

Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones



Trabajo Fin de Grado

ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU EN ENTORNOS APERIÓDICOS
PARA EMISIÓN DE SEÑALES ULTRASÓNICAS.

ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR

Autor: Abel Chumillas Villegas

Tutor/es: M^a del Carmen Pérez Rubio

Cotutor: Joaquín Aparicio Sosa



Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicación.

Trabajo fin de grado

**“ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU EN
ENTORNOS APERIÓDICOS PARA EMISIÓN DE
SEÑALES ULTRASÓNICAS”**

Autor: Abel Chumillas Villegas

Tutora: M^a Carmen Pérez Rubio

Cotutor: Joaquín Aparicio Sosa

TRIBUNAL:

Presidente: Álvaro Hernández Alonso

Vocal 1: Ana Isabel de Andrés Rubio

Vocal 2: M^a Carmen Pérez Rubio

AGRADECIMIENTOS.

Quiero agradecer en este trabajo de fin de grado a toda la gente que ha estado durante esta etapa de mi vida y me han ofrecido un apoyo incondicional.

En primer lugar y más importante, me gustaría agradecer a mi familia: en especial a mis padres y hermano, María, Juan Antonio y Juan. He recibido por vuestra parte un apoyo incondicional, tanto en los buenos como en los malos momentos. Gracias a mis padres por estar siempre ofreciéndome su apoyo, por haberme animado a realizar este grado y continuar con mi formación académica.

A mis amigos y compañeros de viaje, que me han comprendido y apoyado durante los años de estudio. Gracias por haberme ofrecido momentos de desconexión, en los que he podido disfrutar y poder volver a remontar anímicamente.

A mis compañeros de carrera: Guillermo, Desiré, Carlos, Soraya, Estefanía..., que durante todos estos años hemos estado luchando, con el objetivo de poder terminar una fase de nuestra vida, Además, hemos vivido buenos momentos juntos y doy gracias por que se haya cruzado nuestras vidas.

A mis tutores, M^a Carmen y Joaquín, con la ayuda ofrecida durante la ejecución del trabajo, su gran disponibilidad e infinita paciencia para poder realizar este trabajo. Gracias a Santiago que también le considero como un tutor más, ya que ha estado también ayudando en la ejecución del proyecto. Gracias por la motivación y los ánimos durante este último periodo.

ÍNDICE

ÍNDICE DE FIGURAS	8
ÍNDICE DE TABLAS	11
GLOSARIO DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS.....	12
RESUMEN CASTELLANO	14
ABSTRACT.....	15
RESUMEN EXTENDIDO	16
MEMORIA.....	17
1. INTRODUCCIÓN.....	17
1.1. ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE.....	17
1.2. OBJETIVOS DEL TFG.	19
1.3. CONTEXTO.....	20
1.4. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO.....	20
2. ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU EN ENTORNOS APERIÓDICOS.	22
2.1. CONCEPTOS BÁSICOS.	22
2.1.1. CORRELACIÓN PERIÓDICA (AC Y CC).....	22
2.1.2. CORRELACIÓN APERIÓDICA (AC Y CC).....	23
2.1.3. COTAS DE AUTO-CORRELACIÓN, CORRELACIÓN CRUZADA Y COTA.	25
2.2. SECUENCIAS ZADOFF-CHU.....	27
2.2.1. GENERACIÓN DE CÓDIGOS.	28
2.2.2. PROPIEDADES CORRELACIÓN PERIÓDICA.....	29
2.2.3. COMPORTAMIENTO EN APERIÓDICO.	30
2.2.3.1. EFECTO DE L_{zc}	30
2.2.3.2. Efecto del número de usuarios simultáneos.....	35
2.2.3.3. ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU PREFERIDOS.....	37
2.2.4. CONCLUSIONES.....	39
3. ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN.	41
3.1. NECESIDAD DE MODELACIÓN.....	41
3.2. PARÁMETROS DE ANÁLISIS.....	41
3.2.1. COTA DE CORRELACIÓN.....	42
3.2.2. SIDELOBE TO MAINLOBE RATIO.....	42
3.2.3. ANCHURA DEL PICO DE CORRELACIÓN.....	42
3.2.4. ÁREA DEL PICO DE CORRELACIÓN.	43
3.2.5. ENERGÍA NORMALIZADA DE LA SEÑAL.....	44
3.3. MODULACIÓN QPSK.....	44
3.3.1. ANÁLISIS TEÓRICO	44
3.3.2. ESTUDIO DE RAÍCES DE GENERACIÓN SIMÉTRICAS.	46
3.3.3. ESTUDIO DEL EFECTO DEL NÚMERO DE CICLOS DE LA PORTADORA FRENTE A LA LONGITUD DEL CÓDIGO.....	49

3.3.4.	CONCLUSIONES.....	54
3.4.	MODULACIÓN FREQUENCY HOPPING.....	54
3.4.1.	ANÁLISIS TEÓRICO	54
3.4.2.	ESTUDIO DEL EFECTO DEL TIEMPO DE TRANSMISIÓN DE LAS SECUENCIAS FRENTE A LA DURACIÓN DEL SÍMBOLO.....	57
3.4.2.1.	SLOW FREQUENCY HOPPING.....	58
3.4.2.2.	FAST FREQUENCY HOPPING.....	73
3.4.3.	CONCLUSIONES.....	76
3.5.	MODULACIÓN CHIRP.....	77
3.5.1.	ANÁLISIS TEÓRICO	77
3.5.2.	ESTUDIO DEL EFECTO DEL TIEMPO DE TRANSMISIÓN EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DEL CÓDIGO FRENTE A LA PORTADORA CHIRP.	79
3.5.3.	CONCLUSIONES.....	92
3.6.	MODULACIÓN OFDM.....	92
3.6.1.	ANÁLISIS TEÓRICO	92
3.6.2.	SIMETRÍA HERMÍTICA	94
3.6.3.	CONCLUSIONES.....	107
3.7.	COMPARATIVA MODULACIONES.....	108
3.8.	CONCLUSIONES.....	110
3.9.	COMPARATIVA MEJOR MODULACIÓN CON SECUENCIAS KASAMI BPSK.....	111
4.	MODELADO DE EFECTOS TÍPICOS SOBRE LA SEÑAL ULTRASÓNICA.....	113
4.1.	RESPUESTA DEL TRANSDUCTOR.....	113
4.2.	EFECTOS DEL CANAL.....	115
4.2.1.	RUIDO BLANCO GAUSSIANO.....	116
4.2.2.	RUIDO IMPULSIVO.....	117
4.2.3.	EFECTO CERCA-LEJOS.....	119
4.2.4.	EFECTO DOPPLER.....	120
4.2.5.	EFECTO MULTICAMINO.....	123
4.3.	CONCLUSIONES	126
5.	CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....	126
5.1.	RECOPIACIÓN DE LOGROS DEL TRABAJO.....	126
5.2.	FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....	127
6.	PRESUPUESTO.....	129
6.1.	Presupuesto del material.....	129
6.2.	Presupuesto del estudio.....	130
6.3.	Presupuesto Total.....	130
7.	BIBLIOGRAFÍA.....	131

ÍNDICE DE FIGURAS.

Figura 1. Precisión y cobertura de sistemas acústicos con respecto a otras tecnologías [Ureña, 2017].	17
Figura 2. Esquema del sistema completo.	19
Figura 3. Correlación para secuencias periódicas.	23
Figura 4. Correlación para secuencias aperiódicas.	24
Figura 5. Auto-correlación, $L_{ZC}=17$ y 3 emisores.	26
Figura 6. Correlación cruzada, $L_{ZC}=17$ y 3 emisores.	27
Figura 7. Clasificación de distintas secuencias [García, 2015].	28
Figura 8. Auto-correlación para una secuencia Zadoff-Chu periódica de longitud $L_{ZC}=17$ y un emisor.	29
Figura 9. Correlación cruzada para dos secuencias Zadoff-Chu periódicas de longitud $L_{ZC}=17$.	30
Figura 10. Auto-correlación para longitud par $L_{ZC}=18$, con $k=11$ (a), 13 (b) y 17 (c).	31
Figura 11. Correlación cruzada para longitud par, $L_{ZC}=18$, $k=11$ y 13 (a), $k=11$ y 17 (b) y $k=13$ y 17 (c).	32
Figura 12. Auto-correlación para longitud impar $L_{ZC}=19$, con $k=3$, 11 y 13.	32
Figura 13. Correlación cruzada para longitud impar, $L_{ZC}=19$ con $k=3$ y 11 (a), $k=3$ y 13 (b) y $k=11$ y 13 (c).	33
Figura 14. Cotas de correlación en función de la L_{ZC} , prima $L_{ZC}=53$ y no prima $L_{ZC}=55$.	34
Figura 15. Cotas de correlación en función de L_{ZC} y el número de emisores.	37
Figura 16. Mejores raíces de generación en función de L_{ZC} .	39
Figura 17. Anchura del lóbulo principal para $L_{ZC}=251$.	43
Figura 18. Área de la correlación al 20% del umbral.	43
Figura 19. Esquema de modulación QPSK para ZC [Murano, 2018].	45
Figura 20. Códigos en banda base para QPSK.	45
Figura 21. Espectro de la señal modulada.	46
Figura 22. Cotas de AC para cada una de las raíces de generación, con $0 \leq k \leq L-1$.	47
Figura 23. Correlación Cruzada para $L_{ZC}=61$ y $k=[1 \ 60]$ (a) y $k=[1 \ 30]$ (b).	48
Figura 24. Comparativa entre la cota de correlación para secuencias con raíces de generación no elegible ($k=[1 \ 5]$ (a)) y elegible ($k=[1 \ 7]$ (b)).	48
Figura 25. COTA para ciclos de portadora fijos.	51
Figura 26. Relación COTA variando el número de emisores, la L_{ZC} y el O_f , y manteniendo estable T_t .	54
Figura 27. Patrón de emisión para 5 emisores mediante modulación Frequency Hopping	55
Figura 28. Slow-FH.	56
Figura 29. Fast-FH.	56
Figura 30. Esquema de modulación FH [Murano, 2018].	57
Figura 31. Anchos de banda reservados en función del número de emisores: (a) dos emisores y (b) cinco emisores, simultáneos.	60
Figura 32. Correlación secuencia ZC modulada Slow-FH, $L_{ZC}=23$ y un emisor.	64
Figura 33. Auto-correlación secuencia ZC modulada Slow-FH, $L_{ZC}=23$ y 5 emisores.	65
Figura 34. Correlación de $L_{ZC}=23$ con raíces de generación $k=1, 11, 8, 6$ y 9 respectivamente.	66

Figura 35. Correlación de $L_{ZC}=23$ con raíces de generación $k=9, 4, 10, 3$ y 5 respectivamente. .66	66
Figura 36. Portadoras de Slow-FH para $L_{ZC}=41$, 5 emisores y $T_b=266$69	69
Figura 37. Portadoras de Slow-FH para $L_{ZC}=41$, 5 emisores y $T_b=1066$70	70
Figura 38. Auto-correlación Slow-FH para 5 emisores, $T_b=266$ y $L_{ZC}=41$71	71
Figura 39. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp con $L_{ZC}=61$ y cinco emisores. ...79	79
Figura 40. Resultados $COTA_{AC}$, para la prueba 1.81	81
Figura 41. Obtención del lóbulo principal y lateral para una modulación Chirp, empleando una $L_{ZC}=17$, $T_t=25$ ms y $k_i=1$ (figura superior) y 8 (figura inferior).81	81
Figura 42. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp para $L_{ZC}=17$ y $T_t=25$ ms.82	82
Figura 43. Espectro de la señal modulada para cada emisor.83	83
Figura 44. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp para $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}=0.25$ ms.86	86
Figura 45. Envolvente del área de la señal $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}=0.25$ ms.87	87
Figura 46. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp para $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}= 4.3$ ms.87	87
Figura 47. Envolvente por encima del 20% del área de la señal $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}= 4.3$ ms88	88
Figura 48. Pruebas para $L_{ZC}=13$ y T_{CH} variable.89	89
Figura 49. Pruebas para $L_{ZC}=59$ y T_{CH} variable.89	89
Figura 50. Resultados $COTA_{AC}$91	91
Figura 51. Esquema de emisión OFDM [Murano, 2018].93	93
Figura 52. Ancho de banda de la modulación OFDM.94	94
Figura 53. Correlación para $L=13$ y un emisor.96	96
Figura 54. Relación $COTA_{AC}$97	97
Figura 55. Variación de $COTA_{CC}$ con L_{ZC} , para OFDM.98	98
Figura 56. $COTA$ de correlación en función del número de emisores, variando L_{ZC} modulando en OFDM.99	99
Figura 57. Ancho del pico principal variando L_{ZC}99	99
Figura 58. Área en función de L_{ZC}100	100
Figura 59. Relación $COTA_{AC}$ en función de L_{ZC}105	105
Figura 60. Variación de la $COTA_{CC}$ en función de L_{ZC} para la modulación OFDM.105	105
Figura 61. $COTA$ en función de L_{ZC} para modulación OFDM.106	106
Figura 62. Ancho del pico principal en función de L_{ZC}106	106
Figura 63. Área en función de L_{ZC}107	107
Figura 64. Comparativa de las diferentes modulaciones, en función de sus parámetros.109	109
Figura 65. SMR de las modulaciones en función de la variación de L_{ZC} empleando cinco emisores.110	110
Figura 66. Auto Correlación para códigos Zadoff-Chu y QPSK y Kasami y BPSK.111	111
Figura 67. Curva de sensibilidad del transductor [URL1].113	113
Figura 68. Modelo del transductor ProWave200LM450 como emisor.114	114
Figura 69. Espectro en frecuencia de la señal QPSK.114	114
Figura 70. Espectro aplicando el transductor, QPSK.115	115
Figura 71. Señal modulada en QPSK.115	115
Figura 72. Señal aplicando el transductor, QPSK.115	115
Figura 73. Esquema de aplicación de ruido Gaussiano.117	117

Figura 74. Comparativa de los efectos producidos por el ruido blanco Gaussiano en función de la modulación SNR=-35 dB.	117
Figura 75. Ruido impulsivo al 20% de la secuencia para todas las pruebas.....	118
Figura 76. Ruido impulsivo al 80% de la secuencia para todas las pruebas.....	118
Figura 77. Resultados obtenidos aplicando Ruido impulsivo a -35dB (a) para $T_t=25$ ms.	119
Figura 78. Efecto cerca-lejos en función de las modulaciones empleadas.	120
Figura 79. Gráfica 3D del efecto Doppler.	122
Figura 80. Ilustración del efecto multicamino.	123
Figura 81. Exponencial de atenuaciones para el efecto multicamino.	124
Figura 82. Efecto Multicamino , con atenuación del 20%.	125
Figura 83. Efecto Multicamino atenuación máxima del 30% (a), 20% (b).	125

ÍNDICE DE TABLAS.

Tabla 1. Comparativa entre longitudes pares e impares para emisión aperiódica.....	33
Tabla 2. Comparativa para longitudes impares primas y no primas.....	34
Tabla 3. Comparativa de las cotas, variando L_{ZC}	35
Tabla 4. Comparativa de las cotas, variando L_{ZC} y el número de emisores para secuencias ZC..	37
Tabla 5. Comparativa de raíces elegibles y raíces no elegibles.....	38
Tabla 6. Resultados obtenidos de modular en QPSK manteniendo el número de ciclos de portadora fijo.	50
Tabla 7. Resultados obtenidos de modular en QPSK, variando el O_f y L_{ZC} y manteniendo estable T_t	53
Tabla 8. Configuración Slow-FH, prueba 1.....	58
Tabla 9. Resultados Slow-FH, prueba 1.	58
Tabla 10. Configuración Slow-FH, prueba 2.....	61
Tabla 11. Resultados Slow-FH, prueba 2.	62
Tabla 12. Raíces de generación elegidas para las secuencias ZC.	63
Tabla 13. Energía para $T_t=0.025$ ms.....	63
Tabla 14. Configuración Slow-FH, prueba 3.....	68
Tabla 15. Resultados Slow-FH, prueba 3.	68
Tabla 16. Resultados obtenidos prueba 4 Slow-FH.	72
Tabla 17. Resultados Fast-FH, prueba 1.	73
Tabla 18. Resultados Fast-FH, prueba 2.	74
Tabla 19. Resultados Fast-FH, prueba 3.	75
Tabla 20. Resultados Fast-FH, prueba 4.	76
Tabla 21. Energía para $T_t=0.025$ ms en la modulación Fast-FH.	76
Tabla 22. Frecuencias para cada secuencia.	78
Tabla 23. Comparativa para la variación de L_{ZC} y el número de emisores de una modulación Chirp.....	80
Tabla 24. Resultados obtenidos para la prueba 2, modulación Chirp.	86
Tabla 25. Resultados obtenidos para la prueba 3, modulación Chirp.	91
Tabla 26. Resultados obtenidos para la prueba 1, con modulación OFDM.	95
Tabla 27. Comparativa variando el ancho de banda, número de emisores y $L_{ZC}=13$	101
Tabla 28. Comparativa variando el ancho de banda, número de emisores y $L_{ZC}=191$	102
Tabla 29. Comparativa del ancho del pico principal en función del BW.	103
Tabla 30. Comparativa de las modulaciones.	108
Tabla 31. Comparativa secuencia Kasami BPSK frente a Zadoff-Chu QPSK.	111
Tabla 32. Coste del material empleado.	129
Tabla 33. Coste del estudio.	130
Tabla 34. Coste total.	130

GLOSARIO DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS.

El glosario que presenta el trabajo de fin de grado sobre el estudio de códigos Zadoff-Chu en entornos aperiódicos para emisión de señales ultrasónicas es el siguiente.

AC. Auto-correlación.

BPSK. *Binary Phase Shift Keying.*

BW. Ancho de banda.

CAZAC. *Constant Amplitude Zero Auto-Correlation waveform.*

CC. Correlación Cruzada.

COTA_{AC}. Relación Pico Lateral entre Pico Principal en Auto-Correlación (θ_{AC}).

COTA_{CC}. Relación Pico Lateral entre Pico Principal en Correlación Cruzada (θ_{CC}).

FFH. *Fast-Frequency Hopping.*

FH. *Frequency Hopping.*

FHSS. *Frequency Hopping Spread Spectrum.*

f_s . Frecuencia de muestreo.

k . Raíz de generación de una secuencia Zadoff-Chu.

L_{ZC} . Longitud de los códigos Zadoff-Chu.

L_t . Longitud de la secuencia *Zadoff-Chu* una vez modulada.

OCDM. *Orthogonal Chirp Division Multiplexing.*

O_f . Factor de sobremuestreo.

OFDM. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing.*

PAPR. *Peak-to-Average Power Ratio.*

PL. Pico Lateral.

PP. Pico Principal.

QPSK. *Quadrature Phase-Shift Keying.*

RMSE. *Root Mean Square Error.*

SFH. *Slow-Frequency Hopping.*

SMR. *Sidelobe to Mainlobe Ratio.*

T_b . Tiempo de bit.

T_{CH} . Tiempo de la secuencia Chirp.

TFG. Trabajo Fin de Grado.

T_t . Tiempo de transmisión.

US. *Ultrasound.*

RESUMEN CASTELLANO.

El objetivo que se plantea para este Trabajo Fin de Grado (TFG) es realizar un estudio sobre el comportamiento de los códigos Zadoff-Chu en entornos aperiódicos para emisión de señales ultrasónicas, con el fin de poder mejorar sistemas de localización basados en señales codificadas.

Los códigos Zadoff-Chu son códigos polifásicos, cuyo módulo es unitario, que presentan propiedades ideales de auto-correlación y lóbulos bajos de correlación cruzada para el caso de emisiones periódicas. En este trabajo se estudia su comportamiento en caso de emisiones aperiódicas. Además, se analizan distintas técnicas de modulación para adaptar los códigos a la respuesta en frecuencia de los transductores empleados. Específicamente, se analizan técnicas basadas en desplazamientos de fase cuaternaria (QPSK); multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM); salto en frecuencia rápido (FFH) y lento (SFH); y por multiplexación de Chirps ortogonales (OCDM).

Estos códigos, modulados según los esquemas indicados anteriormente, son comparados con códigos pseudo-aleatorios Kasami modulados con técnicas de desplazamiento de fase binaria (BPSK), cuya utilización está muy extendida en sistemas de localización acústicos basados en medidas de tiempos de vuelo.

Para finalizar el estudio, se comprueban las modulaciones planteadas bajo diferentes efectos típicos que tienen lugar durante la transmisión de señales ultrasónicas, como son el efecto cerca-lejos, multicamino, ruido impulsivo, ruido Gaussiano y el efecto Doppler.

ABSTRACT.

The objective of this Final Degree Project (FDP) is to conduct a study on the behavior of Zadoff-Chu codes in aperiodic environments for the emission of ultrasonic signals, in order to improve location systems based on encoded signals.

The Zadoff-Chu codes are multi-phase codes, whose module is unitary, which present ideal auto-correlation properties and low cross-correlation sidelobes in the case of periodic emissions. In this work, their behavior under aperiodic emission is evaluated. In addition, different modulation techniques are analyzed to adapt the codes to the frequency response of the used transducers. Specifically, the analyzed techniques are based on quadrature phase shifts (QPSK); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); fast (FFH) and slow (SFH) frequency hopping; and on multiplexing orthogonal Chirps (OCDM).

These codes, modulated according to the schemes indicated above, are compared with Kasami pseudo-random codes modulated with binary phase shifts (BPSK), whose use is widespread in acoustic location systems based on time of flight measurements.

To conclude the study, the modulations performance under different typical effects that take place during the transmission of ultrasonic signals are checked, such as the near-far effect, multipath, impulsive noise, Gaussian noise and the Doppler effect.

RESUMEN EXTENDIDO.

El objetivo que se plantea para este Trabajo Fin de Grado (TFG) es realizar un estudio sobre el comportamiento de señales ultrasónicas codificadas mediante códigos Zadoff-Chu en entornos aperiódicos, con el fin de poder mejorar sistemas de localización basados en señales acústicas codificadas.

La búsqueda de códigos que permitan disponer de longitudes y tamaños de familia adecuados, lóbulos laterales de auto-correlación y correlación cruzada bajos, sin picos significativos de potencia instantánea respecto a potencia media (PAPR), y que presenten cierta robustez ante efectos típicos del medio para aplicaciones de sensado activo, es un problema abierto todavía [García, 2015]. En sistemas de posicionamiento basados en señales ultrasónicas, una adecuada codificación y modulación de la señal emitida confiere mayor robustez a las medidas de tiempos de llegada, lo que permite prescindir del uso de sistemas de compensación de interferencias inter-símbolo o por acceso múltiple, que suelen ser complejos y requerir una carga computacional elevada [Seco, 2014]. Aplicaciones de este tipo de sistemas para la oferta de servicios basados en localización pueden encontrarse en posicionamiento de personas [Álvarez, 2017], robots [Ureña, 2017], o incluso drones [Paredes, 2017], en algunos casos como tecnología única y en otros muchos como tecnología de apoyo en zonas donde se requiere un posicionamiento centimétrico, o incluso sub-centimétrico.

Habitualmente se emplean códigos pseudo-aleatorios, como secuencias-m, Kasami o similares [García, 2015], pero su uso se encuentra limitado en el caso de emisión aperiódica. Los códigos Zadoff-Chu [Chu, 1972] son códigos complejos, de módulo unitario y que presentan un buen comportamiento en entornos periódicos, destacando por su robustez al efecto Doppler. Considerando que muchas aplicaciones requieren emisiones aperiódicas, principalmente para mitigar el multicamino, en este TFG se estudia el desempeño de códigos Zadoff-Chu en entornos aperiódicos, así como distintas estrategias de modulación. Además, se analiza su robustez frente a diversos efectos, como: 1) efecto Doppler; 2) interferencia multicamino como consecuencia de los múltiples ecos recibidos tras el rebote de las señales en las superficies del entorno; 3) efecto cerca-lejos, ocasionado por la diferencia de energía recibida entre un emisor muy cercano y uno lejano; 4) ruido Gaussiano que se encuentra en el medio ambiente; 5) ruido impulsivo, que es ruido interferente de corta duración y generalmente con gran amplitud. Las técnicas de modulación analizadas para adaptar los códigos a la respuesta en frecuencia de los transductores empleados son: modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK), multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), espectro ensanchado por salto en frecuencia (FHSS), y multiplexación de Chirps ortogonales (OCDM). Los resultados obtenidos son comparados con códigos Kasami modulados en BPSK, de modo que se pueda seleccionar el mejor esquema de codificación, considerando los efectos más habituales.

MEMORIA.

1. INTRODUCCIÓN.

1.1. ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE.

En el presente TFG se emplean señales ultrasónicas, ofreciendo una mayor precisión en la detección de objetos que otras técnicas, como las basadas en transmisiones electromagnéticas mediante ondas de radio [Ureña, 2017]. Por otro lado, frente a otras tecnologías como la visión artificial, los ultrasonidos (US) ofrecen precisiones centimétricas a un bajo coste [Nagaar Y, 2019], [OA Aqel, 2016]. En la Figura 1, se muestra marcado en rojo la zona de trabajo de los sistemas de sonido y ultrasonido, que es la zona de trabajo donde se encuentra el sistema estudiado para el presente TFG.

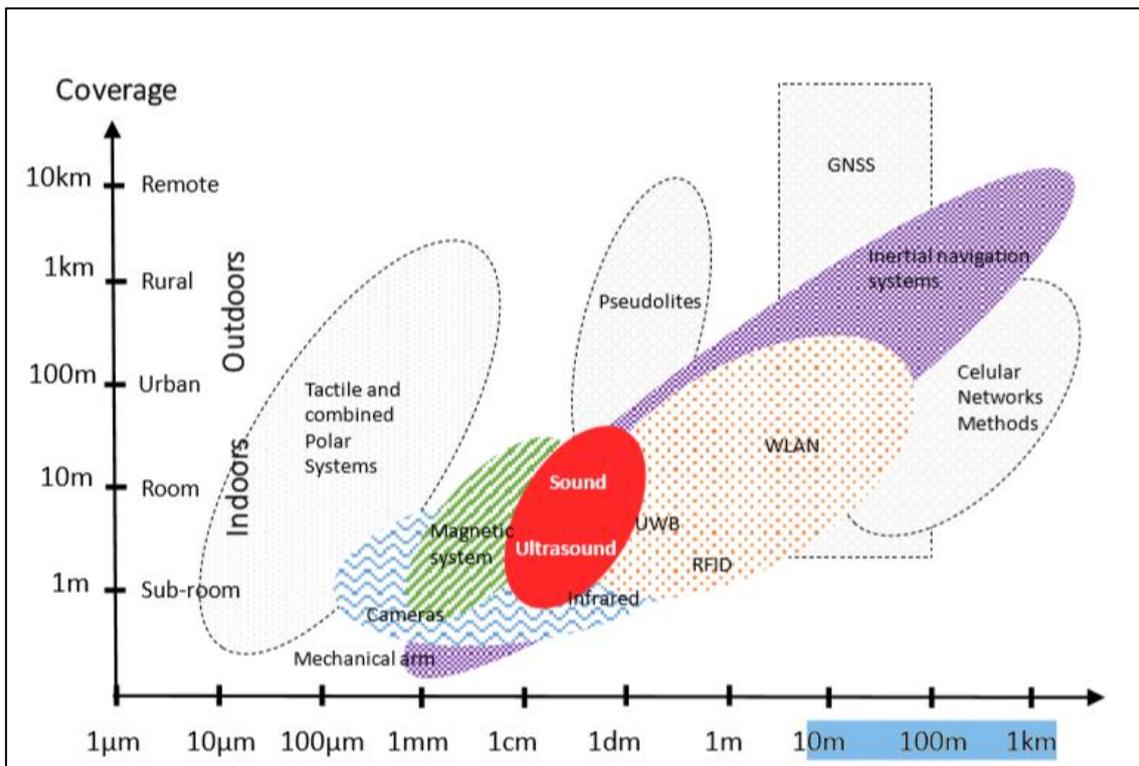


Figura 1. Precisión y cobertura de sistemas acústicos con respecto a otras tecnologías [Ureña, 2017].

Una de las grandes ventajas de emplear señales ultrasónicas son los bajos costes que implican, ya que tanto el hardware como el software empleado es más asequible que las técnicas antes mencionadas y, como consecuencia, se produce un abaratamiento de los costes a las empresas.

El uso de técnicas de codificación en sistemas ultrasónicos puede ser utilizado en distintos medios de transmisión, como pueden ser las comunicaciones aéreas [Murano, 2018] o subacuáticas [Aparicio, 2014]. Así, algunos trabajos desarrollados en la Universidad de Alcalá han analizado diferentes técnicas de modulación y codificación, con el fin de detectar cual es la mejor combinación posible según la aplicación [García, 2014], [Murano, 2018]. Dentro de la Universidad de Alcalá de Henares se han realizado estudios aplicando codificación en emisiones ultrasónicas a otros ámbitos, como uso en exteriores.

En otras universidades se han realizado estudios empleando señales ultrasónicas para diferentes campos, como el estudio para la determinación de constantes elásticas dinámicas en materiales rocosos [Calleja, 2008]. El proyecto TELIAMADE, desarrollado en la Universidad de Granada, consiste en un sistema de localización en interiores basado en ultrasonidos y RF empleando códigos GOLD y modulación BPSK [Medina, 2010] [Medina, 2012] [Medina, 2013], usando una portadora de 40 KHz. Otro trabajo, es el presentado en [Álvarez, 2005], en el que se diseña un sistema sensorial para exteriores, basado en el uso de sensores ultrasónicos. Este sistema permite realizar la detección de obstáculos o posicionar localmente objetos.

Dentro del empleo de secuencias Zadoff-Chu se pueden encontrar adaptaciones de las secuencias con el fin de estimar el seguimiento y movimientos realizando una estimación de los errores producidos como se puede ver en la versión publicada en [Alsharif, 2017]. En el artículo publicado por Ramadan se hace referencia al empleo de secuencias Zadoff-Chu empleando modulación OFDM para un entorno subacuático, donde el desplazamiento de la frecuencia portadora normalizada puede ser estimado utilizando correlaciones cruzadas entre dos señales, un patrón y una señal transmitida, como la probabilidad máxima basada en un prefijo cíclico [Ramadan, 2018]. Además, hay estudios con el objetivo de probar el comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu frente a efectos como es el Doppler [Paredes, 2013]. En dicho estudio se realiza una comparativa entre diferentes secuencias, donde se pueden encontrar las secuencias Zadoff-Chu empleadas en el presente proyecto. Además del empleo de las secuencias Zadoff-Chu para la codificación de señales ultrasónicas, estas son habitualmente empleadas para realizar transmisión LTE, pudiendo obtenerse una variación en el rendimiento en función de las secuencias empleadas [Hyder, 2017].

Los sistemas de posicionamiento basados en ultrasonidos se han convertido en una alternativa viable para la localización de dispositivos. Para realizar dicha localización se suelen emplear técnicas de codificación y correlación de las señales ultrasónicas, pudiendo determinar los tiempos de llegada de las transmisiones ultrasónicas de forma precisa. Las secuencias moduladas y codificadas necesitan de la implementación de electrónica adicional con el fin de poder generar señales eléctricas adecuadas para ser transmitidas por los transductores, y poder ser transmitidas por diferentes canales de transmisión [Hernández, 2015]. En este estudio el autor emplea una modulación BPSK con el fin de transmitir secuencias Kasami a través de una baliza ultrasónica formada por cinco transductores.

1.2. OBJETIVOS DEL TFG.

El principal objetivo de este TFG es analizar el desempeño de la codificación Zadoff-Chu para entornos aperiódicos basados en señales ultrasónicas, considerando distintas técnicas de modulación (QPSK, FHSS CHIRP y OFDM) y efectos típicos del canal, como son el multicamino, ruido, efecto cerca-lejos, atenuación y efecto Doppler.

