETWORK FOR THE SOUTH SHETLAND ISLANDS” (SHETLAND-NET).

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

- Nikoghosyan, E.H. Ecology of Near-Earth Space. *arXiv* **2018**, arXiv:1812.10478.
- Saibi, H.; Bersi, M.; Mia, M.B.; Saadi, N.M.; Al Boushi, K.M.S.; Avakian, R.W. *Applications of Remote Sensing in Geoscience Recent Advances and Applications in Remote Sensing*; IntechOpen: London, UK, 2018. [\[CrossRef\]](#)
- Lary, D.J.; Alavi, A.H.; Gandomi, A.H.; Walker, A.L. Machine learning in geosciences and remote sensing. *Geosci. Front.* **2016**, *7*, 3–10. [\[CrossRef\]](#)
- Lee, K.; Claridades, A.R.C.; Lee, J. Improving a Street-Based Geocoding Algorithm Using Machine Learning Techniques. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 5628. [\[CrossRef\]](#)
- Alshakhlhi, T.; Liu, W.; Maruyama, Y. Automated Method of Road Extraction from Aerial Images Using a Deep Convolutional Neural Network. *Appl. Sci.* **2019**, *9*, 4825. [\[CrossRef\]](#)
- Han, J.; Park, C.; Kwon, J.H.; Lee, J.; Kim, T.S.; Jang, Y.Y. Performance Evaluation of Autonomous Driving Control Algorithm for a Crawler-Type Agricultural Vehicle Based on Low-Cost Multi-Sensor Fusion Positioning. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 4667. [\[CrossRef\]](#)
- Pi Joan, J.L.; Badia, D. Investigación a la Antártida: Comunicación a 12,500 Km con la ayuda de la Ionosfera-Cienciaprop®. Available online: <http://cienciaprop.fundaciocavinaros.com/conferencias/investigacion-a-la-antartida-comunicacion-a-12500-km-con-la-ayuda-de-la-ionosfera/> (accessed on 7 September 2020).
- Davies, K. *Ionospheric Radio*; The Institution of Engineering and Technology (IET): Stevenage, UK, 1990.
- MIL-STD-188C Appendix D. *Department of Defense Interface Standard: Interoperability and Performance Standards for Data Modems*; Department of Defense: Arlington, VA, USA, 2017.
- North Atlantic Treaty Organization. *STANAG 4539. (n.d)*; North Atlantic Treaty Organization: Brussels, Belgium, 2015.
- Parra, C.V. Comunicacions Avançades d’HF entre la Base Antàrtica Espanyola i l’Observatori de l’Ebre: Caracterització de Canal i Transmissió de Dades. 2008. Available online: <https://dialnet.unirioja.es/servlet/tesis?codigo=84296&orden=1&info=link> (accessed on 30 October 2020).
- Jodalén, V.; Lundborg, B.; Jacobsen, B. Channel characteristics of HF NVIS paths in northern Scandinavia. In Proceedings of the Eighth International Conference on HF Radio Systems and Techniques, Gullford, UK, 10–13 July 2000; pp. 269–273.
- Hervás, M.; Pi Joan, J.L.; Alsina-Pagès, R.M.; Salvador, M.; Altadill, D. Channel sounding and polarization diversity for the NVIS channel. In Proceedings of the Nordic HF Conference, Faro, Sweden, 12–14 August 2013.