La Figura 2 esquematiza el procesamiento de la señal ultrasónica a llevar a cabo en el TFG. En primer lugar, se tendrá que realizar el estudio de la codificación Zadoff-Chu y sus técnicas de modulación asociadas, con el apoyo de la herramienta de simulación y modelado Matlab. Se comprobarán las propiedades de correlación y espectro en frecuencia variando parámetros como el número de emisores simultáneos, número de ciclos de la portadora, longitudes de las secuencias, raíces para la generación de códigos con las mejores propiedades de correlación posibles, y frecuencias de muestreo. El objetivo de este estudio es comprobar el funcionamiento de la codificación y sus propiedades de correlación, antes de introducir los efectos del canal.

Se analizarán los efectos típicos y comunes en emisiones ultrasónicas como son ruidos gaussianos, impulsivos y efectos como el cerca-lejos, Doppler, multicamino y atenuación. Se emplearán parámetros de calidad como son la relación pico principal a lóbulo lateral en la auto-correlación y correlación cruzada, y la anchura del lóbulo principal, con el fin de poder analizar el comportamiento de las secuencias moduladas, pudiendo ser comparadas.

Finalmente, se seleccionará el esquema de modulación que presente las mejores prestaciones y se comparará con un esquema basado en códigos Kasami [Kasami, 1966] modulados en BPSK.

Los campos de aplicación de este TFG son variados, e incluyen trabajos que demandan conocer la posición de dispositivos móviles o fijos empleando señales ultrasónicas, como por ejemplo la monitorización de vehículos autónomos. Se busca reducir los costes de sistemas más sofisticados empleados para la detección, evitando el uso de módulos auxiliares de cancelación de interferencias.

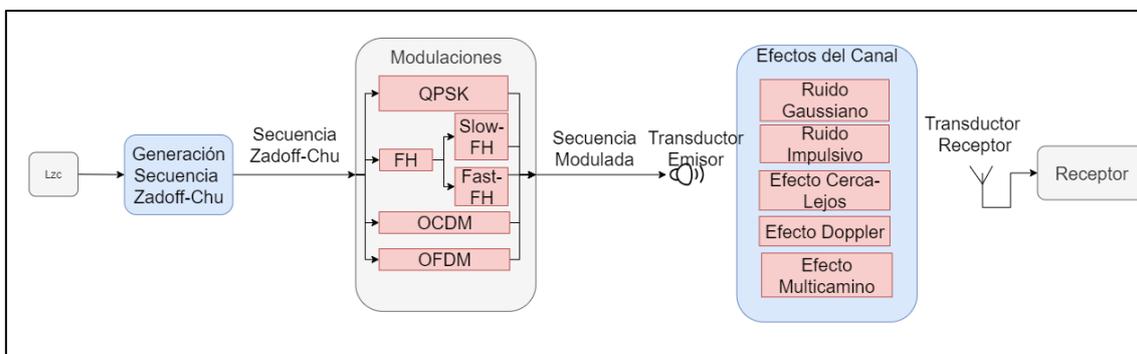


Figura 2. Esquema del sistema completo.

1.3. CONTEXTO.

El presente TFG se enmarca en el seno de dos proyectos desarrollados en el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá. El primero, es el proyecto MICROCEBUS (RTI2018-095168-B-C51). MICROCEBUS es un proyecto financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades, donde se desarrolla una herramienta de inteligencia ambiental que, entre otras tareas, requiere la monitorización de personas mayores mediante el seguimiento de sus rutinas diarias. Para el desarrollo de este proyecto, es útil el avance en sistemas de posicionamiento local fusionando distintas tecnologías, entre la que se encuentra la ultrasónica. Por otro lado, el proyecto CODEUS (CM/JIN/2019-04), financiado por la Junta de Castilla y La Mancha, se centra en el modelado e implementación de esquemas de codificación y modulación avanzados para sistemas de localización acústicos y subacuáticos, por lo que puede beneficiarse del estudio realizado en este TFG en cuando al empleo de códigos Zadoff-Chu en entornos aperiódicos.

1.4. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO.

El documento comprende tres grandes bloques, dividiéndose éstos a su vez en varios sub-bloques.

El capítulo 2 se centra en el estudio de las secuencias Zadoff-Chu en entornos aperiódicos. Teniendo como sub-bloques:

- Definición de conceptos básicos.
- Estudio de las secuencias Zadoff-Chu.
- Comportamiento en aperiódico.
- Conclusiones del estudio realizado.

El estudio de las técnicas de modulación empleadas se describirá en el capítulo 3. Este capítulo tiene como sub-bloques:

- Necesidad de modular los códigos a emitir.
- Definición de parámetros para el análisis de las modulaciones.
- Modulación de las secuencias Zadoff-Chu, empleando técnicas de modulación:
 - QPSK.

- FH.
- CHIRP.
- OFDM.
- Conclusiones del estudio realizado.
- Comparativa con secuencias Kasami-BPSK.

El capítulo 4 se centra en el estudio del modelado de efectos típicos. Teniendo como sub-bloques:

- Respuesta del transductor.
- Efectos producidos por el canal:
 - Ruido blanco gaussiano.
 - Ruido impulsivo.
 - Efecto cerca-lejos.
 - Efecto Doppler.
 - Multicamino.
- Conclusiones.

Finalmente, en el capítulo 5 se concluye el estudio resumiendo las conclusiones obtenidas, y se plantean las futuras líneas de investigación.

2. ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU EN ENTORNOS APERIÓDICOS.

2.1. CONCEPTOS BÁSICOS.

Con el fin de analizar los resultados obtenidos y realizar una comparativa de las modulaciones empleadas en este proyecto, se definen a continuación varios parámetros. Estos parámetros permiten realizar un análisis exhaustivo de las modulaciones, y evaluar el comportamiento de las señales en las pruebas realizadas.

A continuación, se definen los parámetros de análisis empleados durante el estudio del TFG, pudiendo ampliarse esta información en [García, 2015].

2.1.1. CORRELACIÓN PERIÓDICA (AC Y CC).

La correlación es una herramienta utilizada frecuentemente en el procesado de señales, que permite conocer la similitud de dos series en función del desplazamiento de una en relación de la otra. Dentro del proyecto permitirá realizar un reconocimiento de patrones entre las diferentes señales empleadas.

El término periódico, dentro del presente TFG, se define como la emisión de una señal repetidas veces (siendo esta repetición igual o superior a dos veces), de forma ininterrumpida sin intervalos de descanso entre emisiones consecutivas.

La correlación periódica de dos señales, siendo una de ellas un código Zadoff-Chu de longitud L_{ZC} , viene dada por la expresión matemática dada en la ecuación (1) para señales discretas.

$$R_{a_m, a_s}[\tau] = \sum_{l=0}^{L_{ZC}-1} a_m[l] \cdot a_s[l + \tau] \quad (1)$$

En donde a_m y a_s son dos señales discretas $\{A=a_m[l], a_s[l] \in \{-1,1\}; 0 \leq m, s \leq M-1; 0 \leq l \leq L_{ZC}-1\}$, τ es el desplazamiento de la señal, M el número de secuencias que tiene la familia, y L_{ZC} la longitud del código Zadoff-Chu.

Dentro del concepto de correlación existen dos tipos: una es la Auto-Correlación (AC) y otra la Correlación Cruzada (CC). El objetivo de estos dos parámetros es conocer las dependencias que existen entre estas señales.

Atendiendo a la ecuación (1), se define como auto-correlación cuando $m=s$ y correlación cruzada cuando $m \neq s$.

Ejemplo secuencias periódicas:

Una secuencia generada con un patrón de repeticiones periódico, con al menos dos o más secuencias consecutivas, como la mostrada en la Figura 3, es correlada desde el inicio de la

secuencia hasta el final de ésta, de manera continua con la señal patrón. El objetivo de realizar la correlación es el de identificar la presencia de la señal patrón en la recepción de la señal adquirida. Las secuencias periódicas perfectas tienen lóbulos laterales nulos cuando la secuencia no coincide con la señal patrón y valor máximo cuando la secuencia coincide con la señal patrón (instante $\tau=0$).

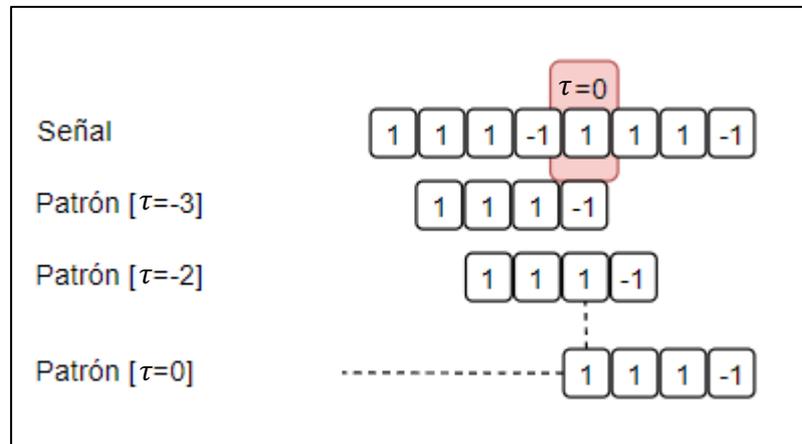


Figura 3. Correlación para secuencias periódicas.

A continuación se realiza el cálculo del ejemplo mostrado para la Figura 3, donde $R_{S,P}$ es el resultado de hacer la correlación discreta, para cada instante de tiempo, siendo S la señal y P el patrón. Los resultados obtenidos para $\tau \neq 0$ son 0 y para $\tau = 0$ se obtiene como resultado el valor de la correlación de la secuencia.

$$R_{S,P}[-3]=0;$$

$$R_{S,P}[-2]=0;$$

$$R_{S,P}[-1]=0;$$

$$R_{S,P}[0]=4;$$

2.1.2. CORRELACIÓN APERIÓDICA (AC Y CC).

La expresión matemática empleada para las correlaciones aperiódicas se define en la ecuación (2).

$$C_{a_m, a_s}[\tau] = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L_{ZC}-1-\tau} a_m[l] \cdot a_s[l + \tau], & 0 \leq \tau \leq L_{ZC} - 1 \\ \sum_{l=0}^{L_{ZC}-1+\tau} a_m[l - \tau] \cdot a_s[l], & 1 - L_{ZC} \leq \tau \leq 0 \\ 0, & |\tau| \geq L_{ZC} \end{cases} \quad (2)$$

Siendo a_m y a_s dos señales discretas.

Al igual que en el caso de correlación periódica, se define como auto-correlación cuando $m=s$ y correlación cruzada cuando $m \neq s$.

Ejemplo secuencias con emisión aperiódica:

A continuación, en la Figura 4 se muestra una transmisión aperiódica, y su correlación con el patrón en distintos instantes de tiempo. En general, las secuencias aperiódicas tienen lóbulos laterales bajos cuando la secuencia no coincide con la señal patrón y valor máximo cuando la secuencia coincide con la señal patrón (instante $\tau = 0$). Siendo los lóbulos laterales menores que el obtenido para una secuencia en el instante $\tau = 0$.

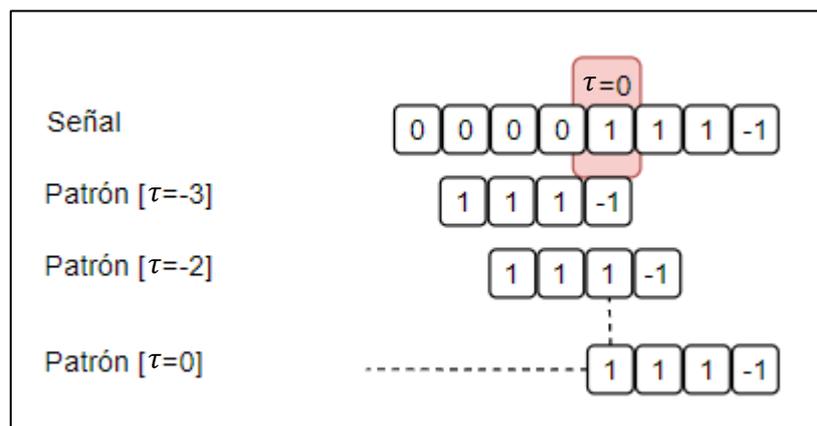


Figura 4. Correlación para secuencias aperiódicas.

Ejemplo para el cálculo discreto de una correlación aperiódica para cada instante de tiempo. $C_{S,P}$ es el resultado de hacer la correlación discreta, para cada instante de tiempo, siendo S la señal y P el patrón.

$$C_{S,P}[-3]=-1;$$

$$C_{S,P}[-2]=0;$$

$$C_{S,P}[-1]=1;$$

$C_{s,p}[0]=4;$

Para el presente TFG, se plantea el estudio de secuencias aperiódicas, ya que en sistemas reales es habitual encontrarse emisiones en modo ráfaga para reducir el error producido por el efecto multicamino.

2.1.3. COTAS DE AUTO-CORRELACIÓN, CORRELACIÓN CRUZADA Y COTA.

Con el fin de poder comparar los distintos esquemas de modulación/codificación se definen varios parámetros de bondad. Estos parámetros ofrecen información de la calidad de las secuencias, pudiendo identificar qué secuencia tiene mejor comportamiento para entornos aperiódicos.

Se define como cota de auto-correlación (3) al máximo valor obtenido en la relación entre el lóbulo lateral y el lóbulo principal, siendo el lóbulo principal el máximo valor obtenido en la correlación, y el lóbulo lateral el lóbulo de mayor amplitud que no se corresponda con el principal. El resultado final es el máximo valor obtenido para las diferentes correlaciones entre las M secuencias que tiene una familia de códigos.

$$\Theta_{AC} = \max \left\{ \frac{|C_{a_m, a_s}[\tau]|}{|C_{a_m, a_s}[0]|}; \forall m, s \in [0, \dots, M-1]; \forall \tau \neq 0; m = s \right\} \quad (3)$$

Se define como cota de correlación cruzada (4) al máximo valor obtenido en la correlación cruzada dividido entre el valor máximo obtenido en la auto-correlación. Siendo el resultado final el máximo valor de las cotas de correlación cruzada para las diferentes secuencias que tiene la familia M .

$$\Theta_{CC} = \max \left\{ \frac{|C_{a_m, a_s}[\tau]|}{|C_{a_s, a_s}[0]|}; \forall m, s \in [0, \dots, M-1]; \forall \tau; m \neq s \right\} \quad (4)$$

Se define como cota (5), al máximo de estos dos parámetros obtenidos por la cota de auto-correlación y la cota de correlación cruzada.

$$\Theta = \max\{\Theta_{AC}, \Theta_{CC}\} \quad (5)$$

Estos parámetros de bondad son empleados para la identificación del error máximo de las correlaciones, para cada una de las secuencias correladas, tanto en las correlaciones periódicas como aperiódicas.

En la Figura 5 se muestra un ejemplo para la cota de auto-correlación, donde el lóbulo principal tiene amplitud de 17 y el lóbulo lateral de 5.234, lo que resulta en una cota de 0.3079. Siendo esta cota el máximo de las cotas de esta figura.

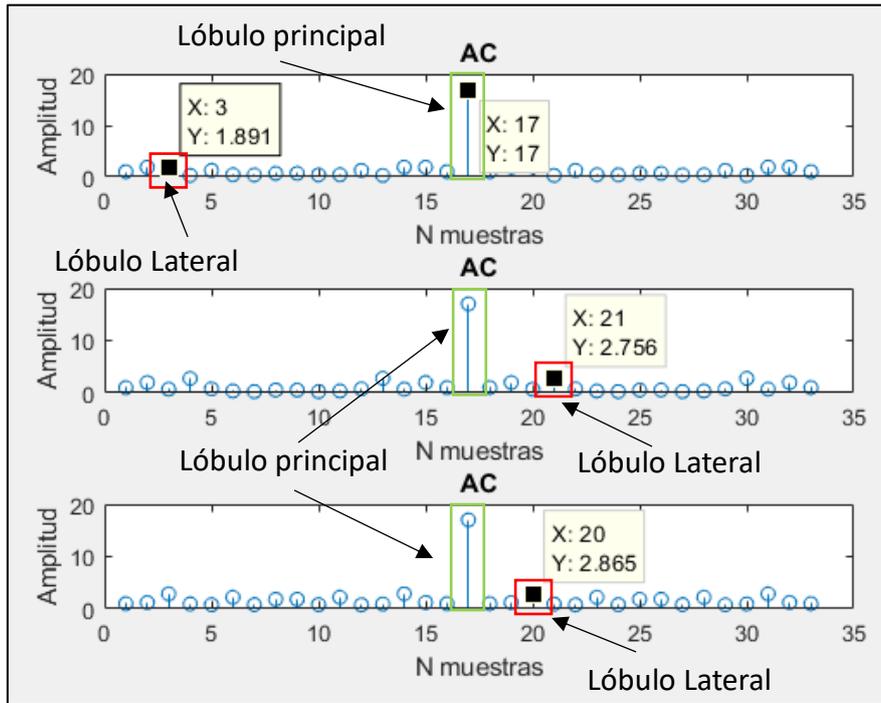


Figura 5. Auto-correlación, $L_{zc}=17$ y 3 emisores, $k_i=1, 8$ y 6.

En la Figura 6 se muestra un ejemplo para las cotas de correlación cruzada, donde la amplitud máxima será el máximo valor obtenido de las correlaciones, que es 5.104. Este valor será dividido por el máximo de la auto-correlación, que para este caso es 17. Por tanto, se obtiene que la cota máxima de correlación cruzada es de 0.3006. Obsérvese que como parámetro de análisis se escoge el peor caso de correlación cruzada entre todas las secuencias de la familia.

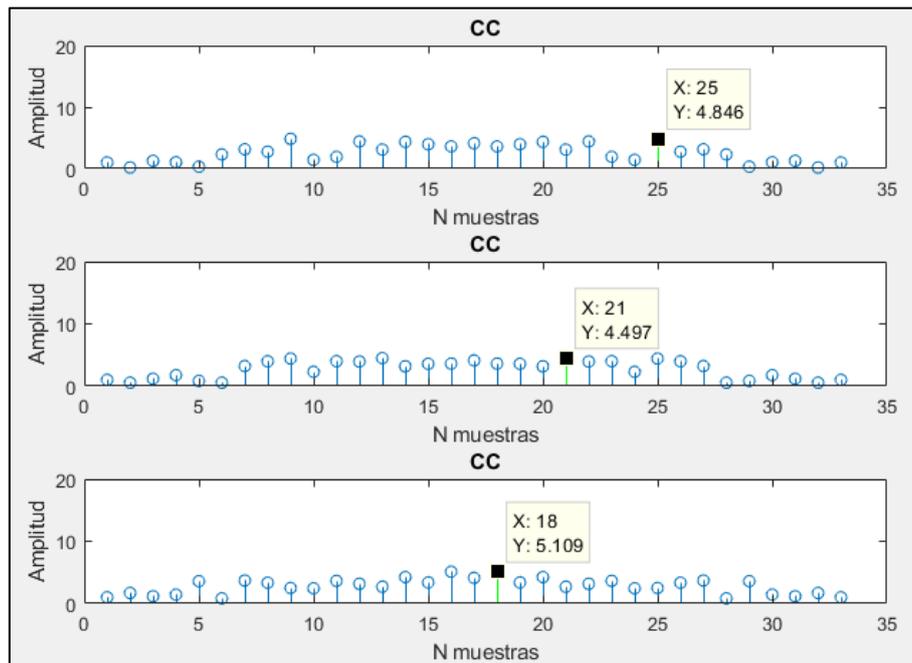


Figura 6. Correlación cruzada, $L_{ZC}=17$ y 3 emisores.

Realizando una comparativa entre las cotas obtenidas para auto-correlación y correlación cruzada, se obtiene como resultado para la auto-correlación una cota de 0.3079 y para la correlación cruzada una cota de 0.3006. En este ejemplo concreto, se puede observar como la cota de auto correlación es superior a la cota de correlación cruzada, debido a que los códigos empleados para realizar la correlación cruzada tienen muy baja interferencia mutua.

2.2. SECUENCIAS ZADOFF-CHU.

Una secuencia Zadoff-Chu (ZC) [Chu, 1972] es una secuencia matemática de valores polifásicos y complejos, de módulo unitario. Las secuencias Zadoff-Chu se encuentran dentro del grupo CAZAC (*Constant Amplitude Zero Auto-Correlation*). Dentro de las secuencias polifásicas pertenece a las uniformes (Figura 7), debido a sus propiedades ideales de auto-correlación periódica, presentando buenas propiedades de ortogonalidad.

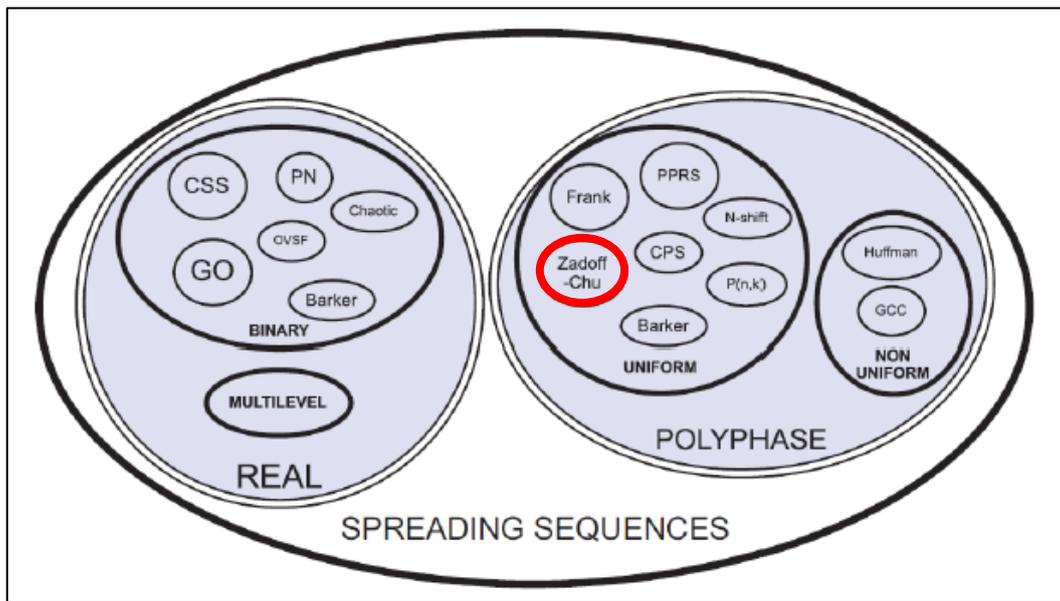


Figura 7. Clasificación de distintas secuencias [García, 2015].

2.2.1.GENERACIÓN DE CÓDIGOS.

Una secuencia ZC de longitud L_{ZC} , se define como:

$$Z_k[l] = e^{j\theta_l}, \quad l = 0,1,2,3, \dots, L_{ZC} - 1; \quad (6)$$

$$\theta_l = \begin{cases} \frac{\pi k l^2}{L_{ZC}}, & \text{si } L_{ZC} \text{ es par} \\ \frac{\pi k l(l+1)}{L_{ZC}}, & \text{si } L_{ZC} \text{ es impar} \end{cases} \quad (7)$$

$$k = 1,2,3, \dots, L_{ZC} - 1;$$

Siendo:

- L_{ZC} la longitud del código Zadoff-Chu.
- k es la raíz de generación, siendo un valor entero de L_{ZC} , permitiendo generar una secuencia con baja correlación cruzada (CC) si se elige adecuadamente dicha raíz.
- θ_l es la fase para la generación de la secuencia Zadoff-Chu.

2.2.2. PROPIEDADES CORRELACIÓN PERIÓDICA.

Las secuencias Zadoff-Chu son especialmente características por su buen comportamiento para la auto-correlación periódica: si la correlación de la secuencia y la señal patrón son coincidentes, se observa un pico claramente definido, de valor igual a la longitud del código, y para cualquier otro caso se obtienen lóbulos laterales nulos. A continuación, se enumeran sus propiedades para correlación periódicas:

- Las secuencias Zadoff-Chu son secuencias periódicas con periodo L_{ZC} (longitud del código Zadoff-Chu).
- Si L_{ZC} es primo, la transformada discreta de Fourier de una secuencia de Zadoff-Chu es otra secuencia de Zadoff-Chu conjugada y escalada en el tiempo.
- La auto-correlación periódica de una secuencia Zadoff-Chu proporciona lóbulos laterales nulos.

En la Figura 8 se muestra un ejemplo de auto-correlación asumiendo un emisor, emitiendo un código Zadoff-Chu concatenado tres veces. La secuencia que se muestra tiene un patrón de repetición consecutivo, pudiendo obtenerse como resultado $\theta_{AC}=0$, obteniéndose lóbulos laterales de amplitud nula en la zona periódica. En la figura, se observa el efecto borde, que se produce en el inicio de la correlación de dos secuencias, produciendo pequeños lóbulos al principio de la correlación hasta llegar a realizar la correlación en $\tau=0$.

Entre lóbulos principales se puede observar como los lóbulos laterales de la auto-correlación son cero en emisión periódica, y como aparece un efecto borde cuando la emisión no es periódica. Cuando el patrón sea coincidente con la señal correlada, se obtiene el lóbulo principal con valor L_{ZC} .

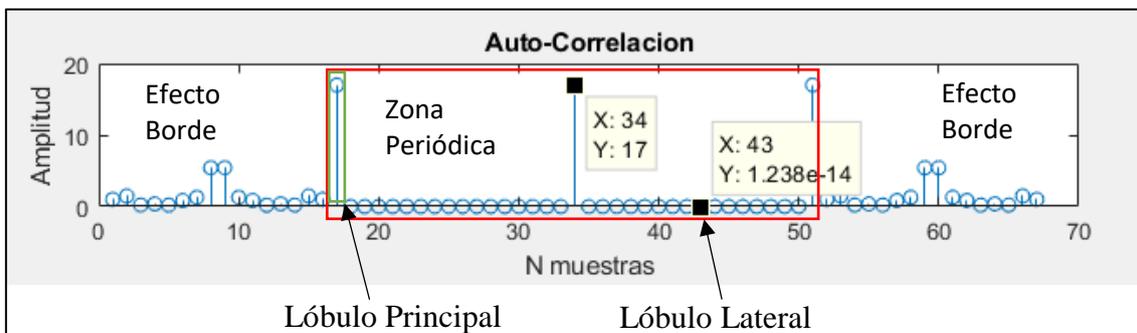


Figura 8. Auto-correlación para una secuencia Zadoff-Chu periódica de longitud $L_{ZC}=17$ y un emisor.

La correlación cruzada periódica entre dos secuencias Zadoff-Chu, genera una cota de correlación cruzada constante $\frac{\sqrt{L_{ZC}}}{L_{ZC}}$, con L_{ZC} primo. En la Figura 9 se muestra el valor máximo de correlación cruzada para una secuencia de longitud $L_{ZC}=17$ que se ha concatenado tres veces, generándose un valor máximo para la correlación cruzada de 4.123 en la zona periódica. También se puede observar en la figura cómo aparecen lóbulos laterales de mayor amplitud en la zona aperiódica, para el caso de transmisiones finitas. Los lóbulos laterales de la zona aperiódica solo afectarían en el inicio de la transmisión y en el final de esta.

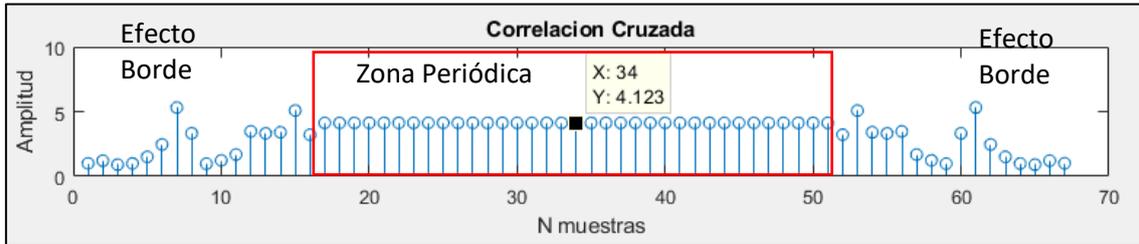


Figura 9. Correlación cruzada para dos secuencias Zadoff-Chu periódicas de longitud $L_{ZC}=17$.

2.2.3.COMPORTAMIENTO EN APERIÓDICO.

El estudio parte con el fin de comprobar el comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu en transmisiones aperiódicas, puesto que el estudio para secuencias periódicas [García, 2015] ya ha sido realizado anteriormente, y se pretende buscar una nueva línea de investigación para las secuencias Zadoff-Chu. Se realiza el estudio en secuencias aperiódicas con el fin de evitar los errores en la detección que se puedan producir, como el efecto multicamino para secuencias periódicas.

Se pretende encontrar y relacionar el comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu en función del número de emisores, las raíces de generación y la longitud de la secuencia. Variando los diferentes parámetros se realizan diferentes pruebas, con el fin de encontrar un patrón de comportamiento para secuencias aperiódicas.

2.2.3.1. EFECTO DE L_{ZC} .

Es importante conocer los efectos producidos por las longitudes empleadas para la generación de las secuencias Zadoff-Chu. La elección de la longitud interviene en el comportamiento de las secuencias y se puede comprobar que no tienen un mismo comportamiento para las longitudes pares e impares.

Realizando la auto-correlación, como la mostrada en la Figura 10, se puede observar como aparece un lóbulo principal en la muestra 18 con un valor de 18, ya que la longitud empleada para la generación de la secuencia Zadoff-Chu es 18. En esta figura también se puede observar como aparecen lóbulos laterales, ya que la correlación de una señal aperiódica no tiene lóbulos

laterales nulos como se demuestra en el apartado 2.1.2. Para la generación de la secuencia Zadoff-Chu se emplean raíces de generación (k) para la codificación de la secuencia 11, 13 y 17 (subfiguras (a), (b) y (c), respectivamente). Se obtienen lóbulos laterales de amplitud $Y=4.411$ (a), $Y=5.411$ (b) y $Y=2$ (c). El resultado obtenido para la cota de auto-correlación es de 0.3006, correspondiente a (b), ya que este es el máximo error producido de realizar la división entre el lóbulo lateral y el lóbulo principal.

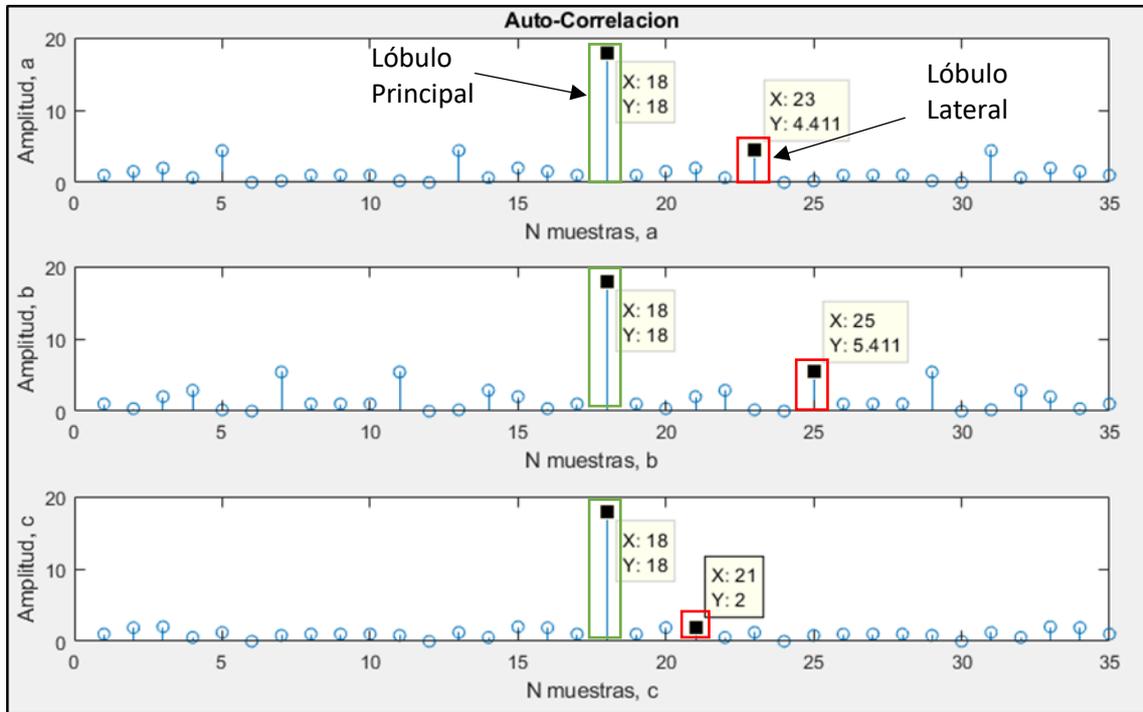


Figura 10. Auto-correlación para longitud par $L_{zc}=18$, con $k=11$ (a), 13 (b) y 17 (c).

En la Figura 11, se muestra el comportamiento de la secuencia Zadoff-Chu frente a la correlación cruzada. Para la primera de las correlaciones cruzadas se emplean las raíces de generación $k=11$ y $k=13$, y es mostrada en la subfigura (a). La segunda correlación cruzada se realiza empleando las raíces $k=11$ y $k=17$ y se muestra en la subfigura (b), y por último se utilizan las raíces $k=13$ y $k=17$, y es mostrada en la subfigura (c). Como resultado de realizar la correlación cruzada, se obtiene una cota de correlación cruzada de amplitud 0.4811

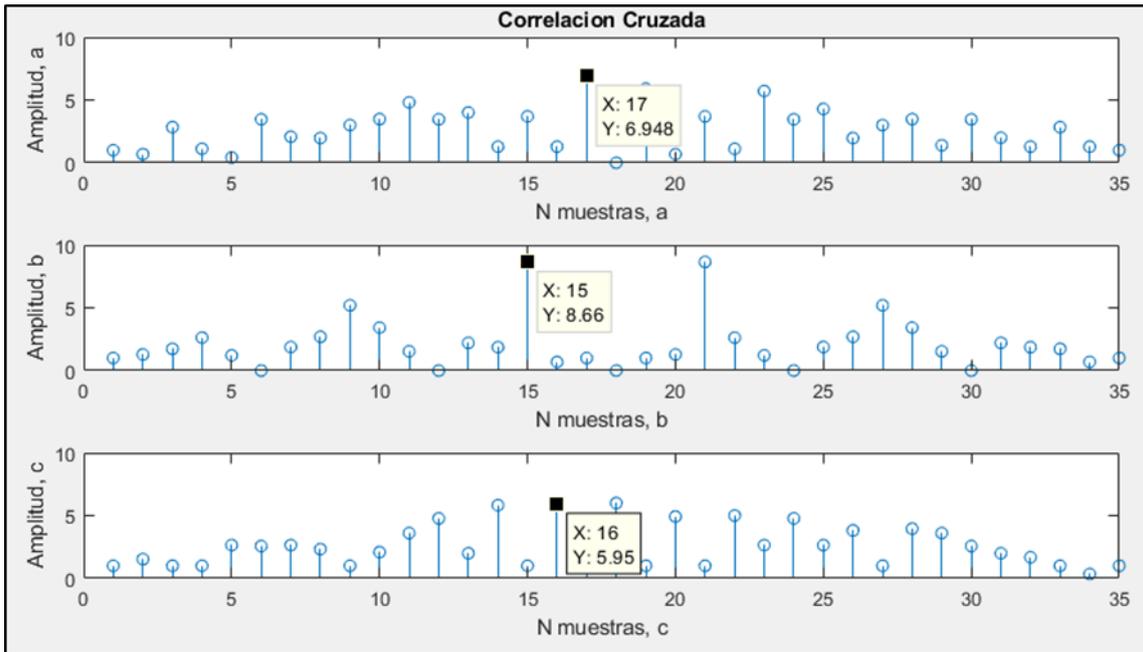


Figura 11. Correlación cruzada para longitud par, $L_{ZC}=18$, $k=11$ y 13 (a), $k=11$ y 17 (b) y $k=13$ y 17 (c).

A continuación, se realizan pruebas con secuencias de longitud impar ($L_{ZC}=19$). En la Figura 12 se puede observar cómo se produce una pequeña mejora para longitudes impares, puesto que la cota de auto-correlación mejora respecto a la secuencia de longitud par, obteniendo una cota de auto-correlación de 0.2928.

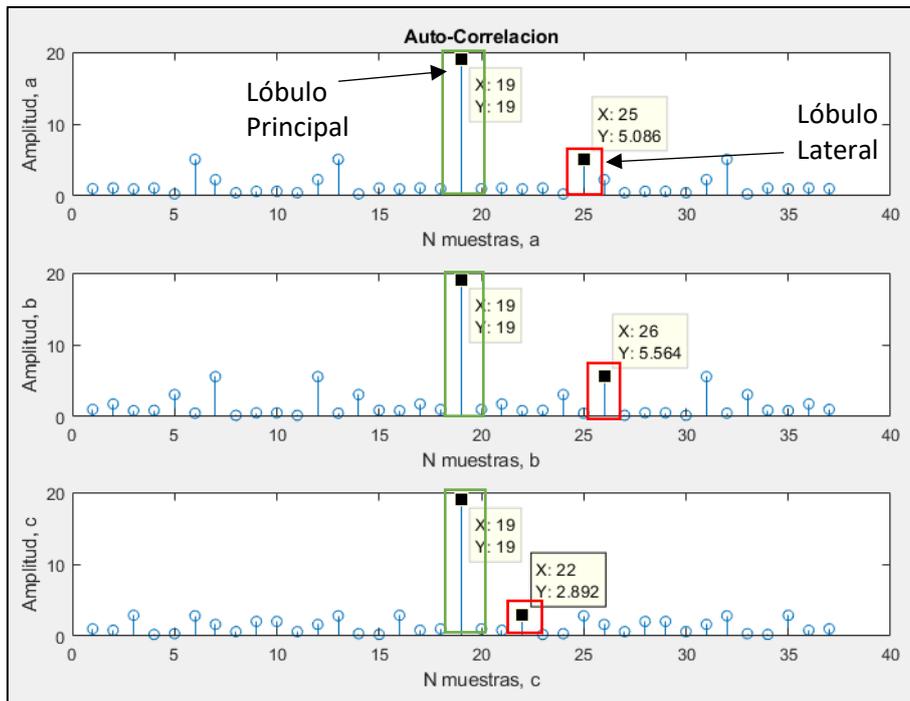


Figura 12. Auto-correlación para longitud impar $L_{ZC}=19$, con $k=3, 11$ y 13.

En la correlación cruzada mostrada en la Figura 13 se encuentra una gran mejoría de las longitudes impares frente a los pares. Se obtiene una cota de correlación cruzada de valor 0.3049 para las L_{ZC} impares, mejorándose frente a la cota de correlación cruzada de L_{ZC} par que presentaba un valor de cota de 0.4811.

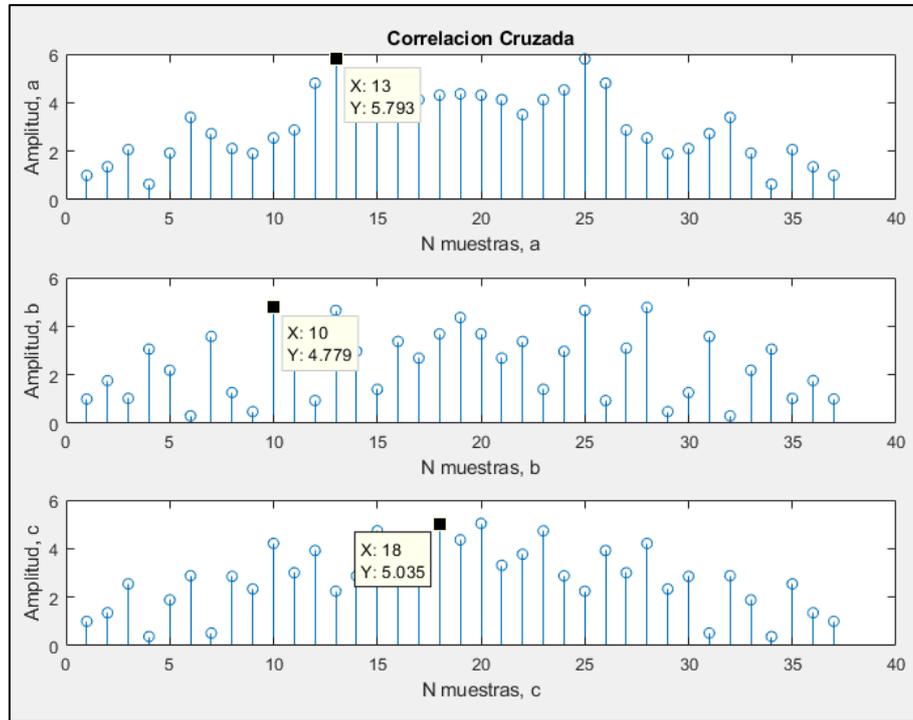


Figura 13. Correlación cruzada para longitud impar, $L_{ZC}=19$ con $k=3$ y 11 (a), $k=3$ y 13 (b) y $k=11$ y 13 (c).

Se realizan varias pruebas, aumentando la longitud de las secuencias Zadoff-Chu y fijando el número de emisores, con el fin de realizar una comparación entre las diferentes secuencias. En la

Tabla 1 se observa cómo hay una mejoría en las cotas de correlación con longitudes impares frente a las pares.

L_{ZC}	17	18	19	53	54	55	199	200	201
Nº Emisores	3	3	3	3	3	3	3	3	3
k_i	5, 7 y 11	11, 13 y 17	3, 11 y 13	29, 37 y 47	31, 37 y 53	23, 41 y 47	149, 179 y 181	67, 71 y 109	101, 151 y 181
θ	0.30791	0.48113	0.30488	0.19326	0.29748	0.2016	0.10662	0.14895	0.12217
θ_{AC}	0.30791	0.30064	0.29283	0.19326	0.28461	0.2016	0.10614	0.14895	0.10472
θ_{CC}	0.30055	0.48113	0.30488	0.19003	0.29748	0.19219	0.10662	0.14703	0.12217
Número de repeticiones (Caso Aperiódico)	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 1. Comparativa entre longitudes pares e impares para emisión aperiódica.

Con la finalidad de optimizar aún más las secuencias Zadoff-Chu, se realiza posteriormente un estudio buscando cuál de las longitudes impares tienen un mejor comportamiento frente a las cotas de correlación. Se realiza una comparativa entre longitudes impares cualesquiera y longitudes impares primas, obteniendo un mejor comportamiento para las longitudes impares primas, en base a los resultados obtenidos. Para ello, en la Tabla 2, se muestran los resultados obtenidos para las longitudes impares no primas de 21, 55 y 201 y para las longitudes impares primas de 19, 53 y 199.

Tipo de longitud	Impar Prima	Impar no prima	Impar Prima	Impar no prima	Impar Prima	Impar no prima
L_{ZC}	19	21	53	55	199	201
Nº Emisores	3	3	3	3	3	3
k_i	3, 11 y 13	11, 17 y 19	29, 37 y 47	23, 41 y 47	149, 179 y 181	101, 151 y 181
θ	0.30488	0.37796	0.19326	0.2016	0.10662	0.12217
θ_{AC}	0.29283	0.31861	0.19326	0.2016	0.10614	0.10472
θ_{CC}	0.30488	0.37796	0.19003	0.19219	0.10662	0.12217
Nº repeticiones (Caso Aperiódico)	1	1	1	1	1	1

Tabla 2. Comparativa para longitudes impares primas y no primas.

Por los resultados obtenidos en la tabla anterior, se considerarán por tanto las longitudes impares primas para los estudios que quedan pendientes por realizar en el presente TFG.

En la Figura 14, se puede observar cómo se obtienen mejores cotas de correlación para las longitudes primas tal y como está reflejado en la Tabla 2. Esta figura muestra las cotas de auto correlación obtenidas para cada una de las raíces de generación de L_{ZC} empleada.

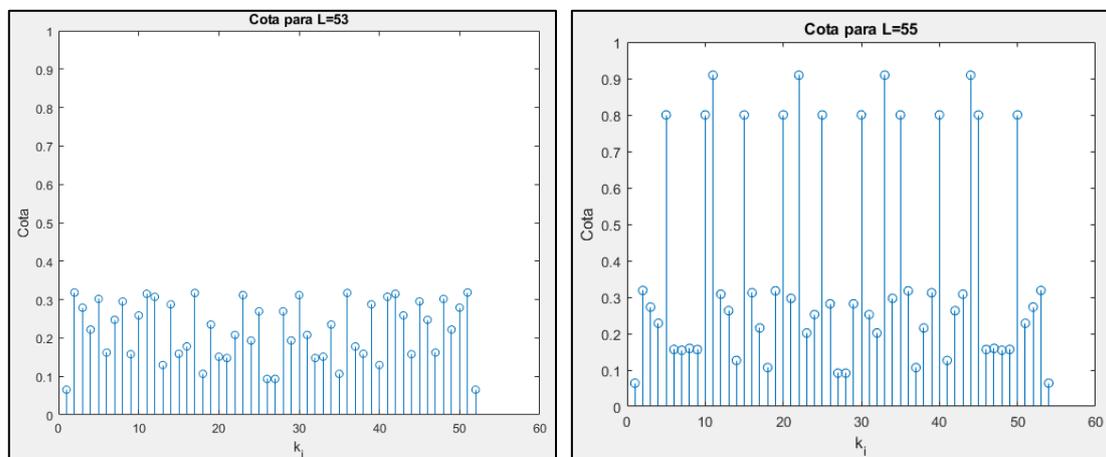


Figura 14. Cotas de correlación en función de la L_{ZC} , prima $L_{ZC}=53$ y no prima $L_{ZC}=55$

Las secuencias Zadoff-Chu tienen un comportamiento diferente en función de la longitud del código empleado, puesto que a medida que la longitud del código es mayor, las cotas de

correlación son menores, y por tanto mejoran tal y como se puede comprobar en la Tabla 3. Por otro lado, cuanto mayor sea la longitud, mayor será el número de raíces de generación que se pueden seleccionar para la generación de la secuencia. Las raíces de generación han de ser menores que la longitud máxima del código Zadoff-Chu.

A continuación, en la Tabla 3, se observa el comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu para distintas longitudes impares primas. Como se puede observar en la tabla mostrada, cuanto mayor es la longitud de la secuencia Zadoff-Chu, mejores cotas de correlación tendrán. Por tanto, si se desea tener cotas de correlación bajas se deben de emplear secuencias con longitudes largas; debe tenerse en cuenta, no obstante, que una longitud mayor implica tiempos de procesamiento mayores, siendo más sensibles frente al efecto Doppler.

L_{ZC}	Nº de Emisores	k_1	θ_{AC}	θ_{CC}	θ
1021	1	1	0.0150202	0	0.0150202
509	1	1	0.02129688	0	0.02129688
251	1	1	0.0303025	0	0.0303025
127	1	1	0.04279243	0	0.04279243
61	1	60	0.06180584	0	0.06180584
19	1	1	0.11020507	0	0.11020507
7	1	1	0.17813994	0	0.17813994

Tabla 3. Comparativa de las cotas, variando L_{ZC} .

2.2.3.2. Efecto del número de usuarios simultáneos.

Las secuencias Zadoff-Chu pueden variar su comportamiento en función del número de emisores simultáneos. Con el fin de buscar el mejor de los comportamientos se realizan pruebas para el empleo de múltiples emisores.

Para obtener mayor información del comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu en función de su longitud y de su número de emisores, se realizan simulaciones para códigos Zadoff-Chu con longitudes que van desde 7 hasta la longitud 1021. Para ello se emplean herramientas de simulación utilizando Matlab, desarrollando pruebas de correlación y obteniendo el valor del lóbulo lateral máximo que puede interferir en la transmisión. También se hacen pruebas para la correlación cruzada, considerándose hasta cinco emisores para la correlación cruzada, obteniendo el valor del lóbulo máximo en esta correlación. En la siguiente tabla se resaltan en negrita los mejores resultados obtenidos para cada una de las longitudes y pruebas realizadas en función de la variación del número de emisores.

A continuación, en la Tabla 4, se observa el comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu en función del número de emisores, para distintas longitudes impares primas. Como se puede observar en la tabla mostrada, cuanto mayor es el número de emisores, peores cotas de

correlación tendrán. Por tanto, si se desea tener cotas de correlación bajas se deben de emplear secuencias con longitudes largas y el menor número de emisores posible.

L_{ZC}	Nº de Emisores	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	θ_{AC}	θ_{CC}	θ
1021	1	1					0.0150202	0	0.0150202
1021	2	1	1020				0.0150202	0.03326102	0.03326102
1021	3	170	340	681			0.0368162	0.03904724	0.03904724
1021	4	255	340	510	851		0.0368162	0.04034444	0.04034444
1021	5	255	340	510	851	1020	0.0368162	0.04251801	0.04251801
509	1	1					0.02129688	0	0.02129688
509	2	1	508				0.02129688	0.04712381	0.04712381
509	3	85	127	254			0.05157267	0.05515466	0.05515466
509	4	85	127	254	508		0.05157267	0.05908419	0.05908419
509	5	85	127	254	255	508	0.05157267	0.05950011	0.05950011
251	1	1					0.0303025	0	0.0303025
251	2	1	250				0.0303025	0.06708049	0.06708049
251	3	125	167	250			0.05183282	0.08035698	0.08035698
251	4	36	50	201	215		0.07847695	0.08376887	0.08376887
251	5	42	125	126	188	250	0.07424537	0.0860916	0.0860916
127	1	1					0.04279243	0	0.04279243
127	2	1	126				0.04279243	0.09451129	0.09451129
127	3	1	95	106			0.10328172	0.11257467	0.11257467
127	4	1	63	85	106		0.10328172	0.1150553	0.1150553
127	5	1	63	64	85	106	0.10328172	0.11905964	0.11905964
61	1	60					0.06180584	0	0.06180584
61	2	1	60				0.06180584	0.13602684	0.13602684
61	3	1	30	60			0.08520417	0.17134658	0.17134658
61	4	1	30	31	60		0.08520417	0.17197819	0.17197819
61	5	1	20	30	31	60	0.10480067	0.18249531	0.18249531
19	1	1					0.11020507	0	0.11020507
19	2	5	9				0.19640369	0.23035222	0.23035222
19	3	10	15	18			0.23525871	0.26634489	0.26634489
19	4	4	5	10	16		0.26769649	0.27753268	0.27753268
19	5	1	3	4	9	18	0.26769649	0.28267016	0.28267016
7	1	1					0.17813994	0	0.17813994
7	2	1	3				0.25741968	0.37796447	0.37796447

7	3	1	3	6			0.25741968	0.40406102	0.40406102
7	4	1	2	3	6		0.32099709	0.45838886	0.45838886
7	5	1	2	3	4	6	0.32099709	0.51483935	0.51483935

Tabla 4. Comparativa de las cotas, variando L_{ZC} y el número de emisores para secuencias ZC.

Una vez obtenidas las dos cotas de correlación, se considera el máximo de ellas (COTA) con el fin de conocer qué puede obtenerse en el peor de los casos usando esas raíces de generación. Los datos mostrados en la Tabla 4, son representados en la Figura 15. En dicha figura se puede observar como a medida que aumenta la longitud de la secuencia Zadoff-Chu empleada mejor es la cota de correlación. Además, conforme aumenta el número de emisores se produce un incremento del error en las cotas, lo que implica un peor comportamiento de la secuencia. Para un único emisor se encuentra el mejor comportamiento de la secuencia, puesto que no hay interferencia por acceso simultáneo, que empeora el comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu. En el eje x de la figura se muestran en la parte superior el número de emisores empleados, y en la parte inferior la longitud usada para la generación de las secuencias Zadoff-Chu, y en el eje y se muestra la amplitud de la cota máxima obtenida.

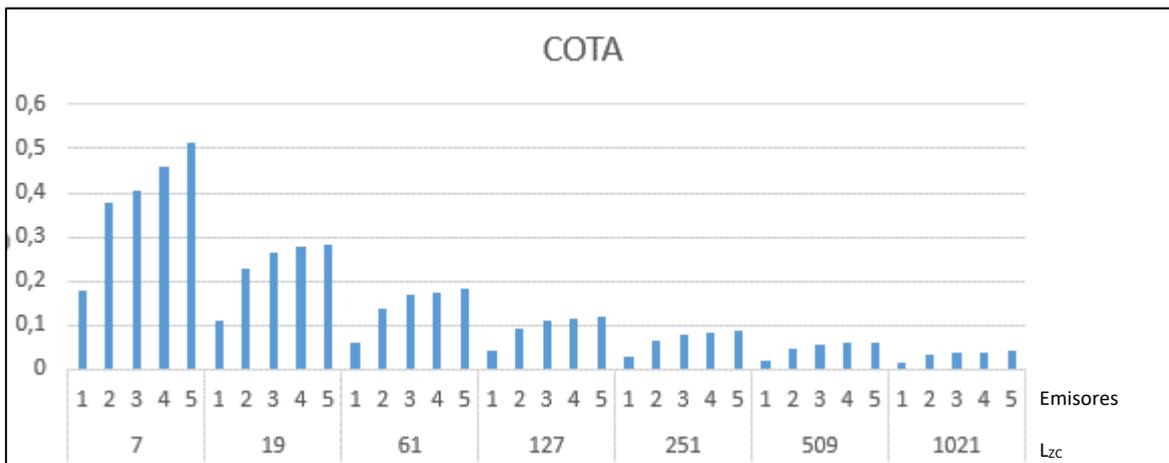


Figura 15. Cotas de correlación en función de L_{ZC} y el número de emisores.

2.2.3.3. ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU PREFERIDOS.

Puesto que se observa que las longitudes impares y primas tienen un mejor comportamiento que las longitudes pares, se particulariza el estudio de los códigos Zadoff-Chu a estas longitudes, con el fin de encontrar cual es la mejor solución para la generación de una secuencia Zadoff-Chu para su uso en emisión aperiódica.

El estudio consiste en la búsqueda de las mejores raíces de generación para cada una de las longitudes, empleándose todos los códigos primos disponibles desde $k=1$ hasta $k=L_{ZC}-1$. En la

Tabla 5 se muestran los resultados obtenidos tras realizar una búsqueda masiva con el fin de conseguir las mejores cotas de auto-correlación y de correlación cruzada.

Se comparan las cotas eligiendo las mejores raíces para L_{ZC} , buscando aquellas combinaciones que permiten obtener mejores resultados al escoger raíces de generación más convenientes (que reducen las cotas de correlación). Cabe mencionar, que, si se elige una L_{ZC} pequeña y un número de emisores alto, no es posible disponer de un número de raíces de generación suficiente.

En la Tabla 5 se muestra una comprobación entre la elección de las mejores raíces de generación que siguen la secuencia $k_n = \frac{L_{ZC}}{n}$, para su mitad inferior y siendo k_n redondeada al entero más próximo, donde se puede observar cómo variando estas raíces se obtiene el mejor de los resultados. Para una L_{ZC} de 127, se ha variado una única raíz con el fin de comprobar la importancia de tener raíces de generación que siguen la anterior secuencia mencionada.

Tipo de longitud	Raíces elegibles	Raíces elegibles	Raíces No elegibles	Raíces elegibles	Raíces elegibles	Raíces No elegibles	Raíces elegibles	Raíces No elegibles	Raíces No elegibles
L_{ZC}	61	61	61	127	127	127	1021	1021	1021
Nº Emisores	5	5	5	5	5	5	5	5	5
k_i	6, 12, 15, 41 y 49	10, 12, 15, 20 y 30	7, 13, 15, 41 y 50	1, 63, 64, 85 y 106	95, 114, 113, 111 y 126	1, 63, 64, 86 y 106	255, 340, 510, 851 y 1020	1, 339, 510, 851 y 1020	255, 340, 510, 850 y 1020
θ	0.16894	0.17497	0.30994	0.11906	0.26165	0.27029	0.042518	0.2256	0.27501
θ_{AC}	0.15685	0.15059	0.30994	0.10328	0.26165	0.27029	0.036816	0.2256	0.27501
θ_{CC}	0.16894	0.17497	0.17984	0.11906	0.13109	0.12661	0.042518	0.049543	0.049672

Tabla 5. Comparativa de raíces elegibles y raíces no elegibles.

En la Figura 16, se puede observar como las mejores raíces de generación se encuentran para los lóbulos marcados con una cruz roja donde siguen la secuencia $k_n = \frac{L_{ZC}}{n}$, para su mitad inferior y siendo k_n redondeada al entero más próximo.

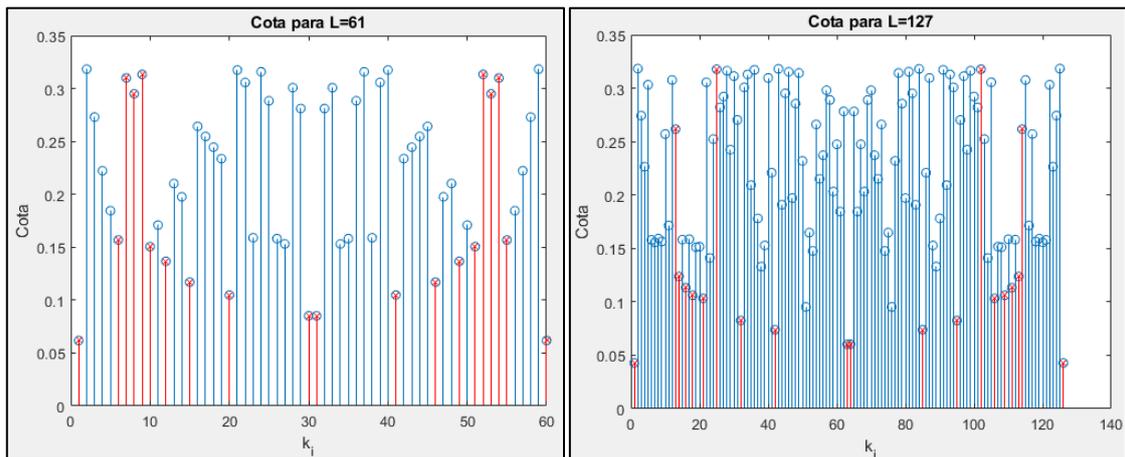


Figura 16. Mejores raíces de generación en función de L_{ZC} .

2.2.4. CONCLUSIONES.

Puesto que los efectos producidos por las secuencias Zadoff-Chu para emisiones periódicas ya es conocido, el presente TFG se ha centrado en el estudio de las secuencias Zadoff-Chu para emisiones aperiódicas, con el fin de comprobar el funcionamiento de dichas secuencias en esa situación.

Durante el estudio se ha realizado la elección de las mejores L_{ZC} y raíces de generación, con el fin de obtener los mejores resultados posibles y reducir los errores producidos por la emisión de códigos de forma simultánea. Las mejores secuencias Zadoff-Chu se encuentran para:

- L_{ZC} largas, cuanto mayor es la longitud de la secuencia, mayor es la energía transmitida al medio y por tanto mayor ganancia tiene la transmisión. También se producen desventajas ya que, cuanto mayor sea la longitud, los tiempos de transmisión son más largos lo que hace que se produzca un incremento de los tiempos de procesamiento. Para los efectos en el canal de emisión, cuanto mayor sea L_{ZC} , más vulnerabilidad al efecto Doppler tendrán las secuencias emitidas.
- L_{ZC} primas e impares. Ofrecen mejores cotas de correlación que las pares. En la Tabla 2 se puede observar cómo se produce una mejoría en las secuencias que emplean longitudes primas frente a las longitudes no primas.
- Mejor elección para las raíces de generación, cuando se emplean varios emisores, siguiendo la secuencia:

$$k_n = \frac{L_{ZC}}{n}, \text{ para su mitad inferior y siendo } k_n \text{ redondeada al entero más próximo,}$$

con $n=2, 3, 4, \dots, L_{ZC}$.

$k_n = \frac{L_{ZC} \cdot (n-1)}{n}$, para su mitad superior y siendo k_n redondeada al entero más próximo,

con $n=2, 3, 4, \dots, L_{ZC}$.

Esta elección de raíces es necesario realizarla cuando se desea emplear varios emisores de forma simultánea, para obtener mejores resultados en las recepciones.

- Se ha de emplear una única raíz de generación por secuencia. Si hay varios emisores simultáneos, las semillas deben elegirse para que los códigos asignados a cada emisor tengan la menor correlación cruzada con el resto de emisores. Es decir, el emisor 1 ha de tener una secuencia Zadoff-Chu con un código generado con una raíz de generación, siendo esta única y exclusivamente utilizada para generar dicha secuencia Zadoff-Chu. El resto de emisores han de codificarse con otro código distinto elegido entre una de las raíces de generación comentadas en el punto anterior y siendo utilizada única y exclusivamente por él. En la Tabla 5 se muestran las raíces de generación empleadas para la generación de las secuencias, donde en todos los emisores se evita la repetición de raíces de generación.

3. ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN.

Una vez que las mejores secuencias Zadoff-Chu han sido determinadas, es necesario modularlas con la finalidad de transmitir las al medio. El objetivo es poder realizar una transmisión mediante señales ultrasónicas en un medio de transmisión como es el aire.

3.1. NECESIDAD DE MODELACIÓN.

El modelado de las diferentes etapas por las que pasan las secuencias antes de ser transmitida al canal, ayuda a obtener unos resultados muy similares a los que se puedan obtener en entornos de pruebas reales.

Utilizando herramientas de simulación se pueden realizar modificaciones de los diferentes parámetros, con el fin de generar, adaptar la secuencia y poder ajustar ésta al ancho de banda de transmisión, pudiendo analizar el comportamiento sin la necesidad de realizar implementaciones hardware. En los modelos físicos es mucho más costosa la implementación. Las herramientas de simulación permiten realizar modificaciones de forma sencilla y rápida, cosa que para los modelos físicos se tendrían que realizar modificaciones en componentes electrónicos, alterando el comportamiento y no pudiendo obtener y realizar pruebas controladas como pueden realizarse en un modelo matemático.

El modelo matemático de las modulaciones empleadas en el presente TFG ayuda en el estudio y comprensión del comportamiento de las secuencias Zadoff-Chu empleando las técnicas de modulación QPSK, FH, Chirp y OFDM. Esto permite realizar un análisis más exhaustivo, ampliando el estudio del comportamiento de estas secuencias en función de la modulación empleada.

Gracias al modelado de los diferentes efectos de modulación se puede comprobar cuál de las modulaciones tiene mejor respuesta frente a los diferentes efectos producidos por las modulaciones. Por tanto, se emplean herramientas de simulación como Matlab para implementar los modelos matemáticos con el fin de predecir resultados y realizar después pruebas en entornos reales donde se puedan corroborar los comportamientos obtenidos en las pruebas realizadas durante el presente proyecto.

3.2. PARÁMETROS DE ANÁLISIS.

Se definen nuevos parámetros con el fin de poder realizar un estudio de las diferentes modulaciones. Con los parámetros que se definen a continuación, se pretende obtener cuál de todas las modulaciones tiene un mejor comportamiento para las mejores secuencias Zadoff-Chu impares primas obtenidas anteriormente cuando se transmitan al medio.

3.2.1. COTA DE CORRELACIÓN.

Al igual que en el estudio de secuencias Zadoff-Chu, se van a emplear las cotas de correlación entre el lóbulo principal y el lóbulo lateral. Como la secuencia ya se encuentra en la fase de modulación se empleará la siguiente nomenclatura, con el fin de poder ser diferenciada del estudio anterior.

- COTA de Auto-Correlación ($COTA_{AC}$).
- COTA de Correlación Cruzada ($COTA_{CC}$).
- COTA es el máximo entre el $COTA_{AC}$ y el $COTA_{CC}$.

3.2.2. SIDELOBE TO MAINLOBE RATIO.

El parámetro *Sidelobe to Mainlobe Ratio (SMR)*, es el mismo en teoría que el definido en el capítulo 2 como cota de correlación (Θ), pero cuando la señal se encuentre ya modulada, no se encuentre en banda base y han sido sumadas todas las secuencias generadas. El *Sidelobe to Mainlobe Ratio (SMR)* es empleado para señales en las que comienzan a interferir elementos como son los efectos de modulación, los efectos del transductor y los efectos producidos por el canal.