14. Cannon, P.S.; Angling, M.J.; Davies, N.C.; Wilink, T.; Jodalen, V.; Jacobson, B.; Lundborg, B.; Broms, M. Damsen HF channel characterization—A review. In Proceedings of the 21st Century Military Communications. Architectures and Technologies for Information Superiority, Los Angeles, CA, USA, 20–25 October 2000; Volume 1, pp. 59–64. [\[CrossRef\]](#)
15. Erhel, Y.; Lemur, D.; Oger, M.; le Masson, J.; Marie, F. Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels: Two complementary circular polarizations reduce correlation. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2016**, *58*, 38–48. [\[CrossRef\]](#)
16. Bechet, P.; Bechet, A.C.; Miclaus, S. HF urban noise level in variable channels of 3–24 kHz: A preliminary experimental approach. In Proceedings of the Loughborough Antennas & Propagation Conference, Loughborough, UK, 13–14 November 2017; Volume 2017. [\[CrossRef\]](#)
17. Porte, J.; Maso, J.M.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Design, implementation, and test of an SDR for NVIS communications. *Int. J. Circuit Theory Appl.* **2019**, *47*, 1502–1512. [\[CrossRef\]](#)
18. Austin, R.; Bull, P.; Buffery, S. A raspberry Pi based scalable software defined network infrastructure for disaster relief communication. In Proceedings of the IEEE 5th International Conference on Future Internet of Things and Cloud, FiCloud, Prague, Czech Republic, 21–23 August 2017; pp. 265–271. [\[CrossRef\]](#)
19. Thomas, S.A.; Anusudha, K. Comparative analysis for various parametric attributes for an optimized DUC/DDC. In Proceedings of the International Conference on Inventive Computing and Informatics (ICICI), Coimbatore, India, 23–24 November 2017; pp. 206–209. [\[CrossRef\]](#)
20. Bonn Elektronik. Bonn Elektronik Power Amplifier 9kHz-40Ghz. Available online: <https://www.bonn-elektronik.com/wp-content/uploads/2013/04/brochure.pdf> (accessed on 13 February 2020).
21. Porte, J.; Pijoan, J.L.; Masó, J.M.; Badia, D.; Zaballos, A.; Alsina-Pagès, R.M. Advanced HF communications for remote sensors in Antarctica. In *Antarctica—A Key to Global Change*, 1st ed.; IntechOpen: London, UK, 2019.
22. Observatori de l'Ebre. Available online: <http://www.obsebre.es/es/> (accessed on 28 May 2020).
23. Alsina-Pagès, R.; Altadill, D.; Hervas, M.; Blanch, E.; Segarra, A.; Sans, X. Variation of Ionospheric Narrowband and Wideband Performance for a 12,760 km Transequatorial Link and Its Dependence on Solar and Ionospheric Activity. *Remote Sens.* **2020**, *12*, 2750. [\[CrossRef\]](#)
24. Maso, J.M.; Porte, J.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Study of NVIS channel for USN protocol definition in Antarctica. *Electron* **2020**, *9*, 6. [\[CrossRef\]](#)
25. Bergadà, P.; Alsina-Pagès, R.M.; Pijoan, P.L.; Salvador, M.; Regue, J.R.; Badia, D.; Graells, S. Digital transmission techniques for a long haul HF link: DSSS versus OFDM. *Radio Sci.* **2014**, *49*, 518–530. [\[CrossRef\]](#)
26. Grænenman, M. An Introduction to HF Propagation and the Ionosphere. Available online: <https://www.qsl.net/z11bpu/IONO/iono101.htm> (accessed on 8 September 2020).
27. Maso, J.M.; Male, J.; Porte, J.; Pijoan, J.L.; Badia, D. Ionospheric polarization techniques for robust NVIS remote sensing platform. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 3730. [\[CrossRef\]](#)
28. Zegeye, W.; Moazzami, E.; Dean, R. Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) Reduction for OFDM. In Proceedings of the International Telemetry Conference, Las Vegas, NV, USA, 21–24 October 2019.
29. Aghdam, M.H.; Sharifi, A.A. PAPR reduction in OFDM systems: An efficient PTS approach based on particle swarm optimization. *ICT Express* **2019**, *5*, 178–181. [\[CrossRef\]](#)
30. Musabe, R.; Lionel, M.B.; Ushindi, V.M.; Atupenda, M.; Ntaganda, J.; Bajpai, G. PAPR reduction in LTE network using both peak windowing and clipping techniques. *J. Electr. Syst. Inf. Technol.* **2019**, *6*, 1–11. [\[CrossRef\]](#)

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Capítulo 11 Referencias

- [1] “Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación | La Salle - URL.” <https://www.salleurl.edu/es/estudios/grado-en-ingenieria-de-sistemas-de-telecomunicacion> (accessed Jul. 22, 2022).
- [2] “La Salle Campus Barcelona.” <https://www.salleurl.edu/en> (accessed Jul. 22, 2022).