3.2.3. ANCHURA DEL PICO DE CORRELACIÓN.

Se define este parámetro para obtener el ancho del pico principal de la señal (*mainlobe*), en función del número de muestras. Con el fin de calcular la anchura del pico principal de la correlación, se realiza una umbralización de la señal al 70% de la amplitud del pico principal, y se calculan los puntos de corte de la correlación con dicho umbral.

A continuación, se muestra un ejemplo en la Figura 17 de la definición del pico principal. Para ello se va a emplear como ejemplo una modulación QPSK con $L_{zc}=251$ y con un número de ciclos de portadora de 10. Las líneas verticales dibujadas en amarillo sobre la Figura 17 definen la anchura del pico principal al 70%, mientras que la línea verde dibujada en horizontal define la amplitud al 70% de la señal, obteniendo como resultado la anchura en función del número de muestras que hay entre las líneas verticales. En rojo se muestra la envolvente de la señal con el fin de identificar tanto el lóbulo principal y su anchura. Para obtener de forma precisa el ancho del pico principal, se sobremuestra la señal de correlación.

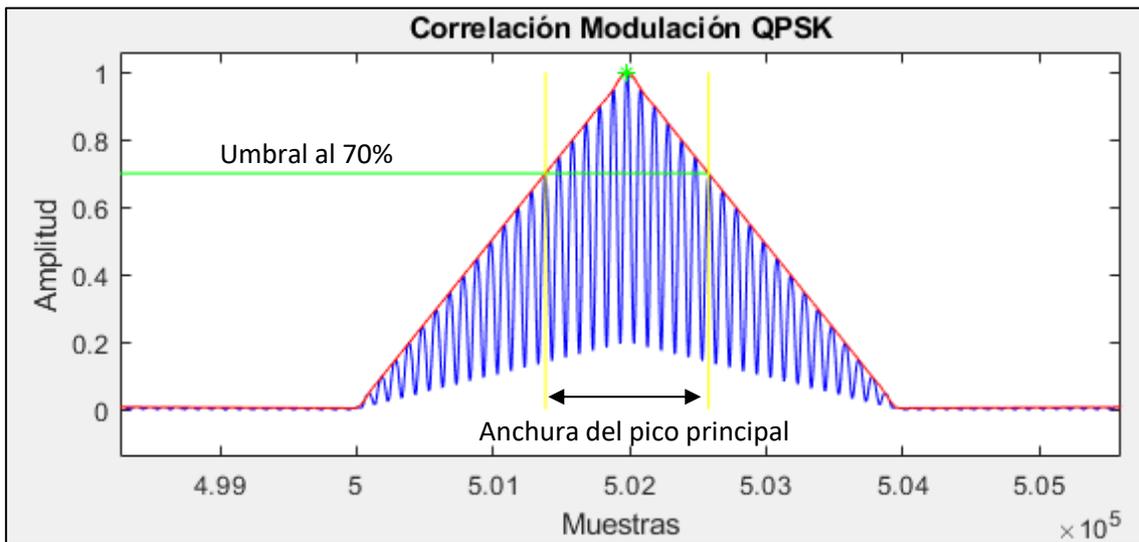


Figura 17. Anchura del lóbulo principal para $L_{zc}=251$.

3.2.4. ÁREA DEL PICO DE CORRELACIÓN.

Para cada una de las modulaciones empleadas se calcula el área del pico principal. Se realiza una detección del área por encima del umbral de la señal, situado ahora al 20% respecto a la amplitud del pico principal. El objetivo de conocer el área es poder identificar cuánto ocupa el pico principal, pudiendo cotejarlo con la anchura y con la energía transmitida. Para obtener el valor del área se utiliza la función *trapz* de Matlab.

En la Figura 18 se muestra el área obtenida de la Figura 17.

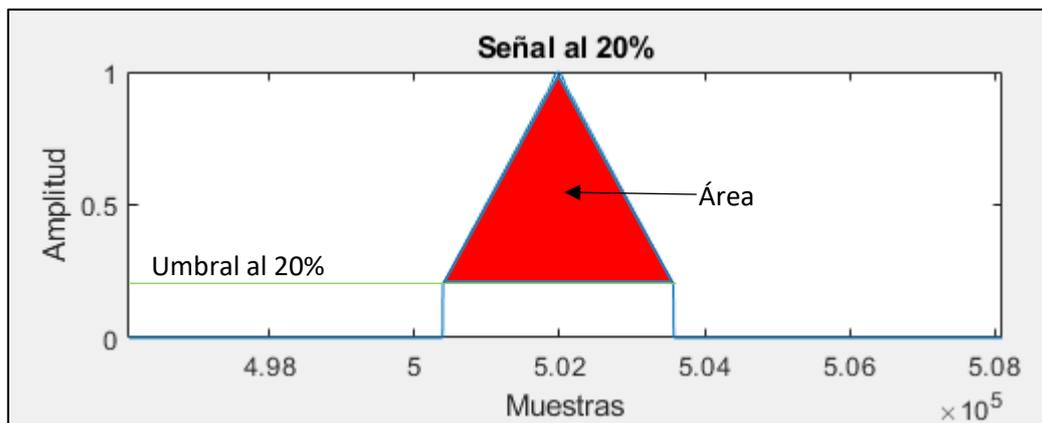


Figura 18. Área de la correlación al 20% del umbral.

3.2.5. ENERGÍA NORMALIZADA DE LA SEÑAL.

Para el presente TFG, se emplea la normalización de la energía para realizar una comparativa de los resultados obtenidos en las diferentes pruebas, en función de las modulaciones empleadas.

Dado un conjunto de M (tamaño de la familia) secuencias, de longitud L_{ZC} , siendo $\{A=a_m[n] \in \{-1,1\}; 1 \leq m \leq M; 0 \leq n \leq L_{ZC}-1\}$, con N como el número de muestras máximo de la señal, se define la energía de la señal como:

$$E_{a_m}[n] = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{L_{ZC}-1} |a_m[n]|^2}{N}} \quad (8)$$

De este modo se obtiene la energía normalizada transmitida por la señal.

3.3. MODULACIÓN QPSK.

3.3.1. ANÁLISIS TEÓRICO

La modulación QPSK es una modulación por desplazamiento de fase cuaternaria que pertenece al conjunto de modulaciones X-PSK, ya que está formada por un grupo de M símbolos, siendo en este caso $X=4$. Se obtienen por tanto cuatro fases diferentes para cada grupo de bits, 00, 01, 11 y 10.

Las modulaciones M -PSK están compuestas por la suma de dos señales ortogonales, donde cada una de estas señales se corresponde con la componente en fase y cuadratura.

Las secuencias ZC están formadas por una parte real y una parte imaginaria, para cada muestra de la secuencia. La parte real de una secuencia Zadoff-Chu es modulada empleando una onda cosenoidal, con una determinada frecuencia de portadora, y la parte imaginaria empleando una onda sinusoidal, empleando la misma frecuencia de portadora que la onda cosenoidal. A continuación, se muestra el modelo matemático que se emplea en la modulación de una secuencia Zadoff-Chu.

$$C[n] = \cos(2\pi f_c n) - i \cdot \sin(2\pi f_c n) \quad (9)$$

$$0 \leq n/f_s \leq O_f/f_s$$

$$x_{QPSK_k}[n] = \sum_{l=0}^{L_{ZC}-1} [Re(Z_{rk}(l)) \cdot Re(C[n]) - Im(Z_{rk}(l)) \cdot Im(C[n])] \quad (10)$$

Donde $C[n]$ es la señal compleja para realizar la modulación QPSK, centrada a una frecuencia de portadora f_c , con una duración de símbolo que depende del factor de sobremuestreo $O_f = T_t \cdot f_s$, f_s es la frecuencia de muestreo y $Z_{rk}(l)$ la secuencia Zadoff-Chu generada en función de la longitud empleada para la transmisión. En la ecuación (9), se modula en QPSK la secuencia Zadoff-Chu obteniendo como señal resultante la señal x_{QPSK_k} .

En la Figura 19 se muestra el esquema de modulación seguido para realizar la modulación de la secuencia Zadoff-Chu.

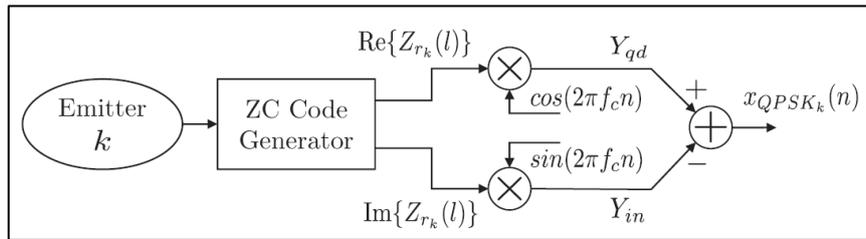


Figura 19. Esquema de modulación QPSK para ZC [Murano, 2018].

Como ejemplo, para realizar la modulación de 5 emisores se emplea una secuencia Zadoff-Chu con $L_{zc}=61$ y 10 ciclos por portadora, centradas a una frecuencia de 200 kHz y con $f_s=2$ MHz. Los códigos generados se muestran en la Figura 20.

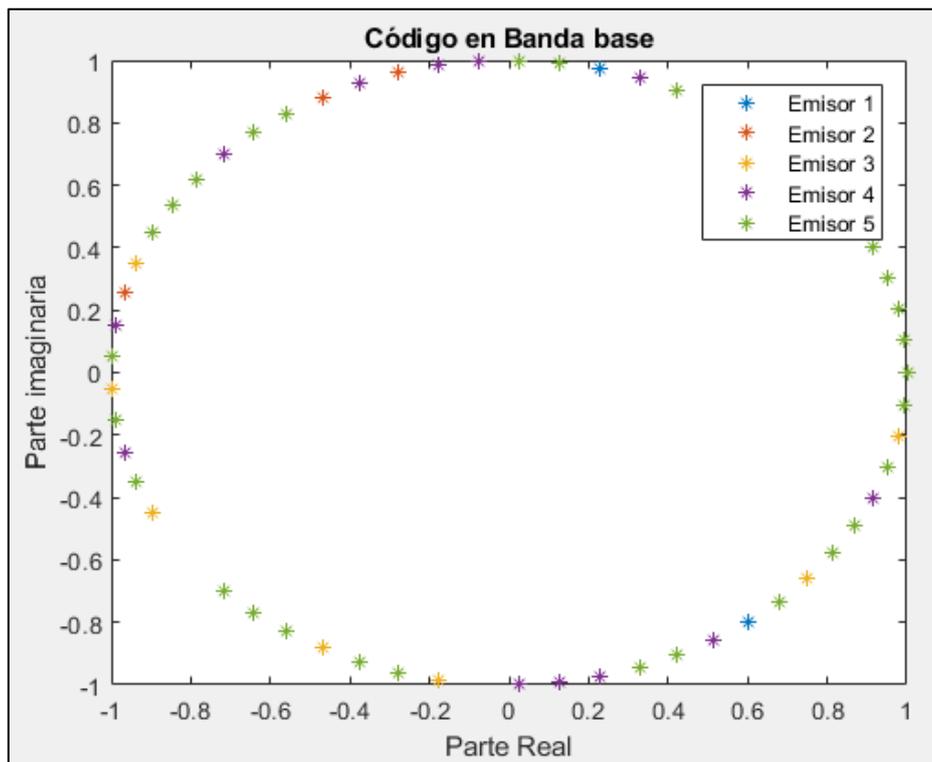


Figura 20. Códigos en banda base para QPSK.

Considerando el efecto de un posible transductor, se han de centrar los códigos emitidos en el ancho de banda de dicho transductor. En este TFG se ha tomado como referencia el transductor ProWave 200LM450 [URL1] que tiene una frecuencia central de 200 kHz y un ancho de banda de 25 kHz. El modelo de transductor empleado está destinado para la transmisión de señales en entornos subacuáticos, y es usado en este TFG con el fin de realizar futuros trabajos en dichos entornos.

En la Figura 21 se observa como el espectro de la señal modulada aparece centrada en una frecuencia de 200 kHz.

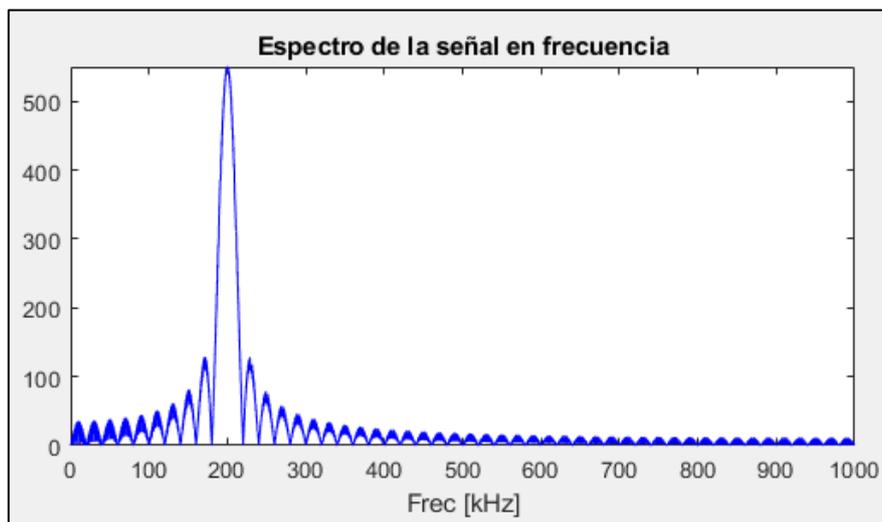


Figura 21. Espectro de la señal modulada.

3.3.2. ESTUDIO DE RAÍCES DE GENERACIÓN SIMÉTRICAS.

Al realizar la modulación de una secuencia Zadoff-Chu en QPSK, pueden emplearse raíces de generación que se encuentren tanto en la mitad superior como en la mitad inferior de L_{ZC} , sabiendo que el valor de la raíz $k = 1, 2, 3, \dots, L_{ZC} - 1$. Durante las pruebas se ha observado que las raíces de generación en números primos para generar la secuencia Zadoff-Chu tienen simetría, dividiendo la secuencia en dos mitades. La mitad de las raíces desde 1 a $(L_{ZC}-1)/2$ son el complemento de la otra mitad que va desde $(L_{ZC}-1)/2+1$ a $L_{ZC}-1$.

Si se elige una raíz y su complementaria, al realizar la modulación se suma la parte real y parte compleja con dos señales ortogonales, como son el seno y el coseno, pero sin embargo al ser una el complemento de la otra, las secuencias obtenidas son prácticamente iguales, por lo que su correlación cruzada va a presentar un pico de gran amplitud, como si se realizara la auto-correlación de dos secuencias.

En la Figura 22, se puede observar como la mitad superior e inferior son complementarias. En los estudios desarrollados a continuación se empleará la mitad inferior. Las cotas vienen dadas en porcentaje con el objetivo de mostrar e identificar de forma rápida que raíces de generación son complementarias. Se puede observar como la raíz de generación $k_i=1$ y $k_i=60$, tienen la misma amplitud para la cota de correlación mostrada en la imagen.

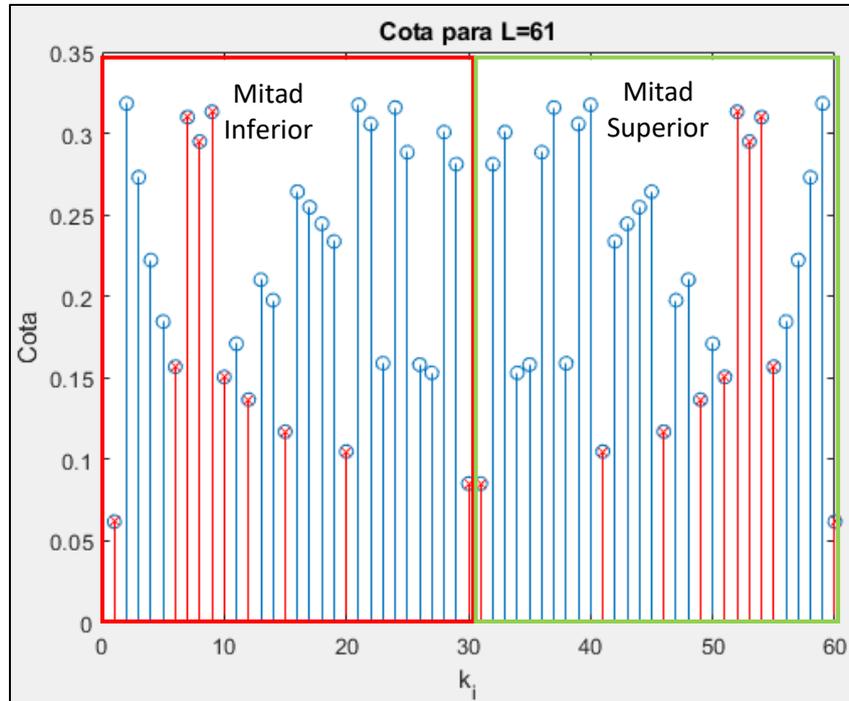


Figura 22. Cotas de AC para cada una de las raíces de generación, con $0 \leq k \leq L-1$.

En la Figura 22, se muestra un ejemplo de las cotas de auto-correlación posibles para una secuencia con $L_{ZC}=61$, pudiendo elegirse las raíces de generación desde $k=1$ hasta $k=L_{ZC}-1$. Las raíces de generación marcadas con una cruz roja muestran las raíces elegibles para obtener las mejores correlaciones, siguiendo la secuencia:

$$k_i = \frac{L_{ZC}}{n}, \text{ para su mitad inferior y siendo } k_n \text{ redondeada al entero más próximo,}$$

con $n=2, 3, \dots, L_{ZC}$

$$k_i = \frac{L_{ZC} \cdot (n-1)}{n}, \text{ para su mitad superior y siendo } k_n \text{ redondeada al entero más próximo,}$$

con $n=2, 3, 4, \dots, L_{ZC}$

A continuación, en la Figura 23 se muestra la comparativa entre una correlación cruzada para una secuencia $L_{ZC}=61$ con raíces de generación $k=1$ y 60 , donde la $COTA_{AC}$ es 0.1048 y la $COTA_{CC}$ es 0.2292 , y la correlación cruzada empleando raíces de generación con $k=1$ y 30 , donde la $COTA_{AC}$ es 0.1371 y la $COTA_{CC}$ es 0.1967 . Se puede observar en la figura, como la correlación

cruzada para las raíces de generación $k=1$ y 30, tiene una menor amplitud y como consecuencia mejora frente a las raíces de generación $k=1$ y 60. Esta mejora es debido a que las raíces de generación 1 y 30 tienen lóbulos de correlación cruzada más bajos que las raíces de generación 1 y 60 y por tanto van a interferirse en menor medida.

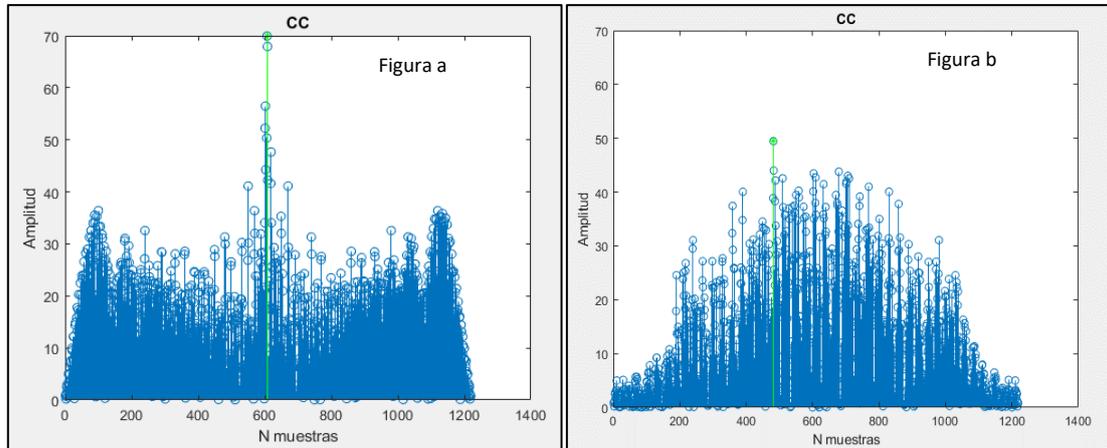


Figura 23. Correlación Cruzada para $L_{zc}=61$ y $k=[1\ 60]$ (a) y $k=[1\ 30]$ (b).

En la Figura 24 (izquierda) se han generado dos secuencias con raíces de generación 1 y 5, mientras que en la figura de la derecha se ha generado con una raíz de generación de 1 y 7, donde $k=7$ es elegible para esta L_{zc} y $k=5$ no elegible para esta L_{zc} . Como se puede observar en ambas figuras, se muestran los valores para la correlación cruzada entre secuencias, obteniéndose una cota de correlación cruzada menor para las secuencias generadas con raíces de generación 1 y 7. Por tanto, cuando se emplean un número de emisores superior o igual a 2, la correlación cruzada con cualquier otra raíz de generación será mejor si se emplean raíces de generación.

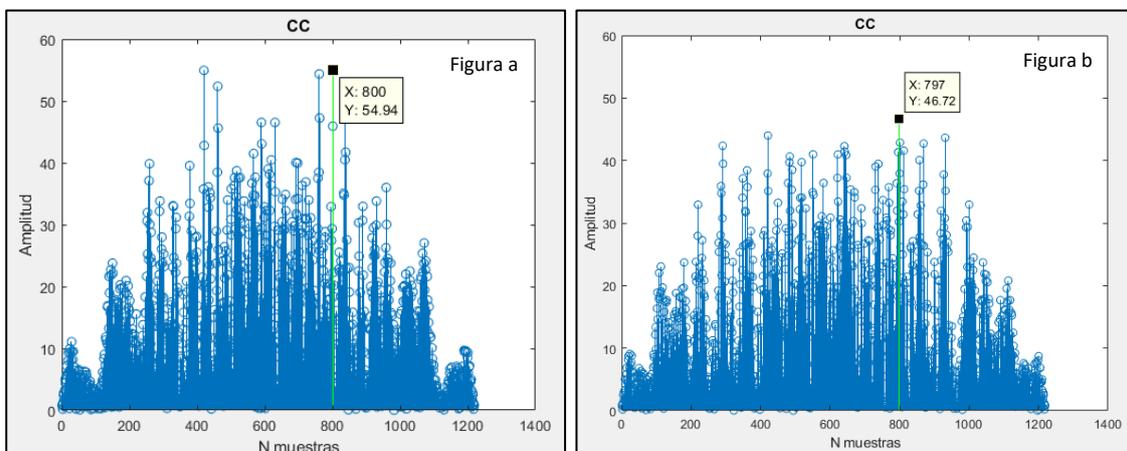


Figura 24. Comparativa entre la cota de correlación para secuencias con raíces de generación no elegible ($k=[1\ 5]$ (a)) y elegible ($k=[1\ 7]$ (b)).

3.3.3. ESTUDIO DEL EFECTO DEL NÚMERO DE CICLOS DE LA PORTADORA FRENTE A LA LONGITUD DEL CÓDIGO.

La modulación QPSK permite realizar modificaciones de varios parámetros, siendo uno de ellos el factor de sobre muestreo. Este parámetro aumenta el número de muestras O_f , lo que conlleva también un aumento del tiempo de transmisión de la señal.

Durante el estudio se realizan dos pruebas, una fijando el número de ciclos de la portadora y variando el número de emisores y L_{ZC} , y otra variando el número de ciclos de la portadora, L_{ZC} y el número de emisores. El objetivo es comprobar el funcionamiento de las modulaciones y poder indicar el comportamiento en función de L_{ZC} , del número de ciclos de la portadora y del tiempo de transmisión de la secuencia. Para todas las pruebas se fija una frecuencia de muestreo (f_s) de 2 MHz.

En la primera prueba se desea obtener el comportamiento de la modulación QPSK en función de la longitud de la secuencia y el número de emisores empleado. Por ello se mantiene el número de ciclos portadora en 1 y se van variando los parámetros de longitud y número de emisores.

En la Tabla 6 se muestran los resultados obtenidos de realizar las pruebas para las diferentes longitudes y los diferentes emisores. Se puede comprobar como a medida que aumenta el número de emisores, la *COTA* empeora. Este comportamiento viene producido por los valores obtenidos al calcular la $COTA_{CC}$, ya que a mayor número de emisores menor es el número de códigos disponibles con buenas propiedades de correlación cruzada, y por tanto los códigos que se emplean tienen peor comportamiento.

Al aumentar L_{ZC} disminuye la *COTA*. Cuanto mayor es la longitud de la secuencia, mayor número de raíces de generación disponibles hay para la generación de la secuencia Zadoff-Chu, pudiendo elegir los mejores códigos con cotas de correlación bajas.

Se observa que los tiempos de transmisión varían, ya que al tener menor L_{ZC} menor es su tiempo de transmisión.

En cuanto al área y al ancho del pico principal no se observan grandes variaciones en función del número de emisores, ni en función de la longitud empleada. Para la presente prueba, se obtienen los resultados de la energía normalizada, con el fin de ver si se producen variaciones debido a incrementar la longitud de la secuencia. Como se puede observar en la tabla, la energía normalizada se mantiene constante, y en cambio la energía sin normalizar aumenta, al aumentar las longitudes de las secuencias Zadoff-Chu. A medida que se realiza un aumento de la L_{ZC} se produce un aumento del tiempo de transmisión (T_t).

L_{zc}	Nº Emisores	O_f	Energía	Ancho PP	Área	$COTA_{Ac}$	$COTA_{Cc}$	$COTA$	T_i (s)
61	1	10	0.7071	6.575	182.74	0.0657	0	0.0657	0.0003
61	2	10	0.7071	6.600	183.21	0.1510	0.1292	0.1510	0.0003
61	3	10	0.7071	6.600	183.21	0.1510	0.1535	0.1535	0.0003
61	4	10	0.7071	6.700	183.55	0.1510	0.1916	0.1916	0.0003
61	5	10	0.7071	6.700	183.55	0.1510	0.1916	0.1916	0.0003
127	1	10	0.7071	6.725	185.30	0.0464	0	0.0464	0.0006
127	2	10	0.7071	6.720	185.12	0.1037	0.1111	0.1111	0.0006
127	3	10	0.7071	6.700	185.79	0.1037	0.1154	0.1154	0.0006
127	4	10	0.7071	6.700	185.79	0.1067	0.1158	0.1158	0.0006
127	5	10	0.7071	6.733	185.79	0.1242	0.1267	0.1267	0.0006
251	1	10	0.7071	6.725	187.20	0.0333	0	0.0333	0.0013
251	2	10	0.7071	6.720	187.27	0.0743	0.0745	0.0745	0.0013
251	3	10	0.7071	6.800	185.99	0.0607	0.0792	0.0792	0.0013
251	4	10	0.7071	6.700	185.99	0.0607	0.0883	0.0883	0.0013
251	5	10	0.7071	6.733	187.27	0.0904	0.0941	0.0941	0.0013
509	1	10	0.7071	6.750	186.48	0.0232	0	0.0232	0.0025
509	2	10	0.7071	6.740	186.66	0.0516	0.0522	0.0522	0.0025
509	3	10	0.7071	6.800	186.66	0.0516	0.0604	0.0604	0.0025
509	4	10	0.7071	6.700	186.66	0.0516	0.0683	0.0683	0.0025
509	5	10	0.7071	6.733	186.73	0.0516	0.0683	0.0683	0.0025
1021	1	10	0.7071	6.725	187.12	0.0165	0	0.0165	0.0051
1021	2	10	0.7071	6.720	186.79	0.0368	0.0399	0.0399	0.0051
1021	3	10	0.7071	6.575	187.10	0.0300	0.0426	0.0426	0.0051
1021	4	10	0.7071	6.600	187.10	0.0368	0.0442	0.0442	0.0051
1021	5	10	0.7071	6.600	187.10	0.0368	0.0443	0.0443	0.0051

Tabla 6. Resultados obtenidos de modular en QPSK manteniendo el número de ciclos de portadora fijo.

La COTA obtenida durante la primera prueba (Tabla 6) se puede ver en la Figura 25, donde se muestran los valores obtenidos de forma visual.

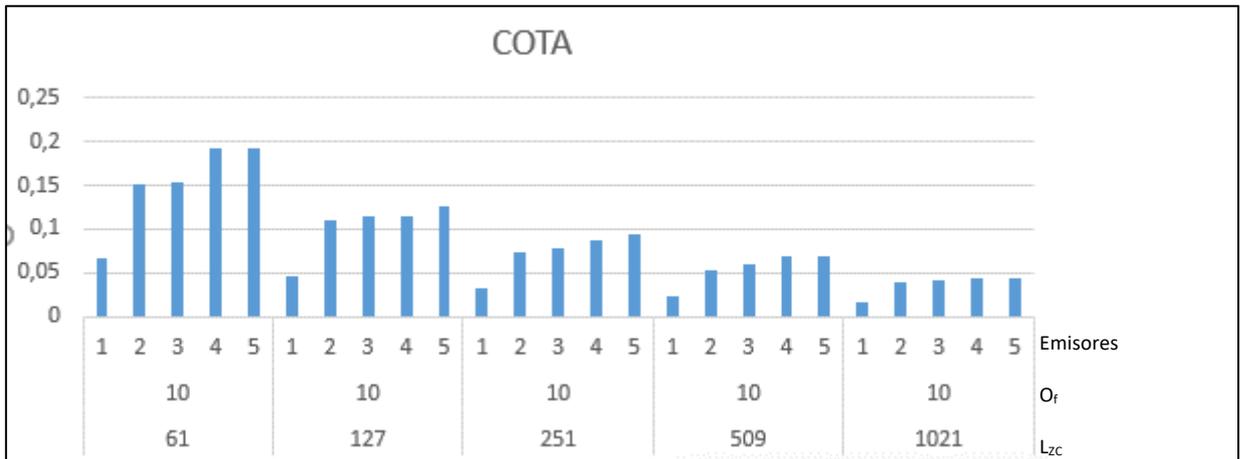


Figura 25. COTA para ciclos de portadora fijos.

En la segunda prueba, el objetivo es mantener el tiempo de transmisión aproximadamente en 5 ms, y realizar modificaciones del número de ciclos de la portadora y L_{ZC} , con el fin de detectar la combinación más favorable. A medida que aumenta L_{ZC} se necesita un menor número de ciclos de portadora con objeto de mantener constante el T_t . Del mismo modo, si aumenta el número de ciclos hay que disminuir la longitud del código para mantener su producto constante.

Para mantener el T_t en un rango aproximado a los 5 ms, se ha de mantener unos valores que respeten la siguiente fórmula.

$$T_t = \frac{O_f \cdot L_{ZC}}{f_s} \quad (11)$$

Donde T_t es el tiempo de transmisión, f_s la frecuencia de muestreo, O_f es el número de muestras y L_{ZC} la longitud del código Zadoff-Chu, siendo O_f y L_{ZC} números enteros.

Se realizan pruebas desde $L_{ZC}=61$ hasta 1021, donde se mantiene el tiempo de transmisión y la frecuencia de portadora, y se modifica el número de ciclos de portadora en función del aumento de la longitud. En la

LzC	Nº Emisores	Of	Tt (s)	Energía	Ancho PP	Área	COTAAC	COTACC	COTA
61	1	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.0618	0.0000	0.0618
61	2	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1346	0.1506
61	3	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1580	0.1580
61	4	160	0.0005	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1698	0.1698
61	5	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1711	0.1711
127	1	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.0428	0.0000	0.0428
127	2	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1033	0.1111	0.1111

127	3	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1033	0.1126	0.1126
127	4	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1062	0.1187	0.1187
127	5	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1238	0.1294	0.1294
251	1	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0303	0.0000	0.0303
251	2	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0743	0.0715	0.0743
251	3	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0605	0.0784	0.0784
251	4	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0605	0.0833	0.0833
251	5	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0901	0.0893	0.0901
509	1	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0213	0.0000	0.0213
509	2	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0514	0.0516
509	3	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0560	0.0560
509	4	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0645	0.0645
509	5	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0645	0.0645
1021	1	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0165	0.0000	0.0165
1021	2	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0368	0.0399	0.0399
1021	3	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0300	0.0426	0.0426
1021	4	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0368	0.0442	0.0442
1021	5	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0368	0.0443	0.0443

Tabla 7 se puede observar la relación que tienen que cumplir la longitud de la secuencia Zadoff-Chu y el número de ciclos por portadora. Las pruebas son realizadas variando el número de emisores, para observar el comportamiento de las secuencias en función de este parámetro.

Manteniendo una longitud fija y variando el número de emisores se puede observar como las cotas aumentan a medida que se aumenta el número de emisores. Este comportamiento se produce para todas las pruebas realizadas. Este aumento de las cotas viene producido por las correlaciones cruzadas, ya que al aumentar el número de emisores hay menor probabilidad de que los códigos empleados para la generación de las secuencias sean ortogonales, y por tanto las cotas de correlación cruzada son mayores. El aumento de L_{ZC} permite obtener un mayor número de códigos para la generación de secuencias, permitiendo reducir la cota de correlación cruzada. Asimismo, habrá mayor ganancia de proceso y mejorará la cota de correlación.

Con el aumento de las longitudes, el ancho del pico principal disminuye, al igual que disminuye el área. Estos parámetros indican que cuanto más estrecho sea el pico principal, mejor detección se produce en el receptor, aumentando la resolución lateral.

La energía en esta prueba se mantiene estable.

L_{ZC}	Nº Emisores	O_f	T_t (s)	Energía	Ancho PP	Área	$COTA_{AC}$	$COTA_{CC}$	$COTA$
61	1	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.0618	0.0000	0.0618

61	2	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1346	0.1506
61	3	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1580	0.1580
61	4	160	0.0005	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1698	0.1698
61	5	160	0.0049	0.7071	6	94.608375	0.1506	0.1711	0.1711
127	1	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.0428	0.0000	0.0428
127	2	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1033	0.1111	0.1111
127	3	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1033	0.1126	0.1126
127	4	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1062	0.1187	0.1187
127	5	80	0.0051	0.7071	6	95.79925	0.1238	0.1294	0.1294
251	1	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0303	0.0000	0.0303
251	2	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0743	0.0715	0.0743
251	3	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0605	0.0784	0.0784
251	4	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0605	0.0833	0.0833
251	5	40	0.0050	0.7071	6.5	96.4955	0.0901	0.0893	0.0901
509	1	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0213	0.0000	0.0213
509	2	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0514	0.0516
509	3	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0560	0.0560
509	4	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0645	0.0645
509	5	20	0.0051	0.7071	6	95.20815	0.0516	0.0645	0.0645
1021	1	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0165	0.0000	0.0165
1021	2	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0368	0.0399	0.0399
1021	3	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0300	0.0426	0.0426
1021	4	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0368	0.0442	0.0442
1021	5	10	0.0051	0.7071	8	187.1169	0.0368	0.0443	0.0443

Tabla 7. Resultados obtenidos de modular en QPSK, variando el O_f y L_{zc} y manteniendo estable T_c .

En la Figura 26 se muestra de forma gráfica los datos obtenidos en la variación del número de ciclos de portadora para $COTA$.

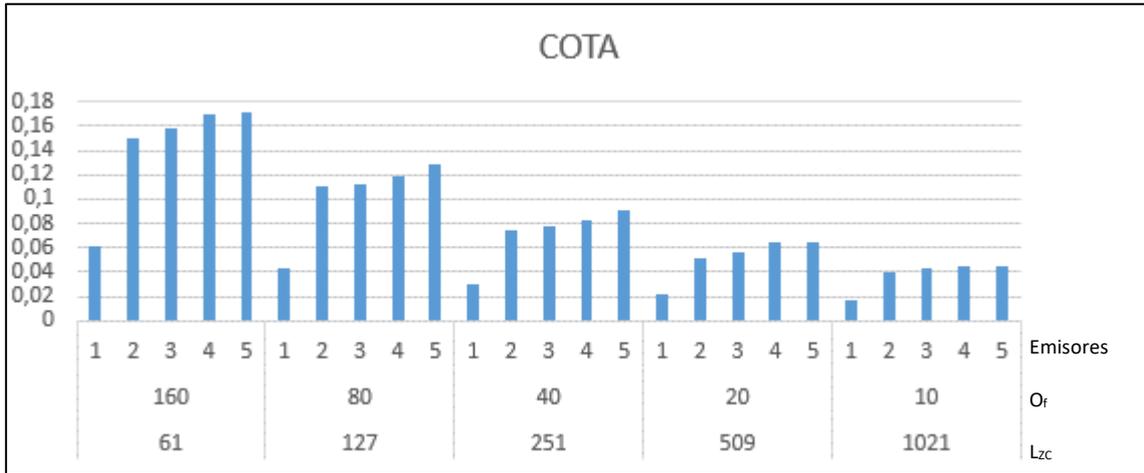


Figura 26. Relación COTA variando el número de emisores, la L_{zc} y el O_f , y manteniendo estable T_e .

3.3.4. CONCLUSIONES.

Si se emplea una modulación QPSK para realizar la transmisión de una secuencia Zadoff-Chu, se llega a la conclusión que cuanto mayor sea la longitud de la secuencia menor valor para COTA.

Dentro de las pruebas se puede llegar a la conclusión de que cuanto mayor es la L_{zc} , mayor es la energía y por tanto esta secuencia es capaz de viajar mayores distancias en canales de transmisión con entornos ruidosos. Para las anteriores pruebas realizadas se ha empleado la normalización de la energía y por tanto no se puede apreciar este aumento de energía. Por ello se procede a realizar una última prueba, variando las L_{zc} con el fin de mostrar cómo varía la energía cuando no es normalizada. Para una secuencia $L_{zc}=61$ se obtiene una energía de 17,4642 y para una secuencia $L_{zc}=509$ se obtiene una energía de 50,4480. Como se puede observar en la prueba realizada los valores de energía aumentan cuando la L_{zc} aumenta.

3.4. MODULACIÓN FREQUENCY HOPPING.

3.4.1. ANÁLISIS TEÓRICO

La modulación en espectro ensanchado por saltos en frecuencia (FHSS) es un método de transmisión de señales con cambio en las frecuencias de la portadora, realizando una transmisión en múltiples canales de frecuencia.

Se utiliza el método de acceso por división en frecuencia, pudiendo realizar la transmisión de los diferentes paquetes en las distintas frecuencias entre un canal y otro en función del patrón fijado. De este modo la señal permanece durante un corto período de tiempo en el canal en un rango de frecuencias determinado.

En la Figura 27 se muestra el patrón de emisiones, donde E1 hace referencia al emisor uno, E5 es el quinto emisor de las señales a transmitir en el medio, y siendo T_b , el periodo de salto entre emisores para cada una de las frecuencias. Además, T_b viene dado en muestras, y por tanto, se puede relacionar con el factor de sobremuestreo (O_f , para QPSK), siendo T_b el número de muestras añadido (sobremuestreo) para aumentar los tiempos de transmisión de la modulación.

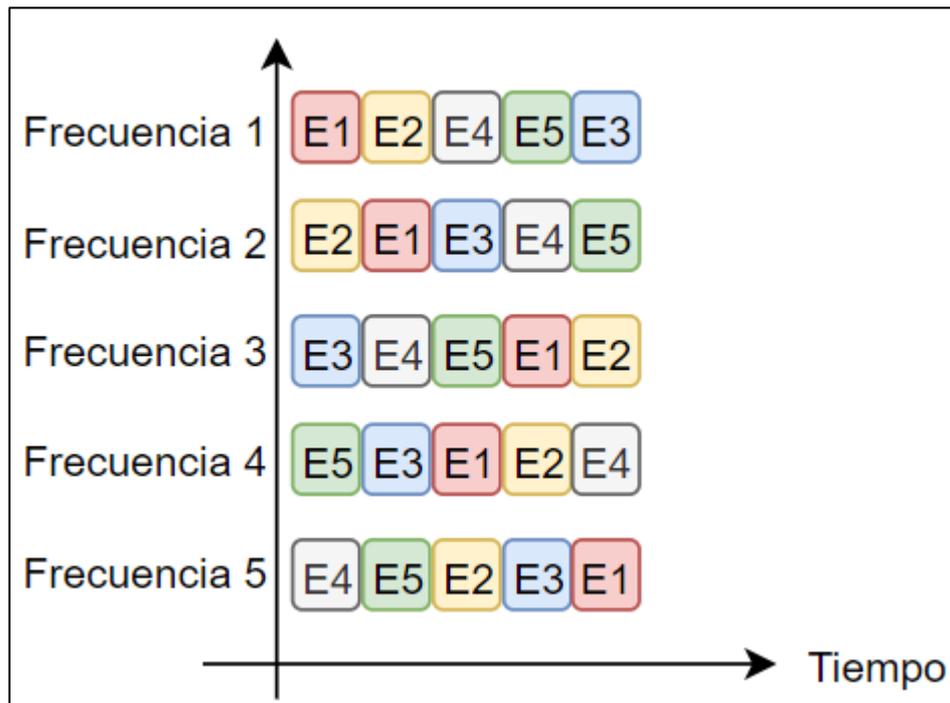


Figura 27. Patrón de emisión para 5 emisores mediante modulación Frequency Hopping

En este TFG se consideran dos formas de salto en frecuencia: Slow-FH y Fast-FH [González, 2009]. Para Slow-FH, toda la secuencia ZC se transmite antes de cambiar la portadora (Figura 28). Por el contrario, en Fast-FH se realizan saltos intercalados entre canales para cada símbolo de la secuencia (Figura 29).

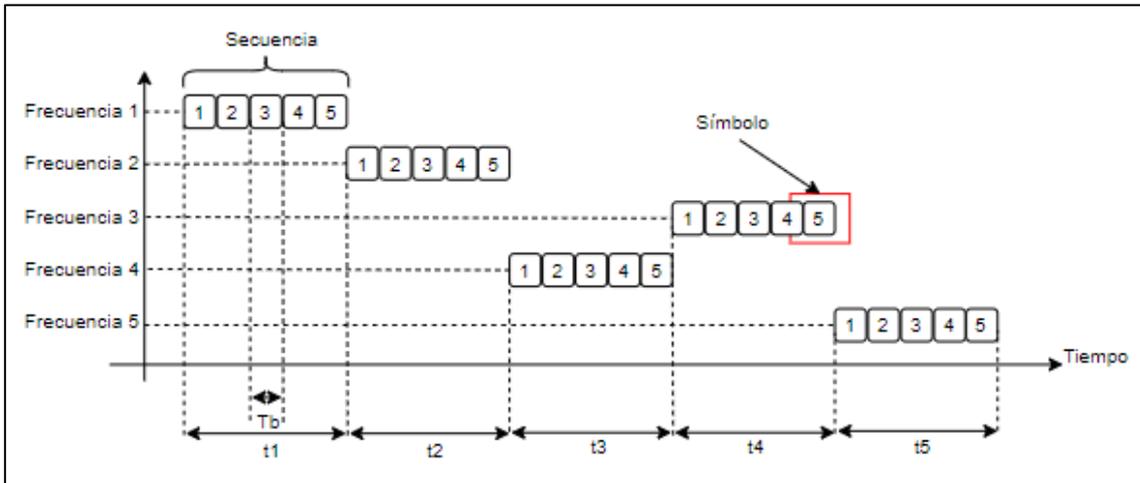


Figura 28. Slow-FH.

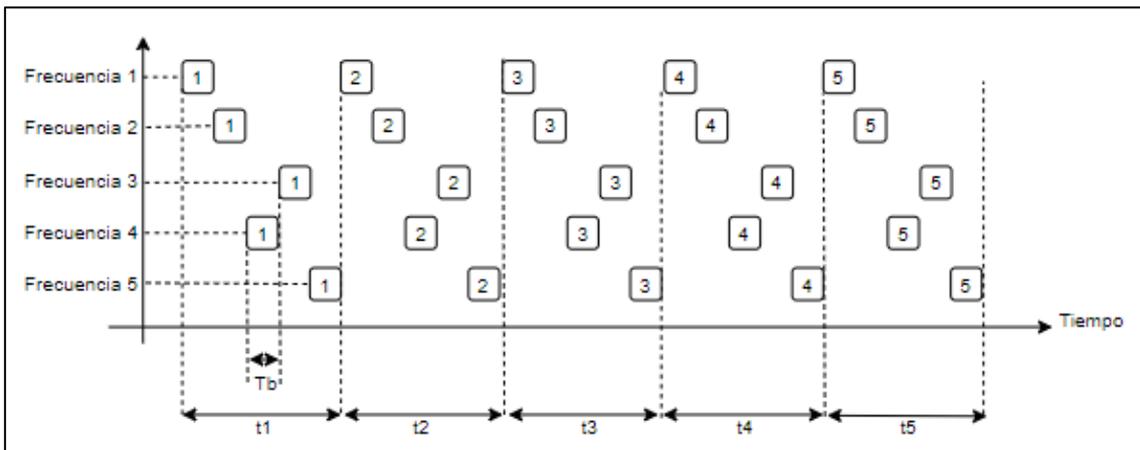


Figura 29. Fast-FH.

Una secuencia ZC puede ser codificada y modulada empleando cualquiera de las dos modulaciones FH. Para generar dichas modulaciones, se realiza una variación en frecuencia que aumenta o disminuye durante un periodo de tiempo, con el objetivo de variar la frecuencia de portadora de una modulación QPSK. La portadora asimismo se multiplica por una ventana de Hanning, para reducir la amplitud de la señal durante los cambios de fase, y suavizar el espectro de frecuencias [Murano, 2018]. Esta modulación se escribe como:

$$Hann(t) = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{T_b}\right) \right] \quad (12)$$

$$C_k(t) = [\cos(2\pi f_k t + \phi) - i \cdot \text{sen}(2\pi f_k t + \phi)] \cdot Hann(t) \quad (13)$$

$$XFH_k(t) = \sum_{l=0}^{L_{ZC}-1} [\text{Re}(Z_{rk}(l)) \cdot \text{Re}(C_k(t)) - \text{Im}(Z_{rk}(l)) \cdot \text{Im}(C_k(t))] \cdot \Pi_{T_b}(t) \quad (14)$$

$$\Pi_{T_b}(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq T_b \\ 0; & \text{Caso contrario} \end{cases}$$

Donde T_b , es la duración el símbolo, Z_{rk} es la secuencia generada con la raíz de generación k_i en función del número de emisores empleado, f_k son las frecuencias de salto para el cambio de canal, C_k es la señal portadora y t el tiempo.

A continuación, se muestra el esquema de modulación empleado.

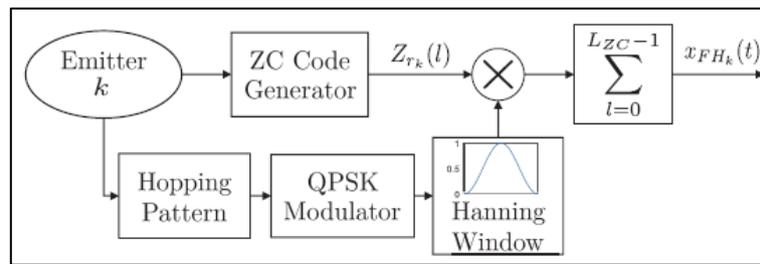


Figura 30. Esquema de modulación FH [Murano, 2018].

Cada una de las secuencias empleadas se genera con una raíz de generación diferente, por tanto, cada emisor tiene un código asignado y un patrón de salto único. El salto en frecuencia garantiza la ortogonalidad entre señales, evitando la colisión entre los distintos emisores.

La duración del símbolo depende del ancho de banda disponible, esto es, el ancho de banda tiene relación con la duración del tiempo de símbolo, $BW = \frac{2}{T_b}$.

3.4.2. ESTUDIO DEL EFECTO DEL TIEMPO DE TRANSMISIÓN DE LAS SECUENCIAS FRENTE A LA DURACIÓN DEL SÍMBOLO.

Dentro del estudio del efecto del tiempo de transmisión de la secuencia frente a la duración del símbolo, se realizan cuatro pruebas diferentes con el fin de poder observar el comportamiento de las señales. A continuación, se enumeran las pruebas y las modificaciones de los diferentes parámetros.

- Prueba 1.** Mantiene un tiempo de transmisión fijo, aproximadamente en torno a los 25 ms, realizando variaciones en L_{ZC} , T_b y el número de emisores con el objetivo de mantener los tiempos de transmisión lo más próximos a los 25 ms.
- Prueba 2.** Durante la prueba es fijado el número de emisores, realizando un aumento de L_{ZC} . Durante esta prueba se evalúa el comportamiento de las secuencias en función del número de emisores empleado y por tanto la prueba es realizada más de 5 veces (el mismo número de emisores del sistema) realizando variaciones de L_{ZC} para cada una de estas.

- **Prueba 3.** Para esta prueba es fijado L_{zc} y el número de emisores, realizando variaciones en el tiempo de símbolo (T_b).
- **Prueba 4.** Durante la prueba se fija el número de emisores además del tiempo de transmisión y se realizan variaciones de T_b y L_{zc} aumentando y disminuyendo sus valores, de tal manera que el T_t quede fijo a un valor aproximado durante todas las pruebas realizadas.

3.4.2.1. SLOW FREQUENCY HOPPING.

Para todas las pruebas realizadas se utiliza una $f_s=2$ MHz. El objetivo de las pruebas es comprobar el comportamiento de la modulación empleada, buscando obtener las mejores cotas de correlación.

- **Prueba 1.**

El número de emisores es el parámetro que se hace variar dentro de la prueba, buscando tener un T_t aproximado de unos 0.025 s. En la Tabla 8 y Tabla 9 se muestran los resultados obtenidos.

Nº Emisores	L_{zc}	BW por emisor (kHz)	Frecuencia central Emisor 1 (kHz)	Frecuencia central Emisor 2 (kHz)	Frecuencia central Emisor 3 (kHz)	Frecuencia central Emisor 4 (kHz)	Frecuencia central Emisor 5 (kHz)
1	375	30	190	0	0	0	0
2	89	15	182.5	197.5	0	0	0
3	41	10	180	190	200	0	0
4	23	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
5	13	6	178	184	190	196	202

Tabla 8. Configuración Slow-FH, prueba 1.

Nº Emisores	L_{zc}	Energía	COTA _{ac}	Ancho pp	Área	COTA _{cc}	T_t (s)	T_b
1	373	0.434637	0.024908	60	82.91605	0	0.02480	133
2	89	0.433822	0.274169	58	75.37315	0.07385	0.02376	267
3	41	0.433553	0.223028	58	75.23401	0.13071	0.02460	400
4	23	0.433418	0.218093	58	75.20957	0.18712	0.02452	533
5	13	0.433337	0.270738	58	75.20503	0.26298	0.02168	667

Tabla 9. Resultados Slow-FH, prueba 1.

A medida que se aumenta el número de emisores se ven modificados los siguientes parámetros:

- **T_b** : Aumenta a medida que aumentan el número de emisores y al disminuir la longitud del código Zadoff-Chu. Con el fin de mantener los T_t fijos, se han de variar los parámetros T_b y L_{ZC} . A continuación, se muestra un ejemplo para obtener un $T_t=0.0248$ s y con una $L_{ZC}=373$, teniendo un ancho de banda de 30 kHz. Cuando solo se emplea un único emisor se obtiene que:

$$BW_{emisor} = \frac{BW \text{ transductor}}{N_{emisores}} = \frac{30 \text{ (KHz)}}{1} = 30 \text{ (KHz)} \quad (15)$$

$$T_b = \frac{2 \cdot f_s}{BW_{emisor}} = \frac{2 \cdot 2 \text{ (MHz)}}{30 \text{ (KHz)}} = 133,33 \quad (16)$$

$$L_{ZC} = \frac{f_s \cdot T_t}{N_{emisores} \cdot T_b} = \frac{2 \text{ (MHz)} \cdot 0,025 \text{ (s)}}{1 \cdot 133,33} = 375,93 \quad (17)$$

Siguiendo las condiciones para generar una secuencia Zadoff-Chu con el menor error posible, L_{ZC} tiene que ser prima y por tanto se elige justo el primo inferior, con el fin de mantener un $T_t \approx 0.025$ s. Para este ejemplo, $T_b=133$, lo que implica que $L_{ZC}=373$ y por tanto $T_t=0.0248$ s. De esta manera se cumple la limitación impuesta para una transmisión de 0.025 s.

En caso de usar cinco emisores, el ancho de banda por cada emisor se limita a

$$BW \text{ por emisor} = \frac{BW \text{ transductor}}{N_{emisores}} = \frac{30 \text{ (KHz)}}{5} = 6 \text{ (KHz)}$$

Por tanto, los demás parámetros se adaptan en función del ancho de banda, con el fin de cumplir tanto las condiciones del tiempo de transmisión como las impuestas por las secuencias Zadoff-Chu.

- **L_{ZC}** : Disminuye, ya que tienen que conservar la relación entre el tiempo de símbolo y la longitud del código para poder mantener el tiempo de transmisión total. Como se puede apreciar en los cálculos anteriores, los parámetros dependen del número de emisores a emplear, lo que hace que el tiempo de símbolo y la longitud de la secuencia tengan que ser ajustados con el fin de cumplir la condición del tiempo de transmisión, pero además L_{ZC} ha de cumplir la condición de que tiene que ser prima, por tanto, T_b se ve modificado en función del valor de L_{ZC} .
- **BW por emisor** (Ancho de banda por emisor): Disminuye el ancho de banda por cada emisor, con el fin de poder respetar los anchos de banda del transductor. Se observa que a mayor número de emisores transmitiendo, se obtiene un solape de los emisores

en el espectro, tal y como se puede observar en la Figura 31 (a) para dos emisores y Figura 31 (b) para cinco emisores.

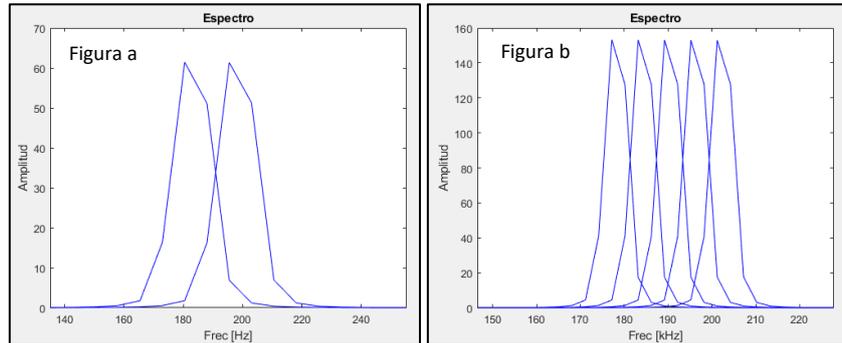


Figura 31. Anchos de banda reservados en función del número de emisores: (a) dos emisores y (b) cinco emisores, simultáneos.

- **Energía:** Se mantiene para las pruebas realizadas, ya que se emplea una energía normalizada, pudiendo así observar las energías que generan las secuencias con una modulación FH.
- **$COTA_{AC}$:** El mejor de los casos obtenidos se encuentra para un emisor.
- **Ancho del pico principal:** Se mantiene constante.
- **Área:** Este disminuye a medida que se aumenta el número de emisores puesto que el ancho de banda de la transmisión es más estrecho.
- **$COTA_{CC}$:** Aumenta a medida que aumenta el número de emisores.

Observaciones: a medida que se aumentan los emisores se empeora la relación $COTA_{AC}$ por lo tanto empeora la recepción de las señales. De cara a la aplicación final, la $COTA_{AC}$ no varía significativamente cuando se consideran de dos a cinco emisores, produciéndose variaciones de COTA entre los 0.218 y los 0.274.

- **Prueba 2.**

Para esta prueba se van a realizar variaciones tanto para las L_{ZC} como para el número de emisores, tal y como se puede observar en las Tabla 10 y Tabla 11, indicándose en negrita el mejor de los resultados para esta prueba.

Nº Emisores	L_{zc}	BW por Emisor (kHz)	Frecuencia Emisor 1 (kHz)	Frecuencia Emisor 2 (kHz)	Frecuencia Emisor 3 (kHz)	Frecuencia Emisor 4 (kHz)	Frecuencia Emisor 5 (kHz)
1	13	30	190	0	0	0	0
1	23	30	190	0	0	0	0
1	31	30	190	0	0	0	0
1	41	30	190	0	0	0	0
1	59	30	190	0	0	0	0
2	13	15	182.5	197.5	0	0	0
2	23	15	182.5	197.5	0	0	0
2	31	15	182.5	197.5	0	0	0
2	41	15	182.5	197.5	0	0	0
2	59	15	182.5	197.5	0	0	0
3	13	10	180	190	200	0	0
3	23	10	180	190	200	0	0
3	31	10	180	190	200	0	0
3	41	10	180	190	200	0	0
3	59	10	180	190	200	0	0
4	13	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
4	23	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
4	31	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
4	41	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
4	41	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
4	59	7.5	178.75	186.25	193.75	201.25	0
5	13	6	178	184	190	196	202
5	23	6	178	184	190	196	202
5	31	6	178	184	190	196	202
5	41	6	178	184	190	196	202
5	59	6	178	184	190	196	202

Tabla 10. Configuración Slow-FH, prueba 2.

Nº Emisores	L_{zc}	Energía	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_r (s)	T_b
1	13	0.43463	0.137410429	0.45	83.482	0	0.00086	133.333
1	23	0.43463	0.103043262	0.45	83.017	0	0.00153	133.333
1	31	0.43463	0.088906316	0.45	82.989	0	0.00206	133.333
1	41	0.43463	0.076080872	0.45	82.970	0	0.00273	133.333
1	59	0.43463	0.063118744	0.45	82.951	0	0.00392	133.333
2	13	0.43382	0.276829842	0.21749	75.373	0.1393	0.00347	266.667
2	23	0.43382	0.275475191	0.21749	75.373	0.1246	0.00614	266.667
2	31	0.43382	0.275020673	0.21749	75.373	0.1044	0.00828	266.667
2	41	0.43382	0.274701866	0.21749	75.373	0.0967	0.01095	266.667
2	59	0.43382	0.274400510	0.21749	75.373	0.0844	0.01575	266.667
3	13	0.43355	0.222901871	0.145	75.234	0.2385	0.00780	400.000
3	23	0.43355	0.222982053	0.145	75.234	0.1641	0.01380	400.000
3	31	0.43355	0.223008952	0.145	75.234	0.1625	0.01860	400.000
3	41	0.43355	0.223027811	0.145	75.234	0.1307	0.02460	400.000
3	59	0.43355	0.223045653	0.145	75.234	0.1234	0.03540	400.000
4	13	0.43341	0.242603956	0.1087	75.210	0.2416	0.01386	533.333
4	23	0.43341	0.218092732	0.1087	75.210	0.1871	0.02452	533.333
4	31	0.43341	0.218084313	0.1087	75.210	0.1925	0.03305	533.333
4	41	0.43341	0.218078412	0.1087	75.210	0.1691	0.04371	533.333
4	59	0.43341	0.218078412	0.1087	75.210	0.1434	0.06289	533.333
5	13	0.43333	0.218072825	0.0869	75.205	0.2630	0.02168	666.667
5	23	0.43333	0.270737811	0.0869	75.205	0.2302	0.03835	666.667
5	31	0.43333	0.216888454	0.0869	75.205	0.2028	0.05169	666.667
5	41	0.43333	0.216886666	0.0869	75.205	0.1727	0.06837	666.667
5	59	0.43333	0.216885410	0.0869	75.205	0.1576	0.09838	666.667

Tabla 11. Resultados Slow-FH, prueba 2.

A continuación, se muestran en la Tabla 11 las raíces de generación empleadas para las distintas longitudes de códigos de las pruebas.

L_{ZC}	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5
13	1	6	4	3	5
23	1	11	8	6	9
31	1	15	10	6	8
41	1	20	14	10	7
59	1	29	20	15	12

Tabla 12. Raíces de generación elegidas para las secuencias ZC.

A medida que se aumenta el número de emisores se ven modificados los siguientes parámetros:

- T_b : Aumenta a medida que se aumenta el número de emisores, ya que es una relación entre el BW de cada emisor, la frecuencia de muestreo y el número de emisores.
- **BW por emisor** (Ancho de banda por emisor): Disminuye a medida que se aumente el número de emisores.
- **Energía**: se mantiene prácticamente constante, puesto que se emplea la fórmula normalizada de la energía, tal y como se puede observar en la Tabla 13. Se puede observar como a medida que se realiza un aumento en L_{ZC} y el número de emisores, se produce un ligero aumento de la energía.

L_{ZC}	Nº Emisores	f_s	Energía	T_r	T_b
13	1	2000000	0.433069	0.024999	3846
23	1	2000000	0.433112	0.025001	2174
31	1	2000000	0.433147	0.025002	1613
41	1	2000000	0.43319	0.02501	1220
59	1	2000000	0.433268	0.024987	847
13	2	2000000	0.433125	0.024999	1923
23	2	2000000	0.433212	0.025001	1087
31	2	2000000	0.433281	0.024986	806
41	2	2000000	0.433367	0.02501	610
59	2	2000000	0.433822	0.025016	424
13	5	2000000	0.433294	0.024993	769
23	5	2000000	0.43351	0.025013	435
31	5	2000000	0.433682	0.025033	323
41	5	2000000	0.433899	0.02501	244
59	5	2000000	0.434292	0.024928	169

Tabla 13. Energía para $T_r=0.025$ ms.

- **COTA_{AC}**: Para 2 emisores se obtiene el peor de los casos y disminuye a medida que aumenta la longitud del código Zadoff-Chu. Para el caso de 1 emisor se encuentra el mejor de los casos y de 2 a 5 emisores se encuentra que este parámetro empieza a aumentar. Si se incluyeran más emisores, a partir del sexto emisor comienza otra vez a empeorar el sistema: esto es debido a la raíz de generación empleada, y por tanto, empeora cuando se aumenta el número de emisores. Las propiedades de correlación cruzada empeoran al aumentar el número de emisores, ya que existen menos raíces de generación con bajas correlaciones cruzadas entre ellas.

A medida que aumentamos el número de emisores, se disminuye el ancho de banda de las transmisiones, con el fin de poder repartir el ancho de banda disponible entre el número de emisores empleado y minimizar el solapamiento entre las distintas emisiones.

En la Figura 32 se puede observar la auto-correlación realizada para una $L_{ZC}=23$ y un emisor. Se puede observar cómo el lóbulo lateral con máxima amplitud aparece cercano al principal, y este no supera el 20% de la amplitud máxima.

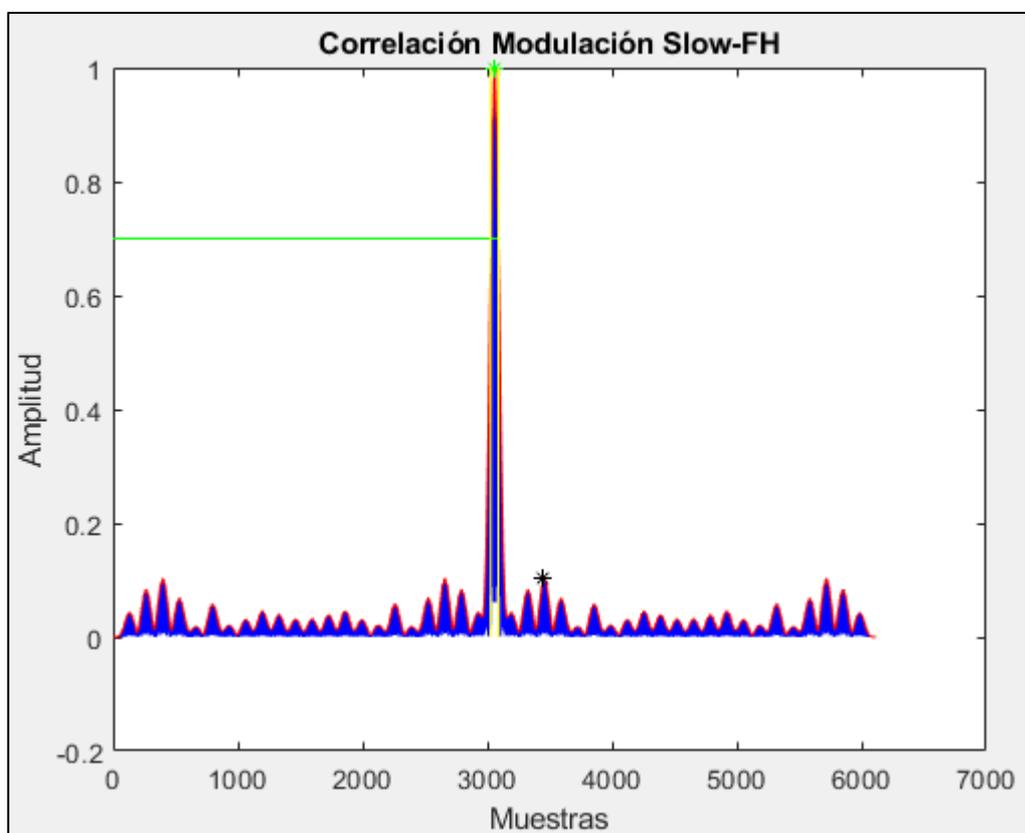


Figura 32. Correlación secuencia ZC modulada Slow-FH, $L_{ZC}=23$ y un emisor.