- [3] “Grupo de investigación en Internet Technologies & Storage - GRITS | La Salle | Campus Barcelona.” <https://www.salleurl.edu/es/la-salle/directorio/grupo-de-investigacion-en-internet-technologies-storage-grits> (accessed Jul. 22, 2022).
- [4] Arie Voors, “4NEC2.” Accessed: Jul. 22, 2022. [Online]. Available: <https://www.qsl.net/4nec2/>
- [5] J. Porte, J. Maso, J. L. Pijoan, and D. Badia, “Design, implementation, and test of an SDR for NVIS communications,” *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, no. 9, pp. 1502–1512, Sep. 2019, doi: 10.1002/CTA.2670.
- [6] J. Porte, J. M. Maso, J. L. Pijoan, and D. Badia, “Sensing System for Remote Areas in Antarctica,” *Radio Sci*, vol. 55, no. 3, p. e2019RS006920, Mar. 2020, doi: 10.1029/2019RS006920.
- [7] J. Porte Jimenez, J. Pijoan, J. M. Llinàs, D. Badia, A. Zaballos, and R. de Pozuelo, “Comunicaciones NVIS para redes de sensores remotos en la Antártida,” *IX Simposio de Estudios Polares 2018*. Jul. 2018.
- [8] J. M. Llinàs, J. Porte Jimenez, J. Pijoan, and D. Badia, “Internet of things communications for remote sensors in Antarctica using NVIS,” in *Nordic HF Conference 2019*, Jul. 2019.
- [9] J. Porte Jimenez, J. M. Llinàs, J. Pijoan, M. Miret, D. Badia, and J. M. J. W. Jayasinghe, “Education and e-health for developing countries using NVIS communications,” in *2018 IEEE 6th Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, Jul. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/R10-HTC.2018.8629842.
- [10] J. Porte Jimenez, J. Pijoan, J. M. Llinàs, and D. Badia, “Comunicaciones NVIS para telemedicina en zonas remotas,” *HEALTHIO*. Jul. 2018.
- [11] J. M. Masó Llinàs, “Modulaciones para sensores remotos con tecnología NVIS,” *Universitat Ramon Llull*, 2018, Accessed: Jul. 18, 2022. [Online]. Available: https://ccuc.csuc.cat/discovery/fulldisplay?docid=alma991049498589706706&context=L&vid=34CSUC_NETWORK:CSUC_CCUC_UNION&lang=ca&search_scope=DiscoveryNetwork&adaptor=Local%20Search%20Engine&tab=TOT&query=any,contains,maso%20NVIS&offset=0
- [12] J. M. Masó Llinàs, “Estudio de modulaciones digitales de baja potencia y anchos de banda variable en la Antártida,” 2019, Accessed: Jul. 18, 2022. [Online]. Available: https://ccuc.csuc.cat/discovery/fulldisplay?docid=alma991056375789706706&context=L&vid=34CSUC_NETWORK:CSUC_CCUC_UNION&lang=ca&search_scope=DiscoveryNet

work&adaptor=Local%20Search%20Engine&tab=TOT&query=any,contains,maso%20NVIS&sortby=date_d&facet=frbrgroupid,include,52320306525527693&offset=0

- [13] “Máster Universitario en Ingeniería en Telecomunicaciones | La Salle | Campus Barcelona.” <https://www.salleurl.edu/es/estudios/master-universitario-en-ingenieria-en-telecomunicaciones> (accessed Jul. 22, 2022).
- [14] J. M. Maso, J. Porte, J. L. Pijoan, and D. Badia, “Study of NVIS Channel for USN Protocol Definition in Antarctica,” *Electronics 2020, Vol. 9, Page 1037*, vol. 9, no. 6, p. 1037, Jun. 2020, doi: 10.3390/ELECTRONICS9061037.
- [15] J. Porte, A. Briones, J. M. Maso, C. Pares, A. Zaballos, and J. L. Pijoan, “Heterogeneous wireless IoT architecture for natural disaster monitorization,” *EURASIP J Wirel Commun Netw*, vol. 2020, no. 1, pp. 1–27, Dec. 2020, doi: 10.1186/S13638-020-01793-3/FIGURES/22.
- [16] J. M. Maso, T. Gonzalez, J. Male, J. Porte, J. L. Pijoan, and D. Badia, “NVIS Multicarrier Modulations for Remote-Sensor Applications,” *Sensors 2020, Vol. 20, Page 6232*, vol. 20, no. 21, p. 6232, Oct. 2020, doi: 10.3390/S20216232.
- [17] T. Gonzalez *et al.*, “SC-FDE Layer for Sensor Networks in Remote Areas Using NVIS Communications,” *Electronics 2021, Vol. 10, Page 1636*, vol. 10, no. 14, p. 1636, Jul. 2021, doi: 10.3390/ELECTRONICS10141636.
- [18] J. Male, J. Porte, T. Gonzalez, J. M. Maso, J. L. Pijoan, and D. Badia, “Analysis of the Ordinary and Extraordinary Ionospheric Modes for NVIS Digital Communications Channels,” *Sensors 2021, Vol. 21, Page 2210*, vol. 21, no. 6, p. 2210, Mar. 2021, doi: 10.3390/S21062210.
- [19] J. M. Maso, J. Male, J. Porte, J. L. Pijoan, and D. Badia, “Ionospheric Polarization Techniques for Robust NVIS Remote Sensing Platforms,” *Applied Sciences 2020, Vol. 10, Page 3730*, vol. 10, no. 11, p. 3730, May 2020, doi: 10.3390/APP10113730.
- [20] “Global IoT and non-IoT connections 2010-2025 | Statista.” <https://www.statista.com/statistics/1101442/iot-number-of-connected-devices-worldwide/> (accessed May 17, 2022).
- [21] “IoT connected devices worldwide 2019-2030 | Statista.” <https://www.statista.com/statistics/1183457/iot-connected-devices-worldwide/> (accessed May 17, 2022).
- [22] “State of the IoT 2020: 12 billion IoT connections.” <https://iot-analytics.com/state-of-the-iot-2020-12-billion-iot-connections-surpassing-non-iot-for-the-first-time/> (accessed May 17, 2022).
- [23] “Homepage - LoRa Alliance®.” <https://lora-alliance.org/> (accessed May 17, 2022).
- [24] “Sigfox - The Global Communications Service Provider for the Internet of Things (IoT).” <https://www.sigfox.com/en> (accessed May 17, 2022).
- [25] “Home - Wize Alliance.” <https://wize-alliance.com/> (accessed May 17, 2022).
- [26] “Iridium Satellite Communications | Your World. Our Network.” <https://www.iridium.com/> (accessed Jul. 23, 2022).

- [27] “Inmarsat | Enabling the Connected World.” <https://www.inmarsat.com/en/index.html> (accessed Jul. 23, 2022).
- [28] “Thuraya Mobile Satellite Communications Company.” <https://www.thuraya.com/products-list> (accessed Jul. 23, 2022).
- [29] “Globalstar.” <https://www.globalstar.com/es-la/> (accessed Jul. 23, 2022).
- [30] “ORBCOMM.” <https://www.orbcomm.com/> (accessed Jul. 23, 2022).
- [31] “Starlink.” <https://www.starlink.com/> (accessed Jul. 23, 2022).
- [32] J. S. Ojo, M. O. Ajewole, and S. K. Sarkar, “Rain Rate and Rain Attenuation Prediction for Satellite Communication in Ku and Ka Bands Over Nigeria.,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 5, pp. 207–223, 2008, doi: 10.2528/PIERB08021201.
- [33] B. E. v A and W. Professor of Physics, “On some direct evidence for downward atmospheric reflection of electric rays,” *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, vol. 109, no. 752, pp. 621–641, Dec. 1925, doi: 10.1098/RSPA.1925.0149.
- [34] *Radio Communications: In the Digital Age*. Harris Corporation, 2005.
- [35] C. Vilella *et al.*, “Vertical and oblique ionospheric soundings over a very long multihop HF radio link from polar to midlatitudes: Results and relationships,” *Radio Sci*, vol. 44, no. 2, 2009, doi: 10.1029/2008RS004001.
- [36] B. A. Witvliet and R. M. Alsina-Pagès, “Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: an overview,” *Telecommun Syst*, vol. 66, no. 2, pp. 295–309, Oct. 2017, doi: 10.1007/S11235-017-0287-2/TABLES/1.