En cambio, para $L_{zc}=23$ y cinco emisores (Figura 33), se puede observar cómo no hay un desplazamiento de los lóbulos laterales, pero éstos superan el 20% de la amplitud del pico principal de la secuencia modulada.

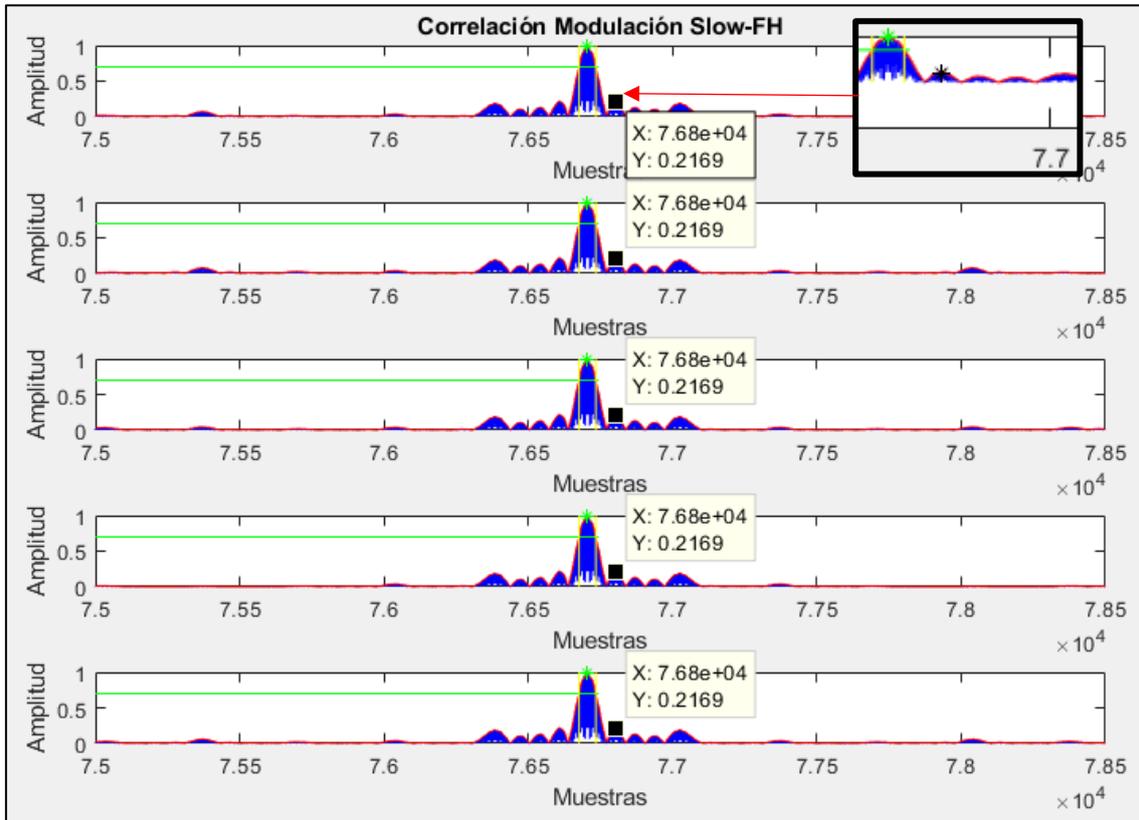


Figura 33. Auto-correlación secuencia ZC modulada Slow-FH, $L_{zc}=23$ y 5 emisores.

Aumentando el número de emisores se puede observar como los lóbulos laterales comienzan a alejarse del pico principal. En la Figura 35 se observa como no todos los lóbulos se encuentran junto al principal, esto ocurre puesto que las raíces de generación usadas para la generación de las secuencias no son óptimas con respecto a las primeras raíces empleadas. A continuación, se muestra el desplazamiento de los lóbulos laterales, para el caso de tener 9 emisores, con el objetivo de mostrar los desplazamientos de los lóbulos laterales en función de las raíces de generación empleadas.

En la Figura 34 se emplean los cinco primeros emisores y Figura 35 se muestran otros 4 emisores más el ultimo emisor de la figura anterior. Se repite la raíz de generación 9 tanto en la Figura 34 y Figura 35 para la generación de las señales y poder así enlazar las dos figuras y poder observar el desplazamiento producido en los lóbulos laterales por la elección de las raíces de generación.

En la Figura 34 se realiza una ampliación en la primera secuencia obtenida, con el fin de mostrar como el lóbulo lateral se encuentra prácticamente pegado al lóbulo principal.

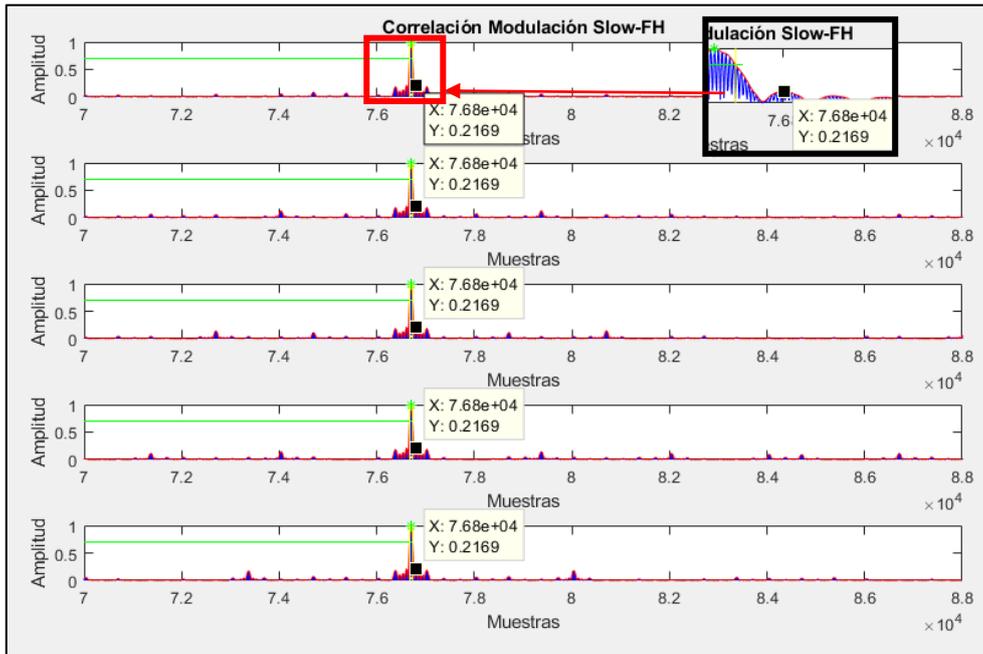


Figura 34. Correlación de $L_{zc}=23$ con raíces de generación $k=1, 11, 8, 6$ y 9 respectivamente.

En la Figura 35 se puede observar el desplazamiento de los lóbulos laterales, esto viene dado ya que las raíces de generación no son óptimas y por tanto estos lóbulos aparecen desplazados tal y como se muestra en la figura.

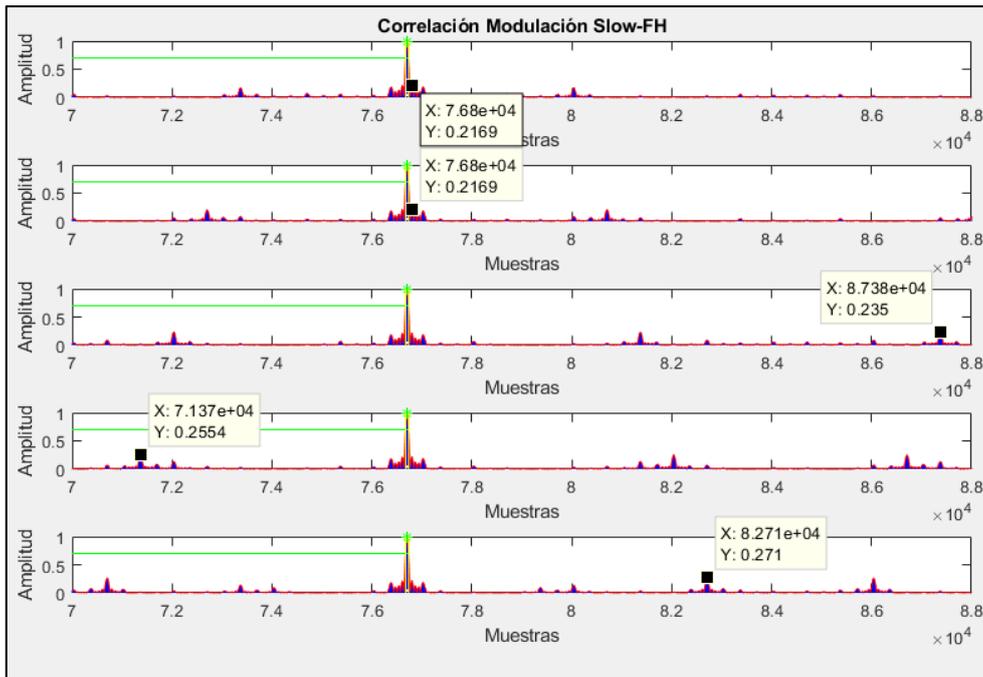


Figura 35. Correlación de $L_{zc}=23$ con raíces de generación $k=9, 4, 10, 3$ y 5 respectivamente.

- **Ancho del pico principal:** Se mantiene constante para los casos de 2 a 5 emisores y para 1 emisor aumenta.
- **Área:** Disminuye, ya que al aumentar el número de emisores disminuye el ancho de banda.
- **$COTA_{CC}$:** Aumenta este parámetro y por lo tanto el sistema empeora, pero para cada emisor en particular, se obtiene el mejor de los casos con L_{ZC} largas.

Observaciones: Se encuentra la mejor transmisión para 1 emisor y con L_{ZC} largas, esto hace que la relación $COTA_{AC}$ disminuya, y la energía se mantiene constante. A medida que se aumenta el número de emisores, la relación $COTA_{AC}$ empeora. Al haber un mayor número de emisores hay un menor número de raíces de generación disponibles para su uso, puesto que ninguna de las raíces de generación puede ser repetida ni tampoco complementaria a su mitad superior, ya que se obtendría un pico de auto-correlación al realizar las correlaciones cruzadas. Al emplearse un mayor número de raíces de generación, las secuencias generadas superiores a los seis emisores empiezan a tener un comportamiento diferente, ya que comienzan a aparecer lóbulos laterales con mayor amplitud produciendo un aumento de las $COTA_{AC}$.

Este tipo de modulaciones tienen problemas en la recepción debido al acceso múltiple, ya que el ancho de banda para cada salto en frecuencia es muy limitado cuando aumenta el número de emisores.

Para los casos donde se emplean raíces de generación que no son óptimas, como el caso mostrado en la Figura 35, se observa que los lóbulos laterales se van alejando del lóbulo principal. Los lóbulos laterales que aparecen separados del lóbulo principal (para las raíces de generación $k=10, 3$ y 5) tienen mayor tamaño que si se utilizan raíces de generación optimizadas ($k=1, 11, 8, 6$ y 9), y por tanto presentan peores relaciones tanto $COTA_{AC}$, como $COTA_{CC}$. El empeoramiento de las secuencias es debido a que se están empezando a emplear raíces de generación no tan optimizadas como son las cinco primeras raíces obtenidas, lo que produce una degradación de la cota. Estos lóbulos laterales no superan el 30% de la amplitud del lóbulo principal, por lo que no perjudica en exceso a la transmisión de la secuencia. Pero si se realiza una transmisión en un canal con un gran ruido interferente, puede perjudicar a la detección del pico principal puesto que puede ser detectado el lóbulo lateral en vez del principal.

- **Prueba 3.**

Esta prueba se realiza manteniendo fijo L_{zc} y el número de emisores, y se varía T_b , comprobando el comportamiento del resto de parámetros. En la Tabla 14 y Tabla 15 se pueden observar los resultados obtenidos para la ejecución de la prueba 3.

Numero de Emisores	T_b	BW por Emisor (kHz)	Frecuencia Emisor 1 (kHz)	Frecuencia Emisor 2 (kHz)	Frecuencia Emisor 3 (kHz)	Frecuencia Emisor 4 (kHz)	Frecuencia Emisor 5 (kHz)
5	266	15.038	178	184	190	196	202
5	366	10.929	178	184	190	196	202
5	466	8.584	178	184	190	196	202
5	566	7.067	178	184	190	196	202
5	666	6.006	178	184	190	196	202
5	766	5.222	178	184	190	196	202
5	866	4.619	178	184	190	196	202
5	966	4.141	178	184	190	196	202
5	1066	3.752	178	184	190	196	202

Tabla 14. Configuración Slow-FH, prueba 3.

L_{zc}	Numero de Emisores	T_b	Energía	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_t (s)
41	5	266	0.4338258	0.619004874	0.2030	70.224	0.2189	0.0273
41	5	366	0.4336038	0.481263768	0.1530	72.945	0.2188	0.0375
41	5	466	0.4334770	0.353400091	0.1244	74.050	0.2018	0.0478
41	5	566	0.4333950	0.227419239	0.1024	74.911	0.1786	0.0580
41	5	666	0.4333376	0.216792645	0.08708	75.203	0.1726	0.0683
41	5	766	0.4332952	0.280788998	0.07571	75.390	0.1792	0.0785
41	5	866	0.4332626	0.370767379	0.06697	75.516	0.1807	0.0888
41	5	966	0.4332367	0.449257664	0.06211	75.606	0.1800	0.0990
41	5	1066	0.4332157	0.516567635	0.05628	75.671	0.1797	0.1093

Tabla 15. Resultados Slow-FH, prueba 3.

A medida que se aumenta el T_b se puede observar el comportamiento de los siguientes parámetros.

- **BW por emisor:** Se reduce el ancho de banda de la transmisión, estrechándose el ancho de banda de cada emisor. Cuando mayor es T_b más estrechos son los anchos de banda de cada portadora y, por tanto, menos se estorban las emisiones en el espectro. Pero si buscamos estrechar los anchos de banda aumentando el valor de T_b se produce un incremento en el tiempo de transmisión de la secuencia y, por tanto, se tarda más en realizar una transmisión. Cuanto mayor ancho de banda se emplea es mejor, ya que las codificaciones requieren del ancho de banda suficiente para realizar la transmisión, pero también interfieren más las secuencias, ya que los anchos de banda se solapan tal y como se muestra en la Figura 36 y Figura 37.

En la Figura 36 y la Figura 37, se puede ver como en el espectro en frecuencia aumenta la amplitud del pulso y disminuye el ancho del pulso a medida que se realiza un aumento del T_b . El aumento de T_b también implica el aumento de la duración de la transmisión, incrementando los tiempos de T_t .

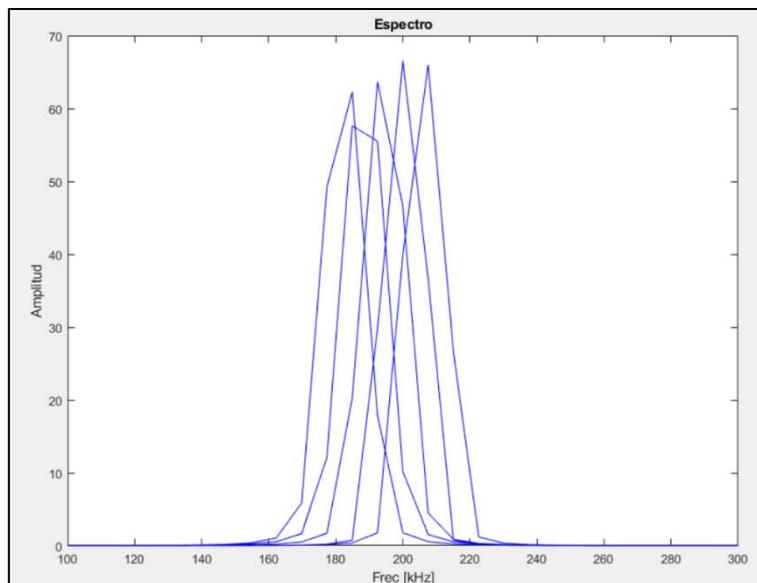


Figura 36. Portadoras de Slow-FH para $L_{zc}=41$, 5 emisores y $T_b=266$.

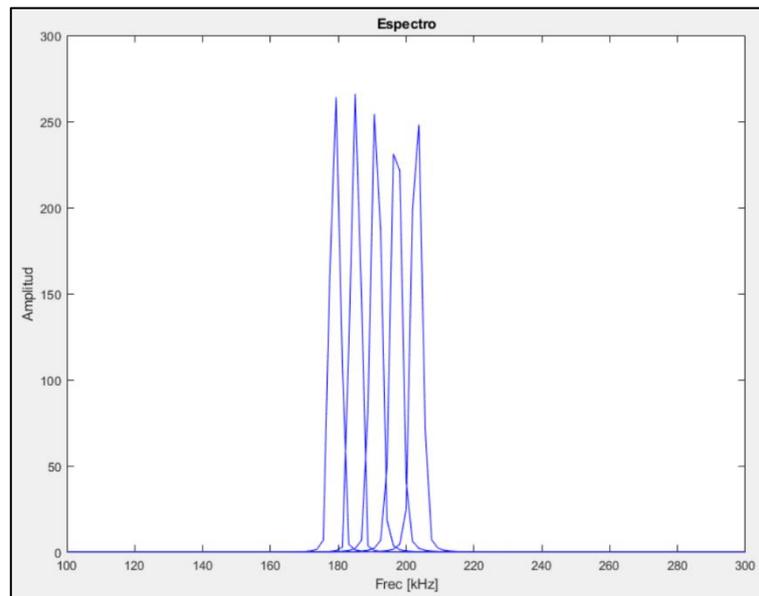


Figura 37. Portadoras de Slow-FH para $L_{ZC}=41$, 5 emisores y $T_b=1066$.

- **Energía:** Tal y como se han comentado en los puntos anteriores la energía se mantiene constante ya que se emplea la energía normalizada. La energía sin normalizar aumenta a medida que disminuye el T_b , tal y como se demuestra en la Tabla 15.
- **$COTA_{AC}$:** Para este parámetro se tienen que cumplir las relaciones entre los distintos parámetros empleados para la generación de las secuencias en banda base, tal y como se muestran en la primera prueba, con el fin de poder obtener la mejor relación $COTA_{AC}$. Si se modifica cualquiera de los parámetros y no se cumplen las relaciones realizadas en la primera prueba, el $COTA_{AC}$ empeora, ya que los parámetros están alejados de los casos en banda base. En la Tabla 15 se puede observar como para $L_{ZC}=41$, el valor T_b que proporciona la mejor cota es $T_b=666$, ya que se trata del mejor resultado obtenido para la prueba.
- **Ancho del pico principal:** A medida que T_b aumenta, el ancho del pico principal de correlación disminuye.
- **Área:** Aumenta a medida que aumenta el T_b , ya que no hay solape en el ancho de banda espectral. Enlazando con la modulación QPSK, tiene el mismo comportamiento cuando se aumenta el número de ciclos.
- **$COTA_{cc}$:** Las cotas de correlación cruzada mejoran, cuando se emplean L_{ZC} grandes.

En la Figura 38 se puede observar como a medida que se ha aumentado el número de emisores, los lóbulos laterales están cada vez más alejados del lóbulo principal un gran número de muestras, lo que puede afectar en la futura detección de éstos.

A continuación, en la Figura 38 se muestra el caso de los desplazamientos del lóbulo lateral para el menor tiempo de símbolo.

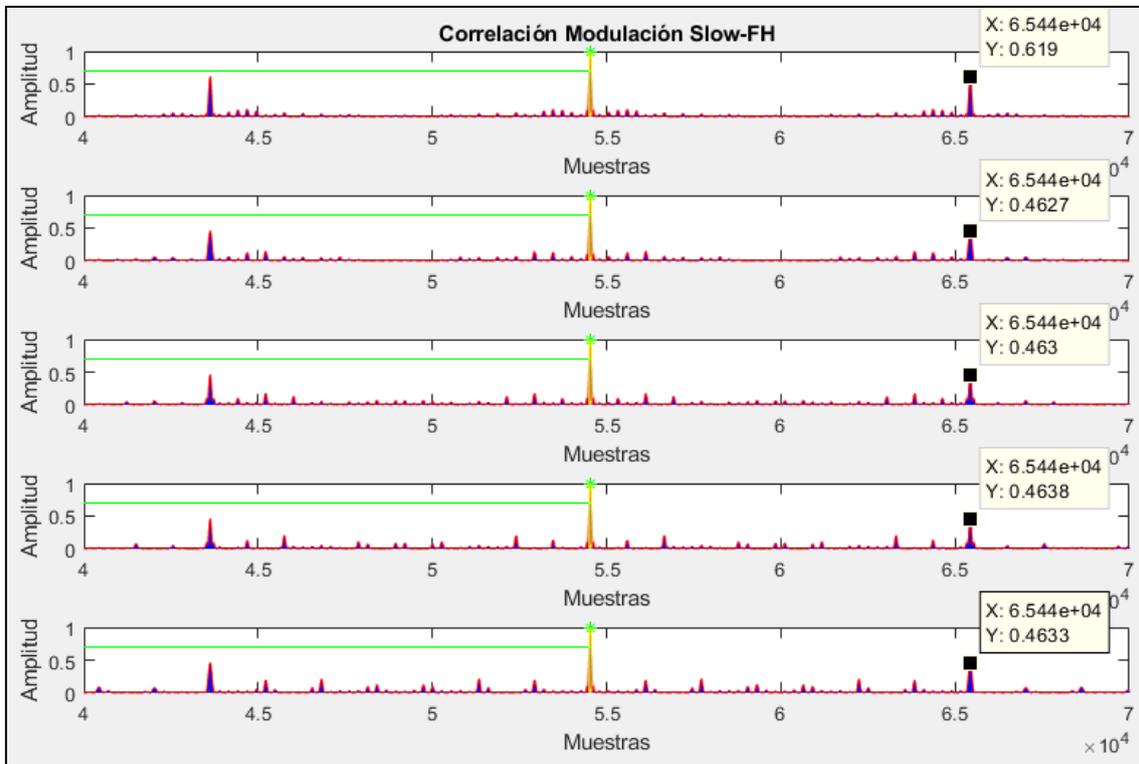


Figura 38. Auto-correlación Slow-FH para 5 emisores, $T_b=266$ y $L_{ZC}=41$.

- **Prueba 4.**

Se mantiene fijo el tiempo de transmisión y el número de emisores, y se realizan variaciones de T_b y L_{ZC} aumentando y disminuyendo éstos según la siguiente relación:

$$T_b = \frac{T_t \cdot f_s}{L_{ZC} \cdot N_{emisores}} \quad (18)$$

L_{ZC}	Numero de Emisores	BW por Emisor (kHz)	Energía	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_r (s)	T_b
13	5	5.202	0.433294	0.29281	0.075422	75.3941	0.2680	0.0250	769
17	5	6.803	0.433380	0.22832	0.09863	74.9875	0.2482	0.0250	588
19	5	7.605	0.433424	0.27716	0.11026	74.7456	0.2681	0.0250	526
23	5	9.195	0.433510	0.38795	0.1333	73.8336	0.2613	0.0250	435
29	5	11.594	0.433639	0.51634	0.1623	72.6529	0.2760	0.0250	345
31	5	12.384	0.433682	0.54556	0.1733	71.9230	0.2651	0.0250	323
37	5	14.815	0.433813	0.61372	0.2	70.3409	0.2272	0.0250	270
41	5	16.393	0.433899	0.63867	0.2213	69.3873	0.2212	0.0250	244
43	5	17.167	0.433940	0.64425	0.2317	68.5804	0.2195	0.0250	233
47	5	18.779	0.434027	0.67702	0.24413	67.6346	0.2251	0.0250	213
53	5	21.164	0.434156	0.70055	0.26455	65.8036	0.2249	0.0250	189
59	5	23.669	0.434291	0.70448	0.2958	63.4755	0.1882	0.0249	169

Tabla 16. Resultados obtenidos prueba 4 Slow-FH.

A medida que se realiza un aumento en L_{ZC} y se disminuye el T_b se ven modificados los siguientes parámetros:

- **BW por emisor:** Aumenta el ancho de banda por cada emisor.
- **Energía:** Aumenta a medida que se aumenta la L_{ZC} , pero es prácticamente constante, ya que se emplea la energía normalizada.
- **$COTA_{AC}$:** Empeora esta relación, puesto que aumentan el tamaño de los lóbulos laterales ya que las señales a transmitir se estorban en el espectro.
- **Ancho del pico principal:** A medida que T_b aumenta, el ancho del pico principal de correlación disminuye.
- **Área:** Disminuye a medida que se van estrechan las señales en el espectro.
- **$COTA_{CC}$:** Mejora este parámetro cuando se aumenta L_{ZC} , haciendo que la correlación cruzada sea menor.

Observaciones: Sería mejor realizar una transmisión con L_{ZC} pequeñas y T_b grandes, se encuentra que la energía sería constante para el resto de casos, el T_r es constante, pero se obtiene una mejor relación $COTA_{AC}$.

3.4.2.2. FAST FREQUENCY HOPPING.

Se realizan las mismas pruebas para Fast-FH. A continuación, se comentan los resultados obtenidos para cada una de las pruebas realizadas.

- **Prueba 1.**

Se mantiene el tiempo de transmisión y se modifican el número de emisores.

Se obtienen las mismas conclusiones que para la prueba 1 en Slow-FH, pero se puede observar en la Tabla 17 como en este caso se obtiene una mejor $COTA_{AC}$ para un único emisor.

L_{zc}	Numero de Emisores	BW por Emisor (kHz)	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_t (s)
373	1	30	0.024907797	0.4511	82.9160466	0	0.0248045
89	2	15	0.286816142	0.1086	75.3515169	0.107672999	0.023763
41	3	10	0.222933509	0.04833	75.2386557	0.181871712	0.0246
23	4	7.5	0.22869438	0.0272	75.2093898	0.228420428	0.024518
13	5	6	0.300541657	58	75.2048503	0.293414058	0.0216775

Tabla 17. Resultados Fast-FH, prueba 1.

- **Prueba 2.**

Se mantiene el número de emisores fijo y se realizan pruebas aumentando L_{zc} .

Se obtienen las mismas conclusiones para la prueba 2 realizada en Slow-FH, obteniéndose resultados similares para los mejores casos tal y como se muestran en la Tabla 18. En cuanto a los peores casos obtenidos tanto para Slow-FH como para Fast-FH, se obtienen mejores resultados para la modulación Slow-FH.

L_{zc}	Numero de Emisores	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_i (s)	T_b
13	1	0.137410429	60	83.4820074	0	0.0008645	133.33
23	1	0.103043262	60	83.0172762	0	0.0015295	133.33
31	1	0.088906316	60	82.989366	0	0.0020615	133.33
41	1	0.076080872	60	82.9702826	0	0.0027265	133.33
59	1	0.063118744	60	82.9513035	0	0.0039235	133.33
13	2	0.28594783	58	75.3529822	0.263607281	0.003471	266.67
23	2	0.286389261	58	75.3522353	0.219699877	0.006141	266.67
31	2	0.286537758	58	75.3519845	0.198017984	0.008277	266.67
41	2	0.286642133	58	75.3518115	0.156652896	0.010947	266.67
59	2	0.286740366	58	75.3516443	0.135019025	0.015753	266.67
13	3	0.222990493	58	75.2385744	0.262630782	0.0078	400.00
23	3	0.222954216	58	75.2386262	0.224878864	0.0138	400.00
31	3	0.222942045	58	75.2386435	0.200351082	0.0186	400.00
41	3	0.222933509	58	75.2386557	0.181871712	0.0246	400.00
59	3	0.22292544	58	75.2386672	0.15087387	0.0354	400.00
13	4	0.264531164	58	75.2094067	0.299686871	0.013858	533.33
23	4	0.22869438	58	75.2093898	0.228420428	0.024518	533.33
31	4	0.228692566	58	75.2093843	0.228844378	0.033046	533.33
41	4	0.228691341	58	75.2093804	0.194631516	0.043706	533.33
59	4	0.228690093	58	75.2093766	0.167396566	0.062894	533.33
13	5	0.300541657	58	75.2048503	0.293414058	0.0216775	666.67
23	5	0.226014017	58	75.2048461	0.242726567	0.0383525	666.67
31	5	0.226013583	58	75.2048446	0.235313245	0.0516925	666.67
41	5	0.226013294	58	75.2048436	0.198801869	0.0683675	666.67
59	5	0.226012991	58	75.2048427	0.172226165	0.0983825	666.67

Tabla 18. Resultados Fast-FH, prueba 2.

También se encuentran más casos donde los lóbulos laterales aparecen alejados del lóbulo principal. Como se comenta en la prueba realizada para Slow-FH, estos lóbulos alejados pueden favorecer a la detección del pico principal, cuando las condiciones del canal de transmisión son idóneas. En cambio, para transmisiones con condiciones adversas, pueden ser desfavorables ya que al realizar una transmisión por un canal con un gran ruido interferente puede generar un error en la detección desde el receptor.

- **Prueba 3.**

Se mantiene L_{zc} y el número de emisores fijo y se varía el T_b .

A medida que se aumenta el T_b se ven modificados los mismos parámetros que para Slow-FH en la prueba 3, obteniéndose peores resultados en esta prueba tal y como se pueden observar en la Tabla 19.

L_{zc}	Numero de Emisores	T_b	$COTA_{Ac}$	Ancho PP	Área	$COTA_{cc}$	T_t (s)
41	5	266	0.619024785	54	70.245519	0.198555344	0.027265
41	5	366	0.481264548	56	72.9481738	0.198693413	0.037515
41	5	466	0.353398832	58	74.0507849	0.198752812	0.047765
41	5	566	0.227419196	58	74.9106391	0.198783672	0.058015
41	5	666	0.216868962	58	75.2027563	0.198801728	0.068265
41	5	766	0.281019315	58	75.3895087	0.198813196	0.078515
41	5	866	0.370390874	58	75.5160781	0.19882093	0.088765
41	5	966	0.446876979	60	75.6057237	0.198826391	0.099015
41	5	1066	0.518004142	60	75.6714941	0.19883039	0.109265

Tabla 19. Resultados Fast-FH, prueba 3.

- **Prueba 4.**

A medida que se aumenta el número de emisores se ven modificados los mismos parámetros que en Slow-FH, pero se obtienen peores resultados para esta prueba tal y como se puede observar en la Tabla 20.

L_{zc}	Numero de Emisores	$COTA_{Ac}$	Ancho PP	Área	$COTA_{cc}$	T_t (s)	T_b
13	5	0.300541657	58	75.394193	0.293568231	0.0249925	769
17	5	0.25546837	58	74.9873452	0.260371	0.02499	588
19	5	0.277158086	58	74.7462751	0.265491684	0.024985	526
23	5	0.387947652	58	73.8328422	0.242143753	0.0250125	435
29	5	0.516347354	56	72.6591827	0.228301591	0.0250125	345
31	5	0.545556537	56	71.9245278	0.235268132	0.0250325	323
37	5	0.613739249	54	70.3461402	0.203743129	0.024975	270
41	5	0.638668011	54	69.4028544	0.198500326	0.02501	244
43	5	0.644261263	54	68.5883512	0.195862232	0.0250475	233

47	5	0.677142945	52	67.6365576	0.189031531	0.0250275	213
53	5	0.700836889	50	65.8746374	0.174951139	0.0250425	189
59	5	0.70461325	50	63.8989303	0.17207954	0.0249275	169

Tabla 20. Resultados Fast-FH, prueba 4.