- [37] “Near Vertical Incidence Skywave (NVIS).” <https://www.hamradioschool.com/post/near-vertical-incidence-skywave-nvis> (accessed Oct. 13, 2019).
- [38] “MIL-STD-188-110 D.” Department of Defense Interface Standard. Unites States of America, 2017.
- [39] “STANAG 4539.” North Atlantic Treaty Organization, Brussels, Belgium, 2015.
- [40] “Observatori de l’Ebre.” <https://www.obsebre.es/es/> (accessed May 20, 2022).
- [41] A. G. Ads *et al.*, “A comprehensive sounding of the ionospheric HF radio link from Antarctica to Spain,” *Radio Sci*, vol. 48, no. 1, pp. 1–12, 2013, doi: 10.1029/2012RS005074.
- [42] C. Vilella, J. C. Socoro, J. L. Pijoan, L. Gutierrez, and D. Altadill, “An Antarctica to Spain HF link: oblique sounding results,” pp. 91–94, Oct. 2006, doi: 10.1049/CP:20060310.
- [43] M. Hervás, R. M. Alsina-Pagès, J. L. Pijoan, M. Salvador, and D. Badia, “Advanced modulation schemes for an Antarctic Long Haul HF Link: Performance comparison between SC-FDE, OFDMA and SC-FDMA in a hostile environment,” *Telecommun Syst*, vol. 62, no. 4, pp. 757–770, Aug. 2016, doi: 10.1007/S11235-015-0110-X.

- [44] M. Hervás, J. L. Pijoan, E. M. Alsina-Pagès, M. Salvador, and D. Badia, "Single-carrier frequency domain equalisation proposal for very long haul HF radio links," *Electron Lett*, vol. 50, no. 17, pp. 1252–1254, Aug. 2014, doi: 10.1049/EL.2014.1184.
- [45] R. M. Alsina-Pagès, M. Salvador, M. Hervás, P. Bergadà, J. L. Pijoan, and D. Badia, "Spread spectrum high performance techniques for a long haul high frequency link," *IET Communications*, vol. 9, no. 8, pp. 1048–1053, May 2015, doi: 10.1049/IET-COM.2014.0807.
- [46] P. Bergadà, R. M. Alsina-Pagès, and M. Hervás, "Polarization diversity in a long-haul transequatorial HF link from Antarctica to Spain," *Radio Sci*, vol. 52, no. 1, pp. 105–117, Jan. 2017, doi: 10.1002/2016RS006136.
- [47] R. M. Alsina-Pagès *et al.*, "Remote Sensor Data Transmission from Antarctica to Spain with a Long-Haul HF Ionospheric Link," p. h003, Jun. 2015, doi: 10.3390/ECRS-1-H003.
- [48] J. L. Pijoan, D. Altadill, J. M. Torta, R. M. Alsina-Pagès, S. Marsal, and D. Badia, "Remote Geophysical Observatory in Antarctica with HF Data Transmission: A Review," *Remote Sens (Basel)*, vol. 6, no. 8, pp. 7233–7259, 2014, doi: 10.3390/RS6087233.
- [49] R. M. A. Pages, P. B. Carames, J. C. S. Carrié, and M. D. Herraiz, "Multiresolutive acquisition technique for DS-SS long-haul HF data link," *IET Conference Publications*, vol. 2009, no. 549 CP, pp. 259–263, 2009, doi: 10.1049/CP.2009.0075.