Como se puede observar en la Tabla 21, a medida que se aumenta L_{ZC} aumenta ligeramente la energía de la transmisión. Además, se puede observar como a medida que se aumenta el número de emisores esta energía aumenta.

Para un tiempo de transmisión fijo se obtienen energías de:

L_{ZC}	Numero de Emisores	f_s (kHz)	Energía	T_t (s)	T_b
13	1	2000000	0.433069	0.024999	3846
23	1	2000000	0.433112	0.025001	2174
31	1	2000000	0.433147	0.025002	1613
41	1	2000000	0.43319	0.02501	1220
59	1	2000000	0.433268	0.024987	847
13	2	2000000	0.433125	0.024999	1923
23	2	2000000	0.433212	0.025001	1087
31	2	2000000	0.433281	0.024986	806
41	2	2000000	0.433367	0.02501	610
59	2	2000000	0.433523	0.025016	424
13	5	2000000	0.433294	0.024993	769
23	5	2000000	0.43351	0.025013	435
31	5	2000000	0.433682	0.025033	323
41	5	2000000	0.433899	0.02501	244
59	5	2000000	0.434292	0.024928	169

Tabla 21. Energía para $T_t=0.025$ ms en la modulación Fast-FH.

3.4.3. CONCLUSIONES.

Como conclusión, y realizando una comparativa entre los dos mecanismos de transmisión empleados por FH, se puede observar como los resultados obtenidos en las diferentes pruebas son prácticamente similares. Se observa, sin embargo, que se obtienen ligeramente mejores resultados para Slow-FH, aunque éstos no son muy dispares de los resultados obtenidos para Fast-FH. La modulación Slow-FH presenta una relación $COTA_{AC}$ ligeramente mejor que la Fast-FH, aunque esta mejoría es poco significativa si se compara con otro tipo de modulaciones.

En cuanto a la mejor combinación de todas las pruebas realizadas del apartado de pruebas 4, se produce con $L_{ZC}=17$ y $T_b=588$, para el caso de 5 emisores y con un tiempo de transmisión de 25 ms. Si se coge otro caso, la relación $COTA_{AC}$ mejorará si se emplean T_b pequeños y L_{ZC} largas. Por tanto, la mejor configuración de parámetros para cinco emisores y Slow-FH se genera con $L_{ZC}=17$, $T_b=588$ y raíces de generación para la secuencia Zadoff-Chu: 1, 8, 6, 4 y 7.

3.5. MODULACIÓN OCDM (CHIRP).

3.5.1. ANÁLISIS TEÓRICO

La modulación Chirp es una técnica de modulación de espectro ensanchado. Una Chirp emplea una frecuencia instantánea $f(t)$, que varía linealmente con el tiempo en un ancho de banda $BW=f_h-f_l$, donde f_l y f_h son las frecuencias mínima y máxima respectivamente, durante un periodo de tiempo T_{CH} [Klauder, 1960]. Las modulaciones Chirp emplean todo el ancho de banda asignado para realizar las transmisiones, haciendo esta modulación robusta frente al ruido del canal.

La secuencia Chirp sinusoidal y lineal en el dominio del tiempo se puede definir como:

$$CH(t) = \sin \left[2\pi \cdot \left(f_{st} \cdot t + \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot t^2 \right) + \phi_l \right] \quad 0 \leq t \leq T_{CH} \quad (19)$$

Donde f_l es la frecuencia de inicio, $\mu = \frac{BW}{T_{CH}}$ es la tasa de error de la Chirp y ϕ_l es la fase inicial de la secuencia.

Los códigos Chirp tradicionales sufren un problema de acceso múltiple, por lo que se va a emplear un nuevo esquema de modulación llamado OCDM (*Orthogonal Chirp Division Multiplexing*). Este tipo de modulaciones están formadas por una componente en fase y otra en cuadratura, siendo además la misma composición para cada una de las componentes en la codificación ZC. El esquema de modulación es utilizado en el campo de las comunicaciones de fibra óptica [Ouyang y Zhao, 2016], además de en sistemas ultrasónicos [Khyam, Xinde, 2017], [Bai y Bouvet, 2018]. En este sistema se considera la propuesta de [Khyam, Xinde, 2017], que consiste en la emisión simultánea de formas de ondas Chirp cuasi-ortogonales que se pueden expresar como:

$$CH_k = CH_p(t) + CH_q(t) = \text{rec} \left[\frac{t}{T_{Cp}} \right] \cdot \exp \left\{ j \cdot 2\pi \cdot \left(f_{st_{kp}} \cdot t + \frac{1}{2} \cdot \mu_{kp} \cdot t^2 \right) \right\} + \text{rec} \left[\frac{t - T_{CHp}}{T_{CHq}} \right] \cdot \exp \left\{ j \cdot 2\pi \cdot \left(f_{st_{kq}} \cdot (t - T_{CHp}) + \frac{1}{2} \cdot \mu_{kq} \cdot (t - T_{CHp})^2 \right) \right\} \quad (20)$$

Donde $k=1, \dots, K_{CH}$ está relacionada con la forma de onda k -ésima obtenida y con la raíz de generación empleada para crear la secuencias ZC, y $\text{rect}[]$ es una función de ventana rectangular.

La forma de onda se obtiene concatenando dos señales Chirp parciales, una para la fase $CH_p(t)$ y otra para la cuadratura $CH_q(t)$, cada una con su respectiva frecuencia de inicio $f_{st_{kp}}$ y $f_{st_{kq}}$ y duración del Chirp T_{CH_p} y T_{CH_q} , respectivamente [Murano, 2018], donde:

$$T_{CH} = T_{CH_p} + T_{CH_q} \quad (21)$$

Con la finalidad de generar la secuencia Chirp, se adapta la frecuencia de variación en función de la L_{ZC} generada, adaptándose la variación de las frecuencias a los tiempos de duración de la secuencia modulada, siendo esta duración $T_{CH} = \frac{T_t}{L_{ZC}}$.

La secuencia para generar las frecuencias de cada uno de los emisores, sigue la siguiente relación:

	$f_{st_{kp}}$	$f_{st_{kq}}$	μ_{kp}	μ_{kq}
$S_{1_{CH}}$	f_l	$f_l + \frac{BW}{4}$	$\frac{\mu}{2}$	$\frac{3 \cdot \mu}{2}$
$S_{2_{CH}}$	f_h	$f_l - \frac{BW}{4}$	$-\frac{\mu}{2}$	$-\frac{3 \cdot \mu}{2}$
$S_{3_{CH}}$	f_l	$f_l + \frac{3 \cdot BW}{4}$	$\frac{3 \cdot \mu}{2}$	$\frac{\mu}{2}$
$S_{4_{CH}}$	f_h	$f_l - \frac{3 \cdot BW}{4}$	$-\frac{3 \cdot \mu}{2}$	$-\frac{\mu}{2}$
$S_{5_{CH}}$	f_l	$f_l + \frac{BW}{2}$	μ	μ

Tabla 22. Frecuencias para cada secuencia.

Para el ejemplo de la Figura 39, se emplea una $L_{ZC}=61$, con un tiempo de $T_t=25$ ms. Por lo tanto, el tiempo de duración de la Chirp es de 0.4095 ms.

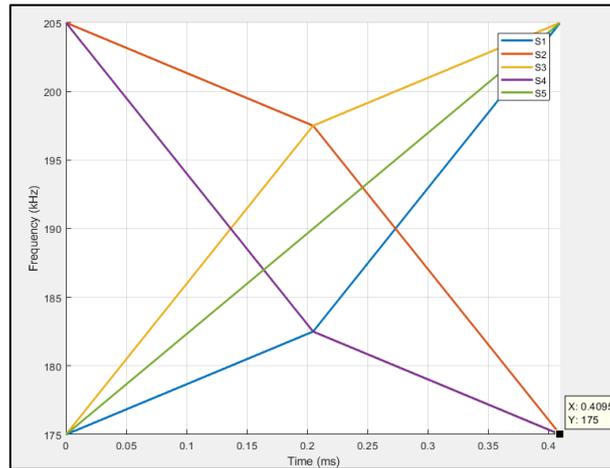


Figura 39. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp con $L_{ZC}=61$ y cinco emisores.

Empleando estas variaciones en frecuencia, se genera la modulación Chirp para las diferentes secuencias Zadoff-Chu.

3.5.2. ESTUDIO DEL EFECTO DEL TIEMPO DE TRANSMISIÓN EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DEL CÓDIGO FRENTE A LA PORTADORA CHIRP.

Con la finalidad de observarse los efectos que se producen en las secuencias Chirp para las variaciones del T_t y de L_{ZC} , se realizan tres pruebas para dicha modulación.

- **Prueba 1.**

Se fija el tiempo de transmisión a 25 ms, por lo que L_{ZC} y T_{CH} quedan variables. Por tanto, se fija una L_{ZC} y se obtiene un T_{CH} , en función de estos dos parámetros, ya que $T_{CH} = \frac{T_t}{L_{ZC}}$. La longitud máxima en muestras de una secuencia modulada viene dada por el parámetro L_t , que se obtiene de multiplicar el T_t y f_s , dividiéndolo por L_{ZC} , manteniendo así las unidades de la secuencia:

$$L_t = \frac{T_t \cdot f_s}{L_{ZC}}, \text{ siendo } L_t \text{ la longitud de la secuencia } L_{ZC} \text{ modulada.}$$

En la Tabla 23 se puede observar que, cuanto mayor es L_{ZC} mejor $COTA_{AC}$ tiene el sistema, esto es debido a que cuanto mayor es L_{ZC} más raíces de generación disponibles para la obtención del código ZC, haciendo que se obtengan mejores cotas con el código sin modular, tal y como se demuestra en el capítulo 2.

El ancho del pico principal disminuye a medida que disminuye el T_{CH} ya que el sistema debe adaptarse al ancho de banda del transductor evitando solapamientos. Cuanto mayor es L_{ZC} y menor sea T_{CH} , menor es el ancho del pico principal.

A continuación, se muestra la Tabla 23, en la que se puede observar el comportamiento de las modulaciones Chirp para secuencias Zadoff-Chu en esta primera prueba. Se resalta en negrita los mejores resultados obtenidos para cada uno de los emisores en función de la longitud empleada.

L_{ZC}	Nº Emisores	T_{CH} (s)	$COTA_{AC}$	$COTA_{CC}$	Área	Ancho del PP	T_t (s)
13	1	0.001923077	0.13621334572004	0	123.149	60	0.0250055
31	1	0.000806452	0.08523661074520	0	162.622	58	0.0250015
59	1	0.000423729	0.06253407166911	0	80.107	58	0.025016
13	2	0.001923077	0.15476045769147	0.058042869	157.076	59	0.0250055
31	2	0.000806452	0.11627062120904	0.072113685	162.622	58	0.0250015
59	2	0.000423729	0.08727504980352	0.05919212	80.107	54	0.025016
13	3	0.001923077	0.21312454063501	0.142895796	157.076	59	0.0250055
31	3	0.000806452	0.15013029906633	0.147044999	162.622	58	0.0250015
59	3	0.000423729	0.10569515749802	0.099270008	80.107	53	0.025016
13	4	0.001923077	0.26467492981064	0.142859643	164.048	59	0.0250055
31	4	0.000806452	0.15494191126934	0.147004809	170.560	58	0.0250015
59	4	0.000423729	0.11999192891642	0.099262654	139.161	55	0.025016
13	5	0.001923077	0.30054907583793	0.147351217	164.048	58	0.0250055
31	5	0.000806452	0.16002916111437	0.147004809	170.560	57	0.0250015
59	5	0.000423729	0.13963190316503	0.135318517	139.161	54	0.025016

Tabla 23. Comparativa para la variación de L_{ZC} y el número de emisores de una modulación Chirp.

Se puede observar como el ancho del pico principal se estrecha a medida que aumentamos la L_{ZC} y el número de emisores, teniendo en cuenta que se ha de observar cada una de las longitudes en función del número de emisores empleados. En cuanto al área de la señal, se obtiene una dispersión en los resultados (ocurre lo mismo si se utilizan las mejores raíces de generación para longitudes concretas). Esto sucede cuando se fija un tiempo máximo de transmisión total y se fija la longitud del código. Estas variaciones desaparecerán en las siguientes pruebas cuando se fije el tiempo de duración de la modulación Chirp.

A continuación, en la Figura 40 se muestran los resultados de la $COTA_{AC}$ en función de la variación de L_{ZC} para los resultados obtenidos en la Tabla 23. Para esta prueba se han añadido un mayor número de L_{ZC} , con el fin de poder realizar una comprobación cuando se produce un aumento de L_{ZC} . Los T_{CH} empleado para esta prueba siguen la siguiente relación $T_{CH} = \frac{T_t}{L_{ZC}}$, donde T_t para esta prueba es 25 ms.

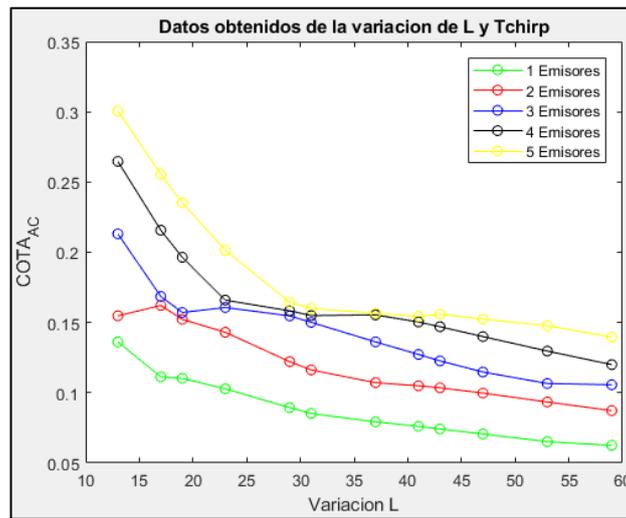


Figura 40. Resultados $COTA_{AC}$ para la prueba 1.

Para la relación $COTA_{CC}$, a medida que aumenta la L_{ZC} se puede observar como esta relación disminuye mejorando la correlación cruzada.

Se obtiene un dato común con la modulación FH realizada anteriormente: los lóbulos laterales mayores se desplazan alejándose del lóbulo principal a medida que se emplean raíces de generación con mayores cotas de auto correlación y como consecuencia se consigue que los lóbulos laterales se desplacen alejándose del lóbulo principal evitando producir cualquier interferencia en éste tal y como se puede observar en la Figura 41.

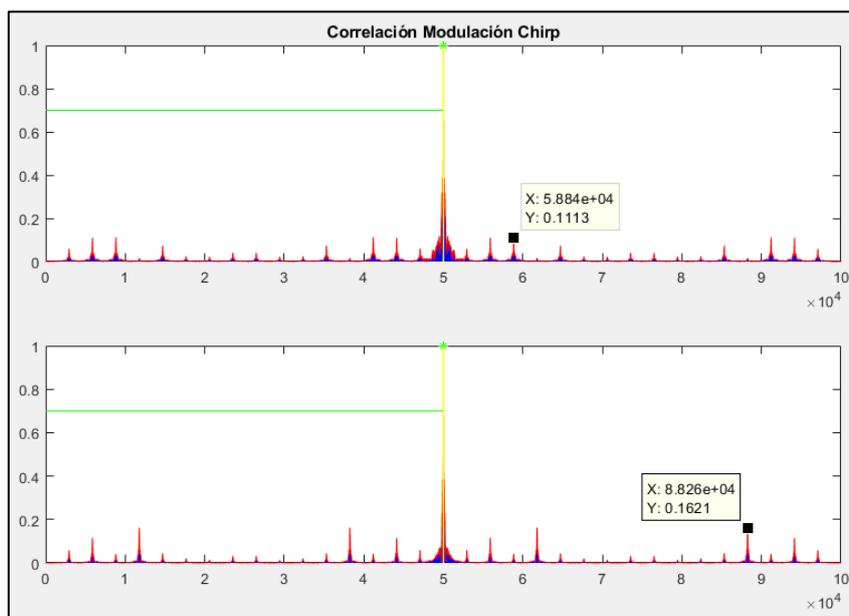


Figura 41. Obtención del lóbulo principal y lateral para una modulación Chirp, empleando una $L_{ZC}=17$, $T_t=25$ ms y $k_f=1$ (figura superior) y 8 (figura inferior).

A continuación, se menciona una consecuencia que producen las variaciones en frecuencia para las señales Chirp. En la Figura 42, para un único emisor se realiza una variación en frecuencia desde los 175 kHz hasta los 205 kHz, dividiéndose en dos tramos: uno con una pendiente de variación más lenta (entre 175 kHz y 183 kHz) y otro para un pendiente de variación más rápida (entre 183 kHz hasta 205 kHz). Para las variaciones donde la pendiente es más suave, se observa como la amplitud del espectro en frecuencia es mayor, y para las variaciones donde la frecuencia es mayor se observa como esta amplitud disminuye prácticamente hasta la mitad. Por tanto, el espectro en frecuencia se ve afectado realizando estas variaciones reduciendo su amplitud espectral, como se puede observar en la Figura 43.

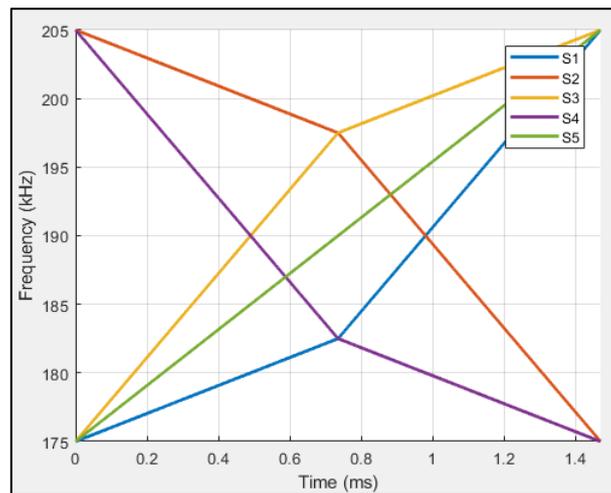


Figura 42. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp para $L_{zc}=17$ y $T_t=25$ ms.

Dentro de la Figura 43 se puede observar como hay una caída en la amplitud para el espectro en frecuencia. Ésta se produce cuando la variación de la frecuencia para generar la secuencia Chirp produce un cambio de emplear una frecuencia de variación lenta a una frecuencia de variación rápida. También se puede observar como para las variaciones lentas de frecuencia la amplitud del espectro es mayor que para las de variación rápida y, por tanto, se puede dividir este ancho de banda en dos puntos uno para las variaciones lentas y otro para las variaciones rápidas. En el caso del primero emisor este se aprecia la amplitud entre los 170 kHz y los 185 kHz para las variaciones de frecuencias lentas y de 185 kHz hasta los 210 kHz para las variaciones de frecuencia rápidas. La energía de la transmisión se reparte en estos dos anchos de banda acorde al tiempo que la señal pasa en ellos, produciéndose una mayor transmisión de energía para los intervalos donde se produce una variación lenta de la frecuencia, ya que el ancho de banda es menor, y menor transmisión de energía donde la variación de la frecuencia es mucho más lenta, siendo este ancho de banda mayor.

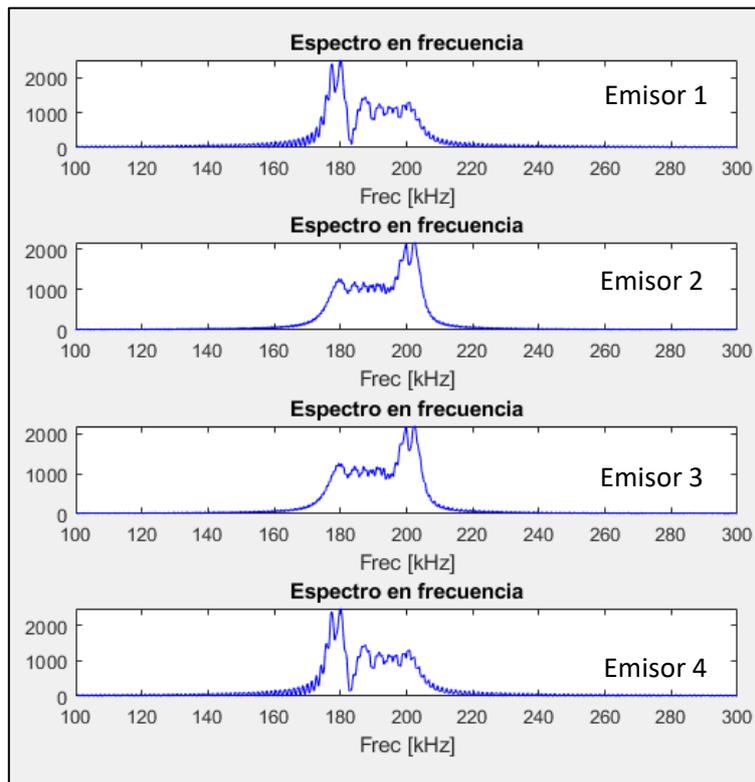


Figura 43. Espectro de la señal modulada para cada emisor.

- **Prueba 2.**

En esta prueba se mantiene fija la L_{ZC} , variando el tiempo de duración de la modulación Chirp.

En la Tabla 24 se puede observar como con un emisor y tiempo de duración T_{CH} pequeño la señal encuentra la mejor relación $COTA_{AC}$, y a medida que se aumenta el número de emisores empeora esta relación. Si aumenta L_{ZC} mejora la relación con respecto a L_{ZC} menores, y a medida que aumenta el número de emisores empeora la relación del pico principal con respecto al lateral. Por tanto, se puede deducir que dependiendo del símbolo Chirp elegido, de la raíz de generación de los códigos, y L_{ZC} , se pueden obtener mejores relaciones $COTA_{AC}$.

El ancho del pico principal aumenta a medida que aumenta T_{CH} .

Se puede observar como el área aumenta a medida que aumenta el T_{CH} , y ésta es prácticamente constante para el empleo de diferentes emisores.

En cuanto a la relación $COTA_{CC}$, con las pruebas realizadas se ve claramente como hay una mejoría en cuanto aumenta el T_{CH} y empeora a medida que aumenta el número de emisores. Para L_{ZC} grandes se mejora la relación $COTA_{CC}$.

L_{zc}	T_{CH} (s)	Numero Emisores	$COTA_{Ac}$	Ancho PP	Área	$COTA_{Cc}$	T_f (s)
13	0.00025	1	0.13569979887	44	64.53543727	0	0.0032565
13	0.000575	1	0.13600666326	54	72.10110585	0	0.0074815
13	0.000825	1	0.13607880041	58	109.968404	0	0.0107315
13	0.00225	1	0.13620464625	58	154.0926618	0	0.0292565
13	0.00425	1	0.13619315278	60	124.8525676	0	0.0552565
13	0.00625	1	0.13621703386	58	147.4007879	0	0.0812565
13	0.00825	1	0.13620811068	58	149.8379398	0	0.1072565
13	0.01025	1	0.13621975372	60	148.6881453	0	0.1332565
13	0.00025	2	0.15453652949	50	77.66008064	0.147666369	0.0032565
13	0.000575	2	0.15471297079	55	176.5208166	0.115609685	0.0074815
13	0.000825	2	0.15478176453	58	125.8907307	0.09632197	0.0107315
13	0.00225	2	0.15476809226	58	154.0926618	0.053110631	0.0292565
13	0.00425	2	0.15475445029	59	152.8304274	0.042870616	0.0552565
13	0.00625	2	0.15476810275	58	149.1496828	0.03261793	0.0812565
13	0.00825	2	0.15476107194	58	149.8379398	0.030003145	0.1072565
13	0.01025	2	0.15476810504	59	148.6881453	0.025312577	0.1332565
13	0.00025	3	0.21306373831	50.6	77.66008064	0.228798385	0.0032565
13	0.000575	3	0.21312317747	54	176.5208166	0.215991596	0.0074815
13	0.000825	3	0.21314597678	57.3	175.9902137	0.172424321	0.0107315
13	0.00225	3	0.21313861511	58	155.5841841	0.133099761	0.0292565
13	0.00425	3	0.21314218362	58.6	152.8304274	0.134426052	0.0552565
13	0.00625	3	0.21314403293	58	149.1496828	0.11714029	0.0812565
13	0.00825	3	0.21314455813	58	149.8379398	0.116173745	0.1072565
13	0.01025	3	0.21314522233	58.6	148.6881453	0.129120938	0.1332565
13	0.00025	4	0.26574233774	51	156.5729987	0.260212271	0.0032565
13	0.000575	4	0.26491978185	54.5	176.5208166	0.215899763	0.0074815
13	0.000825	4	0.26477586085	57.5	175.9902137	0.172378789	0.0107315
13	0.00225	4	0.26453980998	58.5	155.5841841	0.133099761	0.0292565
13	0.00425	4	0.26460259827	58.5	152.8304274	0.134412051	0.0552565
13	0.00625	4	0.26453427685	58	149.7150053	0.11714029	0.0812565
13	0.00825	4	0.26456796640	58	149.8379398	0.116167511	0.1072565
13	0.01025	4	0.26453306210	59	148.6881453	0.129120938	0.1332565
13	0.00025	5	0.30057706206	51.6	156.5729987	0.311540844	0.0032565
13	0.000575	5	0.30055140732	54.4	176.5208166	0.216809962	0.0074815

13	0.000825	5	0.30054432622	57.2	175.9902137	0.221398919	0.0107315
13	0.00225	5	0.30054558195	58.4	155.5841841	0.147107826	0.0292565
13	0.00425	5	0.30054373477	58.4	152.8304274	0.134410959	0.0552565
13	0.00625	5	0.30054306990	58	149.7150053	0.117137495	0.0812565
13	0.00825	5	0.30054272742	58	149.8379398	0.116167025	0.1072565
13	0.01025	5	0.30054251860	58.8	148.6881453	0.129119059	0.1332565
59	0.00025	1	0.06223132311	46	64.70109093	0	0.0147795
59	0.000575	1	0.06246872665	54	72.06210157	0	0.0339545
59	0.000825	1	0.06250926279	58	110.0310775	0	0.0487045
59	0.00225	1	0.06258554353	58	154.137864	0	0.1327795
59	0.00425	1	0.06255929549	60	124.8490331	0	0.2507795
59	0.00625	1	0.06258188632	58	147.3896879	0	0.3687795
59	0.01025	1	0.06258108344	60	148.697324	0	0.6047795
59	0.01025	1	0.06258108344	60	148.697324	0	0.6047795
59	0.00025	2	0.086835497	51	77.43248944	0.076273029	0.0147795
59	0.000575	2	0.087152013	55	176.3384326	0.058621933	0.0339545
59	0.000825	2	0.087168681	58	126.0448107	0.048711885	0.0487045
59	0.00225	2	0.087199609	58	154.137864	0.027281679	0.1327795
59	0.00425	2	0.087181943	59	152.8685152	0.021774579	0.2507795
59	0.00625	2	0.087196648	58	149.1643709	0.016723065	0.3687795
59	0.00825	2	0.087188264	58	149.8350762	0.015235187	0.4867795
59	0.01025	2	0.087195997	59	148.697324	0.013160161	0.6047795
59	0.00025	3	0.10592702	51.3	77.43248944	0.100559169	0.0147795
59	0.000575	3	0.105656248	54	176.3384326	0.096396007	0.0339545
59	0.000825	3	0.105646332	57.3	176.0650137	0.07460985	0.0487045
59	0.00225	3	0.105617538	58	155.5433618	0.057879248	0.1327795
59	0.00425	3	0.105631662	58.6	152.8685152	0.057945713	0.2507795
59	0.00625	3	0.105614745	58	149.1643709	0.050849703	0.3687795
59	0.00825	3	0.105622698	58	149.8350762	0.050685238	0.4867795
59	0.01025	3	0.105614131	58.6	148.697324	0.055599925	0.6047795
59	0.00025	4	0.119957772	51.5	156.0040693	0.111924502	0.0147795
59	0.000575	4	0.119986499	54.5	176.3384326	0.096377522	0.0339545
59	0.000825	4	0.119992808	57.5	176.0650137	0.101149284	0.0487045
59	0.00225	4	0.119999408	58.5	155.5433618	0.057877621	0.1327795
59	0.00425	4	0.119999444	58.5	152.8685152	0.057942855	0.2507795
59	0.00625	4	0.120001102	58	149.684709	0.059411318	0.3687795

59	0.00825	4	0.12000071	58	149.8350762	0.060306193	0.4867795
59	0.01025	4	0.120001474	59	148.697324	0.055599582	0.6047795
59	0.00025	5	0.139636068	52	156.0040693	0.158835503	0.0147795
59	0.000575	5	0.139527541	54.4	176.3384326	0.123894751	0.0339545
59	0.000825	5	0.139515724	57.2	176.0650137	0.134722639	0.0487045
59	0.00225	5	0.139503042	58.4	155.5433618	0.080970039	0.1327795
59	0.00425	5	0.1394952	58.4	152.8685152	0.059462324	0.2507795
59	0.00625	5	0.139492376	58	149.684709	0.059411318	0.3687795
59	0.00825	5	0.139490921	58	149.8350762	0.060306193	0.4867795
59	0.01025	5	0.139490034	58.8	148.697324	0.055599582	0.6047795

Tabla 24. Resultados obtenidos para la prueba 2, modulación Chirp.

Se realiza una prueba más, dentro de la prueba 2, con el objetivo de observar el comportamiento de la señal transmitida y de su correlación.

Para un $T_{CH}=0.25$ ms se obtiene el siguiente patrón de frecuencias, mostrado en la Figura 44.

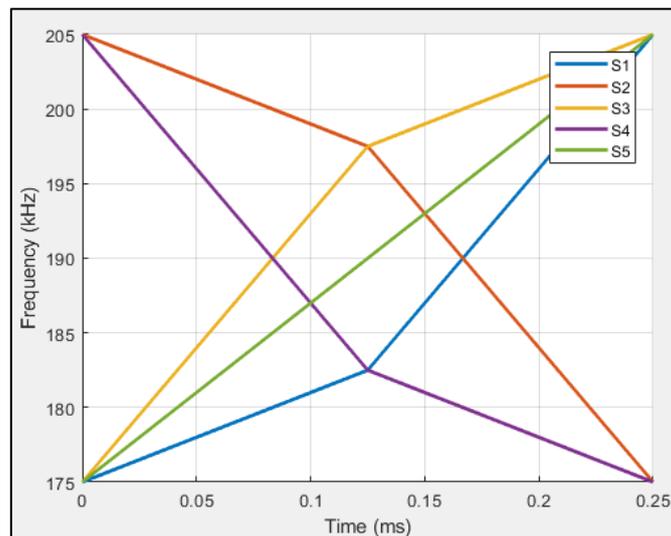


Figura 44. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp para $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}=0.25$ ms.

En la Figura 45 se puede observar como la correlación tiene un pico principal ancho y definido, lo que provoca una buena detección de la señal en el receptor. Este efecto viene producido por el tiempo empleado para T_{CH} .

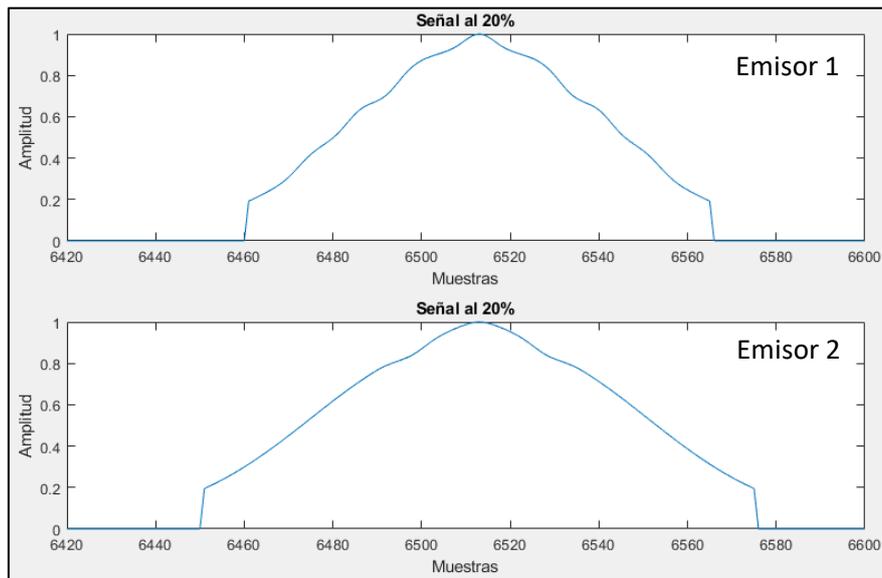


Figura 45. Envoltura del área de la señal $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}=0.25$ ms.