- [50] C. Vilella Parra, "Comunicacions avançades d'HF entre la Base Antàrtica Espanyola i l'Observatori de l'Ebre: caracterització de canal i transmissió de dades," 2009. Accessed: Jul. 28, 2022. [Online]. Available: <http://www.tdx.cat/handle/10803/9140>
- [51] R. M. Alsina Pagès, "Disseny de seqüències PN usant algorismes genètics, ajust del control difús i optimització de l'estructura multiresolutiva per a la sincronització d'un receptor DS-SS en canal ionosfèric de llarga distància," 2012. Accessed: Jul. 28, 2022. [Online]. Available: <http://www.tdx.cat/handle/10803/83673>
- [52] A. G. A. M. Ads, "Soundings of the ionospheric HF radio link between Antarctica and Spain," 2013. Accessed: Jul. 28, 2022. [Online]. Available: <http://www.tdx.cat/handle/10803/127224>
- [53] M. A. Hervas García, "Channel Sounding and physical layer definition for the HF long-haul link between Antarctica and Spain," 2016. Accessed: Jul. 28, 2022. [Online]. Available: <http://www.tdx.cat/handle/10803/359395>
- [54] J. Porté Jimenez, "Estudio, diseño e implementación de la capa física para comunicaciones remotas utilizando tecnología NVIS," 2021. Accessed: Jul. 28, 2022. [Online]. Available: <http://www.tdx.cat/handle/10803/672180>
- [55] M. Hervas, J. Pijoan, R. Alsina-Pagès, M. Salvador, and D. Altadill, "Channel sounding and polarization diversity for the NVIS channel," in *Nordic HF 13*, Aug. 2013.
- [56] U. Gil *et al.*, "Analysis of the NVIS channel availability in the medium wave band," *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, BMSB*, 2012, doi: 10.1109/BMSB.2012.6264276.
- [57] T. Dutono, Z. Zakariyah, T. Santoso, and D. Setiawan, "A Simplified Sounding System for Finding NVIS Channel Availability to Support Government Radio Networks in

- Indonesia," *EMITTER International Journal of Engineering Technology*, vol. 7, no. 1, pp. 326–342, Jun. 2019, doi: 10.24003/EMITTER.V7I1.388.
- [58] V. Jodalen, B. Lundborg, and B. Jacobsen, "Channel characteristics of HF NVIS paths in northern Scandinavia," *IEE Conference Publication*, no. 474, pp. 269–273, 2000, doi: 10.1049/CP:20000186.
- [59] P. S. Cannon *et al.*, "Damson HF channel characterisation - A review," *Proceedings - IEEE Military Communications Conference MILCOM*, vol. 1, pp. 59–64, 2000, doi: 10.1109/MILCOM.2000.904913.
- [60] E. M. Warrington and A. J. Stocker, "Measurements of the Doppler and multipath spread of HF signals received over a path oriented along the midlatitude trough," *Radio Sci*, vol. 38, no. 5, 2003, doi: 10.1029/2002RS002815.
- [61] V. Ivanov, N. Ryabova, A. Elsukov, and A. Lashevsky, "OFDM signal with BPSK modulated subcarriers for multi-carrier ionospheric sounding," *ITM Web of Conferences*, vol. 30, p. 15006, 2019, doi: 10.1051/ITMCONF/20193015006.
- [62] U. Umaisarah, G. Hendratoro, A. Mauludiyanto, and T. Fukusako, "Capacity of 2 2 MIMO HF NVIS Channels with Linearly Polarized Horizontal Antennas," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 8, no. 4, pp. 1120–1123, Aug. 2019, doi: 10.1109/LWC.2019.2908648.
- [63] G. Garrofé Montoliu, "Receptor de comunicacions NVIS en temps real i disseny d'una xarxa de comunicacions per les comunitats remotes del Valle Sagrado," 2019, Accessed: Sep. 03, 2022. [Online]. Available: https://ccuc.csuc.cat/discovery/fulldisplay?docid=alma991002170309706706&context=L&vid=34CSUC_NETWORK:CSUC_CCUC_UNION&lang=ca&search_scope=DiscoveryNetwork&adaptor=Local%20Search%20Engine&tab=TOT&query=any,contains,guillem%20arofe&offset=0
- [64] M. Miret Badia, "Digital emergency Communications for the isolated High-Andean communities in Valle Sagrado," *Universitat Ramon Llull*, 2018.
- [65] J. Male Carbonell, "Study of Polarization Diversity and SIMO Systems for NVIS Technologies," Sep. 2019.
- [66] J. Porte Jiménez, "Desenvolupament d'una plataforma de baix cost per a sensors remots amb tecnologia NVIS," *Universitat Ramon Llull*, 2017, Accessed: Jul. 18, 2022. [Online]. Available: https://ccuc.csuc.cat/discovery/fulldisplay?docid=alma991040293399706706&context=L&vid=34CSUC_NETWORK:CSUC_CCUC_UNION&lang=ca&search_scope=DiscoveryNetwork&adaptor=Local%20Search%20Engine&tab=TOT&query=any,contains,joaquim%20porte&offset=0
- [67] J. Malé Carbonell, "Ionospheric polarization diversity and channel study for robust NVIS remote sensing platforms," 2020.
- [68] "Zynq-7010 SoC." https://www.xilinx.com/content/dam/xilinx/support/documents/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf (accessed Feb. 05, 2023).

- [69] "Cortex-A9." <https://developer.arm.com/documentation/ddi0388/i/> (accessed Feb. 05, 2023).
- [70] "STEMlab 125-14 - Red Pitaya." <https://redpitaya.com/rtd-iframe/?iframe=https://redpitaya.readthedocs.io/en/latest/developerGuide/hardware.html> (accessed Feb. 05, 2023).
- [71] "Raspberry Pi Documentation - Raspberry Pi hardware." <https://www.raspberrypi.com/documentation/computers/raspberry-pi.html> (accessed Feb. 05, 2023).
- [72] "Radio Club La Salle (RCLS) | La Salle | Campus Barcelona." <https://www.salleurl.edu/es/radio-club-la-salle-rcls> (accessed Jul. 18, 2022).
- [73] "Teensy USB Development Board." <https://www.pjrc.com/store/teensy32.html#tech> (accessed Feb. 05, 2023).
- [74] "Adafruit Ultimate GPS Breakout - 66 channel w/10 Hz." <https://learn.adafruit.com/adafruit-ultimate-gps/downloads> (accessed Feb. 05, 2023).
- [75] "TANGO 20 Antennas - Siretta." https://www.siretta.com/?smd_process_download=1&download_id=3340 (accessed Feb. 05, 2023).
- [76] "BONN Elektronik BLWA 0103-250." <https://frontend.bonn-elektronik.com/pdfsheets.php?modellreihe=140&smid=354&lang=eng> (accessed Jul. 17, 2022).
- [77] "Low Noise Amplifier, 0.1 - 500 MHz, 50Ω | ZFL-500LN+ | Mini-Circuits." <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZFL-500LN+.pdf> (accessed Feb. 05, 2023).
- [78] J. Porté, J. Lluís Pijoan, J. Masó, D. Badia, A. Zaballos, and R. Maria Alsina-Pagès, "Advanced HF Communications for Remote Sensors in Antarctica," *Antarctica - A Key To Global Change*, Apr. 2019, doi: 10.5772/INTECHOPEN.81108.
- [79] "MFJ-918, BALUN, 1:1, 1.8-30MHz, 1.5kW." <https://cdn.shopify.com/s/files/1/0289/7782/3843/files/MFJ-918.pdf?v=1586534085> (accessed Feb. 05, 2023).
- [80] "STANAG 4539. Technical Standards for Non-Hopping HF Communications Waveforms," Brussels, Belgium: North Atlantic Treaty Organization, 2005.
- [81] "Interoperability and Performance Standards for Data Modems," in *MIL-STD 188 110C Appendix D*, Arlington, USA: Department of Defense Interface Standard, 2017.
- [82] R. Bureau, "Handbook on Ground Wave Propagation Edition of 2014".
- [83] "Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz P Series Radiowave propagation," 2007, Accessed: May 17, 2022. [Online]. Available: <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>
- [84] "Software, Data and Validation examples for ionospheric and tropospheric radio wave propagation and radio noise." <https://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg3/Pages/iono-tropo-spheric.aspx> (accessed Sep. 04, 2022).

- [85] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York, USA: McGraw-Hill, 1995.
- [86] K. Davies, "Ionospheric Radio," *Ionospheric Radio*, Jan. 1990, doi: 10.1049/PBEW031E.
- [87] P. Li, C. H. Liang, and J. Tian, "Polarization diversity experiments in HF communication," *ISAPE 2003 - 2003 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, Proceedings*, pp. 556–559, 2003, doi: 10.1109/ISAPE.2003.1276751.
- [88] Y. Erhel, D. Lemur, M. Oger, J. le Masson, and F. Marie, "Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels: Two complementary circular polarizations reduce correlation.," *IEEE Antennas Propag Mag*, vol. 58, no. 6, pp. 38–48, Dec. 2016, doi: 10.1109/MAP.2016.2609799.
- [89] A. Ismail and K. Mohamed-Pour, "QAM and PSK modulation performance analysis over narrow band HF channel," <https://doi.org/10.1080/15567036.2019.1649329>, vol. 44, no. 1, pp. 2272–2283, Mar. 2019, doi: 10.1080/15567036.2019.1649329.
- [90] P. Bergadà *et al.*, "Digital transmission techniques for a long haul HF link: DSSS versus OFDM," *Radio Sci*, vol. 49, no. 7, pp. 518–530, Jul. 2014, doi: 10.1002/2013RS005203.
- [91] S. Antoniou, L. Christofi, P. R. Green, and G. F. Gott, "High rate data transmission in the mid-latitude NVIS HF channel," *IEE Proceedings: Communications*, vol. 153, no. 2, pp. 272–278, Apr. 2006, doi: 10.1049/IP-COM:20050124.
- [92] M. Hervás, R. M. Alsina-Pagès, J. L. Pijoan, M. Salvador, and D. Badia, "Advanced modulation schemes for an Antarctic Long Haul HF Link," *Telecommunication Systems 2015 62:4*, vol. 62, no. 4, pp. 757–770, Nov. 2015, doi: 10.1007/S11235-015-0110-X.
- [93] C. C. Watterson, J. R. Juroshek, and W. D. Bensema, "Experimental Confirmation of an HF Channel Model," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 18, no. 6, pp. 792–803, 1970, doi: 10.1109/TCOM.1970.1090438.
- [94] "LDI Website Utilities." <http://dgs.obsebre.es:8081/ionogif/history.html> (accessed Sep. 05, 2022).
- [95] N. N. Nik Abd Malik, N. Ngajikin, S. M. Idrus, and N. D. Abdul Latif, "Peak to Average Power Ratio (PAPR) reduction in OFDM system," *2006 International RF and Microwave Conference, (RFM) Proceedings*, pp. 75–79, 2006, doi: 10.1109/RFM.2006.331041.
- [96] P. K. Pradhan, S. S. Yadav, and S. K. Patra, "PAPR reduction in OFDM systems," *11th IEEE India Conference: Emerging Trends and Innovation in Technology, INDICON 2014*, Feb. 2015, doi: 10.1109/INDICON.2014.7030615.
- [97] R. Musabe, M. B. Lionel, V. Mugongo Ushindi, M. Atupenda, J. Ntaganda, and G. Bajpai, "PAPR reduction in LTE network using both peak windowing and clipping techniques," *Journal of Electrical Systems and Information Technology 2019 6:1*, vol. 6, no. 1, pp. 1–11, Nov. 2019, doi: 10.1186/S43067-019-0004-1.
- [98] B. A. Witvliet *et al.*, "The importance of circular polarization for diversity reception and MIMO in NVIS propagation," *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*, pp. 2797–2801, 2014, doi: 10.1109/EUCAP.2014.6902407.
- [99] U. Umaisaroh, G. Hendratoro, A. Mauludiyanto, and T. Fukusako, "Capacity of 2 x 2 MIMO HF NVIS Channels with Linearly Polarized Horizontal Antennas," *IEEE Wireless*

Communications Letters, vol. 8, no. 4, pp. 1120–1123, Aug. 2019, doi: 10.1109/LWC.2019.2908648.

- [100] “(PDF) Near Vertical Incidence Skywave - Interaction of Antenna and Propagation Mechanism [PhD Thesis].”
https://www.researchgate.net/publication/284284255_Near_Vertical_Incidence_Skywave_-_Interaction_of_Antenna_and_Propagation_Mechanism_PhD_Thesis (accessed Jul. 10, 2022).
- [101] J. F. Valenzuela-Valdés, M. A. García-Fernández, A. M. Martínez-González, and D. Sánchez-Hernández, “The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments,” *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 5, no. 1, pp. 534–536, 2006, doi: 10.1109/LAWP.2006.889552.