Se procede a aumentar el tiempo T_{CH} a $T_{CH}=4.3$ ms, y se observa como aparecen lóbulos laterales pertenecientes al pico principal de la señal, por lo que se obtiene la configuración de la Figura 46 para cada uno de los emisores. En la Figura 47 se observan cómo aparecen estos lóbulos.

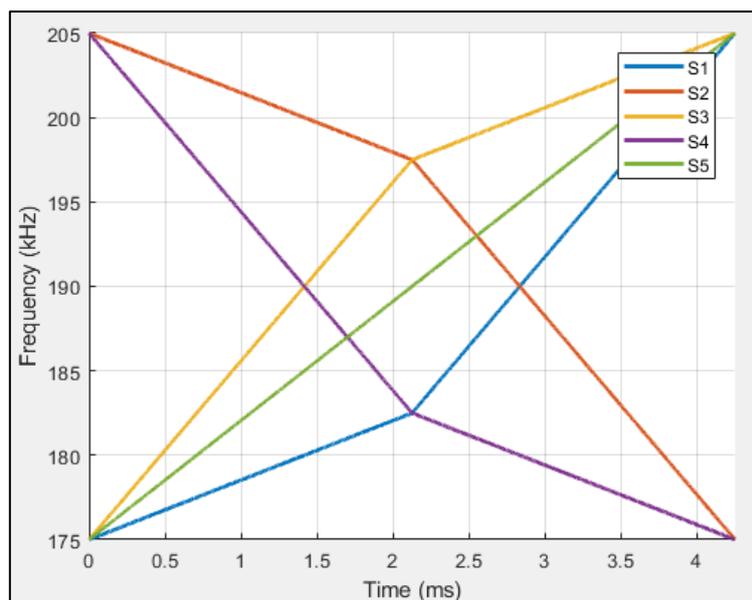


Figura 46. Variación de frecuencias para generar la señal Chirp para $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}= 4.3$ ms.

En la Figura 47 se observa como el pico principal está más definido que en la Figura 45. Esta configuración de parámetros favorece al receptor a poder realizar una mejor detección del pico principal. Se puede observar como para mayor T_{CH} aparecen dos lóbulos pegados al pico principal que pertenecen al pico principal de la transmisión. Estos picos también pueden producir errores en la detección si se consideran los efectos interferentes del canal, y por tanto

hacer que las transmisiones no sean tan efectivas como pueden ser para el resto de modulaciones.

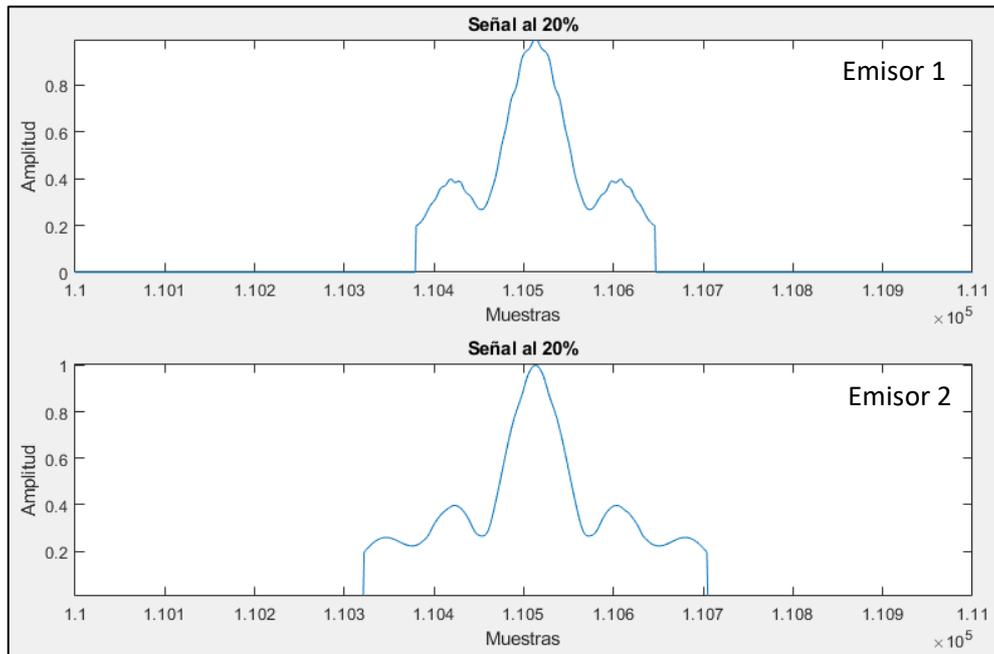


Figura 47. Envoltura por encima del 20% del área de la señal $L_{ZC}=13$ y $T_{CH}=4.3$ ms

Los resultados obtenidos para la prueba 2 se muestran a continuación.

Se realizan variaciones de T_{CH} , para un número diferente de emisores y se obtienen los resultados de $COTA_{AC}$, para $L_{ZC}=13$ (Figura 48) y $L_{ZC}=59$ (Figura 49), con T_t de 25 ms. En la figura se puede observar como los peores resultados son obtenidos cuando se emplean 5 emisores, ya que, al emplear un mayor número de emisores se han de emplear un mayor número de raíces de generación y como consecuencia las cotas de auto-correlación empeoran.

Manteniendo un L_{ZC} fijo y variando T_{CH} , se puede observar como no se producen prácticamente variaciones para $COTA_{AC}$ y, por tanto, este valor es constante para esta prueba realizada.

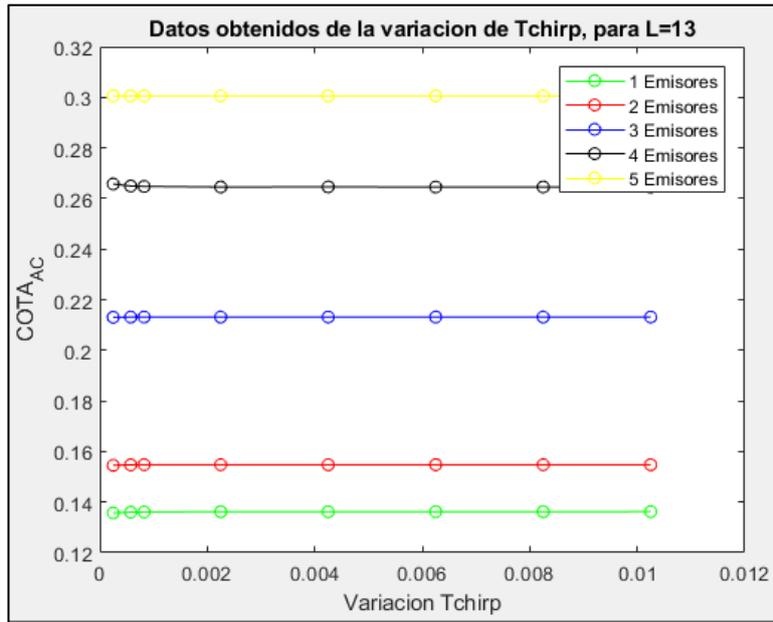


Figura 48. Pruebas para $L_{zc}=13$ y T_{CH} variable.

Como se puede observar en la Figura 49, si se realiza la comparación en función de T_{CH} se observa como el $COTA_{AC}$ se mantiene prácticamente constante para cada uno de los T_{CH} . En cambio, se puede observar comparando ambas figuras cómo influye la variación de L_{zc} en la relación $COTA_{AC}$: cuando aumenta L_{zc} disminuye la relación $COTA_{AC}$.

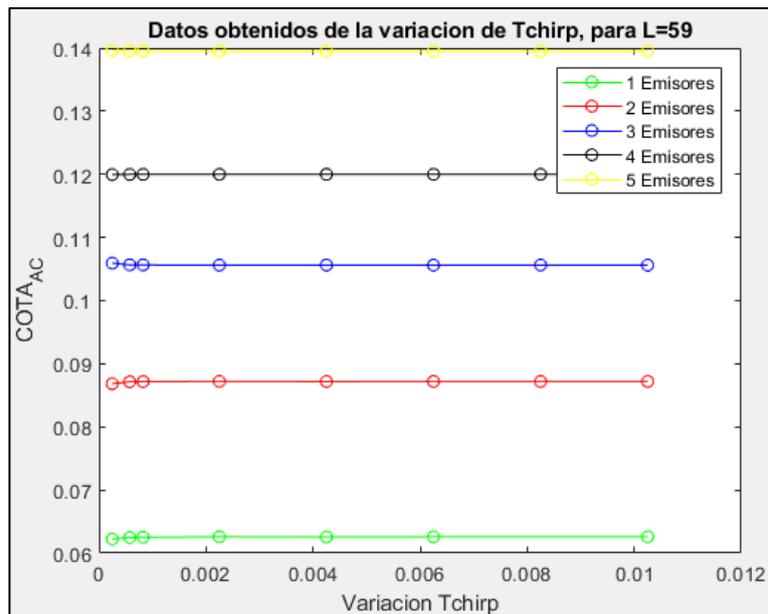


Figura 49. Pruebas para $L_{zc}=59$ y T_{CH} variable.

- **Prueba 3.**

En la prueba 3 se va a proceder a mantener el tiempo T_{CH} fijo y variar la L_{ZC} de la señal obteniendo los siguientes resultados:

Los mejores resultados obtenidos son encontrados cuando se realizan pruebas con un único emisor, siendo este cuando L_{ZC} es la más grande que se pretende utilizar. Si se desean obtener estos resultados hay que sacrificar los tiempos de transmisión de la señal puesto que aumenta a medida que la longitud aumenta.

La relación $COTA_{AC}$ se puede observar como empeora a medida que aumenta el número de emisores. El mejor de los casos es obtenido para un emisor y con L_{ZC} largas. Empleando las mejores raíces de generación se encuentran los mejores resultados para esta modulación.

La energía de la señal se mantiene constante ya que se está empleando la energía normalizada para todos los casos para poder realizar una comparativa entre las diferentes modulaciones y las L_{ZC} .

El ancho del pico principal disminuye a medida que se aumentan el número de emisores, aunque no se produce una variación muy pronunciada como ocurre en la prueba 2. Además, esta variación es estable para las diferentes longitudes de código, debido a que el parámetro que hace variar el ancho del pico principal es el T_{CH} .

El área aumenta cuando aumenta el número de emisores y se mantiene estable para todas las L_{ZC} en las que se han realizado pruebas.

En cuanto a la relación $COTA_{CC}$, cuanto mayor sea la longitud del código mejor será la relación, y por tanto menores interferencias entre las señales se producen. Para un número de emisores bajo se encuentran los mejores resultados.

L_{ZC}	T_{CH} (s)	Nº emisores	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_t (s)
13	0.001923	1	0.13622689550	60	122.66198	0	0.0250055
17	0.001923	1	0.11131527590	58	122.6516998	0	0.0326995
19	0.001923	1	0.11014551132	58	122.6394331	0	0.0365465
23	0.001923	1	0.10279648077	58	122.6350002	0	0.0442405
29	0.001923	1	0.08943379791	58	122.6370073	0	0.0557815
31	0.001923	1	0.08516374069	58	122.6293265	0	0.0596285
37	0.001923	1	0.07926883632	58	122.6321702	0	0.0711695
41	0.001923	1	0.07602974708	58	122.6303991	0	0.0788635
43	0.001923	1	0.07424421420	58	122.6245022	0	0.0827105
47	0.001923	1	0.07058060341	58	122.6233962	0	0.0904045

53	0.001923	1	0.06522789250	58	122.6265513	0	0.1019455
13	0.001923	5	0.30055047664	58	164.0537225	0.146801226	0.0250055
17	0.001923	5	0.25547040875	57.6	164.0760011	0.127980906	0.0326995
19	0.001923	5	0.23525313128	57.6	164.0942049	0.110125104	0.0365465
23	0.001923	5	0.20151262730	57.6	164.1015168	0.123352528	0.0442405
29	0.001923	5	0.16443500638	57.6	164.102237	0.115987751	0.0557815
31	0.001923	5	0.16005738446	57.6	164.1081541	0.097976303	0.0596285
37	0.001923	5	0.15634222806	57.6	164.1319266	0.081337938	0.0711695
41	0.001923	5	0.15406650202	57.6	164.1043153	0.092732689	0.0788635
43	0.001923	5	0.15592565130	57.6	164.1130827	0.082350298	0.0827105
47	0.001923	5	0.15246923702	57.6	164.1168803	0.087708832	0.0904045
53	0.001923	5	0.14783796969	57.6	164.1131825	0.086767489	0.1019455

Tabla 25. Resultados obtenidos para la prueba 3, modulación Chirp.

Con el fin de visualizar el comportamiento mostrado en la anterior tabla, se presenta la Figura 50, donde se pueden observar los resultados obtenidos tanto para uno y cinco emisores como para dos, tres y cuatro emisores pudiendo observar una comparativa de resultados.

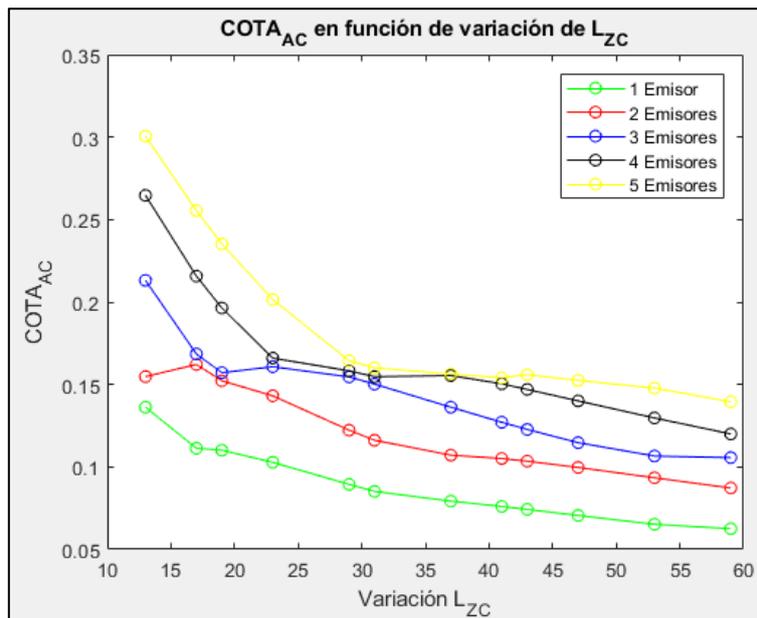


Figura 50. Resultados COTA_{AC}.

Para realizar una transmisión con el mínimo error posible se han de emplear L_{ZC} larga y un T_{CH} pequeño, con esto mejora la relación $COTA_{AC}$ y la de $COTA_{CC}$. Empleando un único emisor, el sistema mejora puesto que la relación $COTA_{CC}$ es cero ya que solo hay un emisor (todos los casos de la prueba 1). Si el usuario decide implementar más emisores, tendrá en consecuencia un

aumento de las cotas de correlación, obteniendo un peor resultado. Para compensar estos resultados se ha de aumentar las longitudes de los códigos Zadoff-Chu empleados.

3.5.3. CONCLUSIONES.

La mejor configuración de parámetros para esta modulación es un valor de $L_{ZC}=59$, $T_{CH}=0.000423729$ s y un único emisor.

En caso de que el usuario escoja diferentes parámetros para la generación de la secuencia, se ha de cumplir el siguiente criterio: se escoge una L_{ZC} y un T_t que deben cumplir que:

$$T_{CH} = \frac{T_t}{L_{ZC}} \quad (22)$$

$$L_t = \frac{T_t \cdot f_s}{L_{ZC}} \quad (23)$$

Siguiendo la relación entre las ecuaciones anteriores (22 y 24) y ajustando los parámetros L_{ZC} , T_t y f_s en función de las necesidades del usuario, se obtendrán las mejores secuencias de transmisión, ya que se obtendrán el resto de parámetros ajustados a las necesidades del diseño. Entendiéndose aquí como mejores resultados el obtener bajas cotas de correlación, minimizando los errores que pueden producir las secuencias durante su transmisión.

3.6. MODULACIÓN OFDM.

3.6.1. ANÁLISIS TEÓRICO

OFDM es un método de modulación digital capaz de multiplexar la información en varios canales de transmisión. Los canales de transmisión tienen una frecuencia diferente de portadora.

El objetivo de la modulación OFDM es la transmisión de múltiples subportadoras ortogonales espaciadas en el espectro, superpuestas para emitir información en paralelo, mejorando el uso del ancho de banda y aumentando la eficiencia espectral en comparación con otras modulaciones multiportadoras [Murano, 2018]. En la Figura 51 se muestra el esquema de modulación implementando la transformada de Fourier inversa. El módulo P/S es el conversor paralelo/serie, encargado de generar la señal de salida $T[l]$

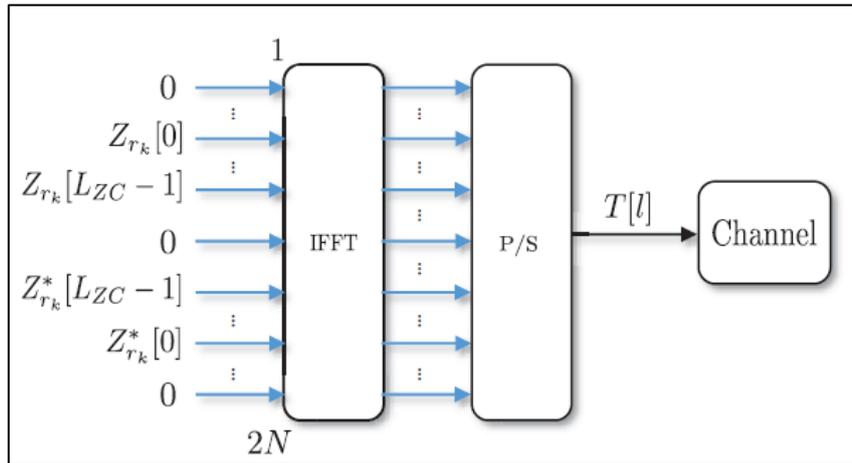


Figura 51. Esquema de emisión OFDM [Murano, 2018].

La modulación empleada se puede expresar como:

$$T_k(l) = \sum_{n=0}^{2N-1} S_k[n] \cdot e^{\frac{j2\pi nl}{2N}}; \quad l = 0, \dots, 2N - 1 \quad (24)$$

Donde $S_k[2N-n] = S_k[n]^*$ y $S_k[n]^*$ es el conjugado complejo de la señal $S_k[n]$, k la raíz de generación con el que se genera la secuencia en función de la L_{ZC} con la que se ha generado la secuencia Zadoff-Chu, transmitida en n sub-bandas y siendo N el número de canales ortogonales para las portadoras.

Teniendo en cuenta la división del ancho de banda DMT (*Discrete Multitone Modulation*), para transmitir el código Zadoff-Chu en el ancho de banda apropiado del transductor, cada código de la secuencia debe ser asignado a los canales de la IFFT que corresponda y las frecuencias de salida deseadas, asignando secuencias de ceros al resto de entradas del canal. El número de ceros que se agregarán en la parte inferior y superior son Z_L y Z_H respectivamente, y dependen de la frecuencia de muestreo f_s , como se muestra en la ecuación (25), siendo el ancho de banda del transductor total disponible $BW = f_2 - f_1$ [Murano, 2018].

$$Z_H = \frac{L_{ZC} \cdot (f_s - 2 \cdot f_2)}{2 \cdot (f_2 - f_1)}, \quad Z_L = \frac{2 \cdot f_1 \cdot (L_{ZC} + Z_H)}{f_s - 2 \cdot f_1} \quad (25)$$

Las modulaciones OFDM son empleadas por su buen comportamiento frente a los efectos interferentes del canal. Estas modulaciones tienen muy buen comportamiento frente al efecto Doppler, un efecto típico que se produce en las emisiones acústicas cuando el emisor o el receptor (o ambos) se están moviendo, o si el medio de transmisión no es estático.

El pseudocódigo de la señal modulada con el fin de ser transmitida a la frecuencia del transductor queda como:

$$S_k[n] = [0, \text{zeros}(1:Z_L), Z_{r_k}[0], \dots, Z_{r_k}[L_{ZC}-1], \text{zeros}(1:Z_H), 0]$$

Para centrar la secuencia y poder realizar su posterior transmisión por el transductor se centra la señal modulada para que ésta sea emitida entre la banda de frecuencias de los 175 kHz y los 205 kHz (Figura 52).

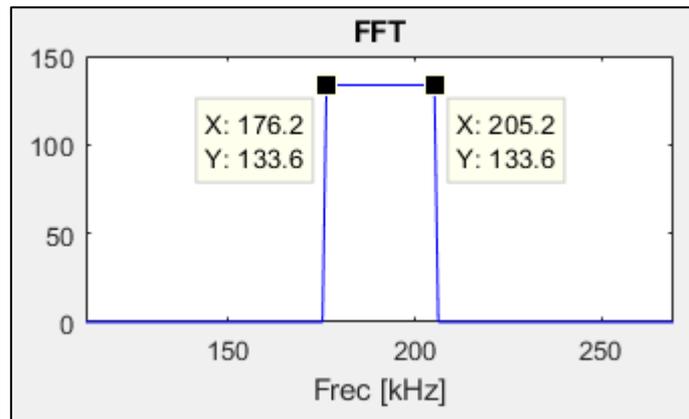


Figura 52. Ancho de banda de la modulación OFDM.

3.6.2. SIMETRÍA HERMÍTICA

La simetría hermítica consiste en hacer un duplicado de valores del símbolo, pero en forma de complejo conjugado y desde el final de la secuencia hasta el inicio de este conjugado. La señal de entrada al módulo queda como:

$$S_k[n] = [0, \text{zeros}(1:Z_L), Z_{rk}[0], \dots, Z_{rk}[L_{ZC}-1], \text{zeros}(1:Z_H), 0, \dots, Z_{rk}^*[L_{ZC}-1], \dots, Z_{rk}^*[0], 0]$$

Siendo el número de ceros añadido en el primer tramo $Z_L = L_{ZC} * (f_s - 2 * f_2) / (2 * (f_2 - f_1))$ y en el segundo $Z_H = 2 * f_1 * (L_{ZC} + Z_L) / (f_s - 2 * f_1)$ y siendo $f_1 = 175$ kHz y $f_2 = 205$ kHz.

Se emplea simetría hermítica para realizar las pruebas en OFDM y realizar una emisión de hasta cinco secuencias cada una por una subportadora.

Se realizan tres pruebas para esta modulación, variando los parámetros de L_{ZC} , número de emisores, f_1 y f_2 (frecuencia mínima y máximas de transmisión).

Antes de comenzar las pruebas de comportamiento para las secuencias Zadoff-Chu moduladas en OFDM, se realiza una prueba de comportamiento de la modulación en función de las raíces de generación empleadas para las secuencias Zadoff-Chu. El objetivo de esta prueba es poder obtener la mejor relación COT_{AC} de las secuencias moduladas con OFDM.

Para conseguir la mejor relación $COTA_{AC}$, se realizan pruebas variando las raíces de generación de los códigos Zadoff-Chu. Con el fin de obtener el mejor de los resultados, se realizan pruebas con las mejores raíces de generación y además, se han realizado pruebas con las siguientes semillas: $k_1=[1 \ 2 \ L_{ZC}-1 \ L_{ZC}-2 \ L_{ZC}-3]$, $k_2=[1 \ L_{ZC}-1 \ 2 \ L_{ZC}-2 \ L_{ZC}-3]$, $k_3=[1 \ L_{ZC}-1 \ 2 \ L_{ZC}-2 \ L_{ZC}-3]$, $k_4=[2 \ L_{ZC}-2 \ 1 \ L_{ZC}-1 \ L_{ZC}-3]$, $k_5=[1 \ L_{ZC}/2-1 \ 2 \ L_{ZC}/2-2 \ L_{ZC}/2-3]$, $k_6=[1 \ L_{ZC}/2-1 \ 2 \ L_{ZC}/2-2 \ 3]$ y $k_7=[L_{ZC} \ 1 \ L_{ZC}-1 \ 2 \ L_{ZC}-2]$, obteniendo los mejores resultados para $k_2=[1 \ L_{ZC}-1 \ 2 \ L_{ZC}-2 \ L_{ZC}-3]$ y por tanto empleándose estas raíces de generación en adelante.

- **Prueba 1.**

Se fijan las frecuencias máximas y mínimas del ancho de banda f_2 y f_1 con las que se puede transmitir la señal OFDM. Las frecuencias se fijan con un valor $f_1=175$ kHz y $f_2=205$ kHz, aprovechando el máximo ancho de banda que ofrece el transductor seleccionado. Para la prueba mostrada en la Tabla 26, se realizan variaciones de L_{ZC} , donde se han realizado pruebas desde $L_{ZC}=13$ hasta $L_{ZC}=59$.

L_{ZC}	Numero emisoros	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_t (s)
13	1	0.164362790	58	926	0	0.000435
29	1	0.19756973	58	1991	0	0.000968
59	1	0.207807746	58	3991	0	0.001968
13	2	0.164362790	58	926	0.272971355	0.000435
29	2	0.197687276	58	1991	0.183819359	0.000968
59	2	0.208276549	58	3991	0.130142773	0.001968
13	3	0.256543352	57	926	0.33420415	0.000435
29	3	0.234877912	57	1991	0.242268163	0.000968
59	3	0.223994929	58	3991	0.173067303	0.001968
13	4	0.256549353	57	926	0.352036391	0.000435
29	4	0.234877912	57	1991	0.242268163	0.000968
59	4	0.224512672	58	3991	0.175537807	0.001968
13	5	0.284397406	56.8	926	0.397987317	0.000435
29	5	0.245550141	56.8	1991	0.291235201	0.000968
59	5	0.230487281	58	3991	0.205184286	0.001968

Tabla 26. Resultados obtenidos para la prueba 1, con modulación OFDM.

A continuación, se comentan los resultados obtenidos durante la primera prueba.

En las primeras observaciones para la relación $COTA_{AC}$, se observa como para el aumento de emisores hay un cambio en el comportamiento de este parámetro. Cuando se realizan pruebas con uno y dos emisores este parámetro aumenta a medida que aumenta la longitud del código

Zadoff-Chu, cuando aumentamos de tres a cinco emisores obtenemos un comportamiento diferente en este parámetro ya que se observa que a mayor longitud del código Zadoff-Chu mejor relación COT_{AC} .

En cuanto a la mejor relación de todas las pruebas realizadas se encuentra para $L_{ZC}=13$, tanto para uno como para dos emisores. El mejor de los casos sería para un emisor, y para un mayor número de emisores, se ha tener en cuenta que hay un cambio en el comportamiento y por tanto se encuentran los mejores resultados cuando se realiza un aumento de las L_{ZC} . Los resultados obtenidos pueden ser visualizados en las Figura 53 y Figura 54.

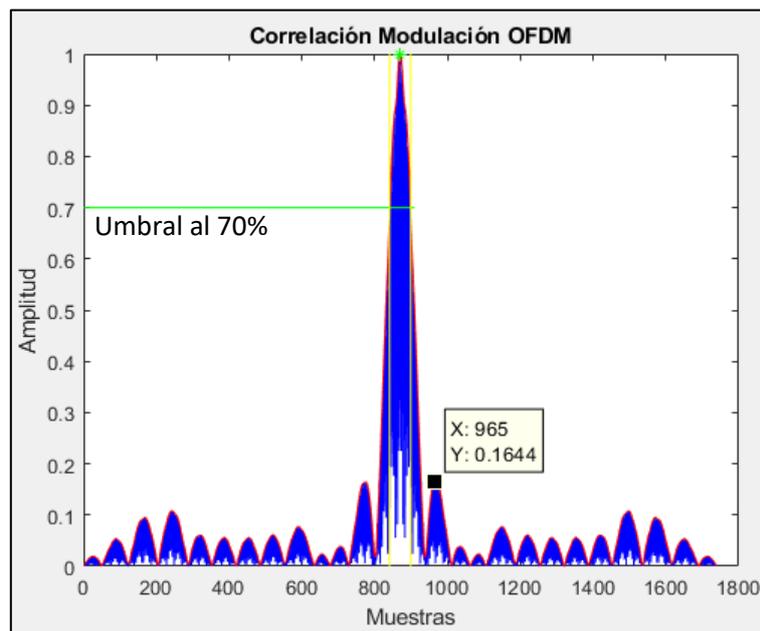


Figura 53. Correlación para $L=13$ y un emisor.

En la Figura 54, se muestran los resultados obtenidos de realizar las cotas de auto-correlación, donde se puede observar como los resultados obtenidos para uno y dos emisores son los mismos prácticamente, ocurriendo lo mismo para las pruebas realizadas con tres y cuatro emisores. En ella se puede observar como a medida que se aumenta la longitud para tres, cuatro y cinco emisores el COT_{AC} disminuye, en cambio para uno y dos aumenta. El aumento del COT_{AC} para uno y dos emisores viene debido a que no se están empleando las mejores raíces de generación para las secuencias ZC, puesto que se están empleando unas raíces de generación que son óptimas para tres o más emisores como se puede observar en la Figura 54. El objetivo final es poder utilizar cinco emisores y poder obtener la mejor de las modulaciones, y por tanto en esta prueba se están empleado las raíces de generación que se comentan en párrafos anteriores.

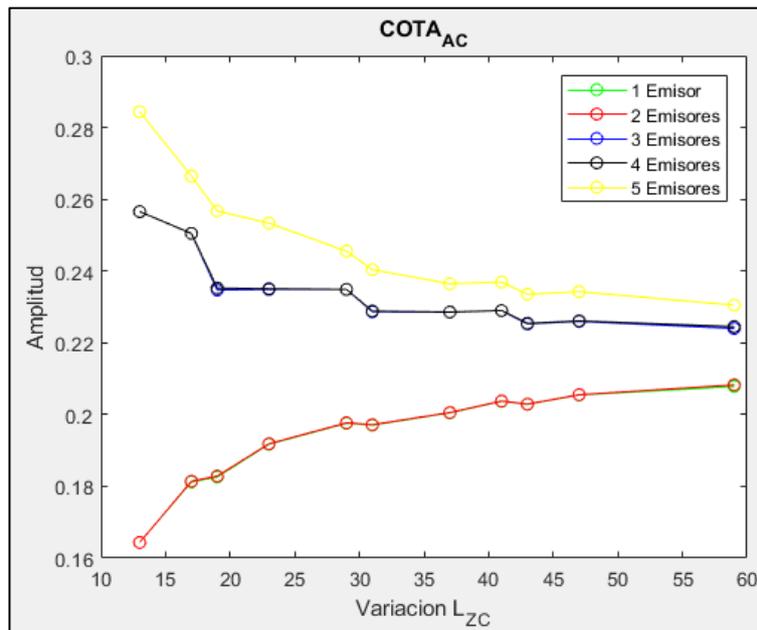


Figura 54. Relación $COTA_{AC}$

La mejor relación $COTA_{CC}$ se encuentra para el caso de dos emisoras y longitudes de códigos Zadoff-Chu largos, ya que con dos hay menos correlaciones cruzadas y al escogerlos las mejores raíces de generación se obtienen correlaciones cruzadas menores. Se observa también como hay mayor deterioro para las secuencias cuando el número de emisoras aumenta.

Al aumentar L_{ZC} se puede observar como el $COTA_{CC}$ disminuye, y por tanto se tiene un mejor resultado para las secuencias largas que para las secuencias cortas.

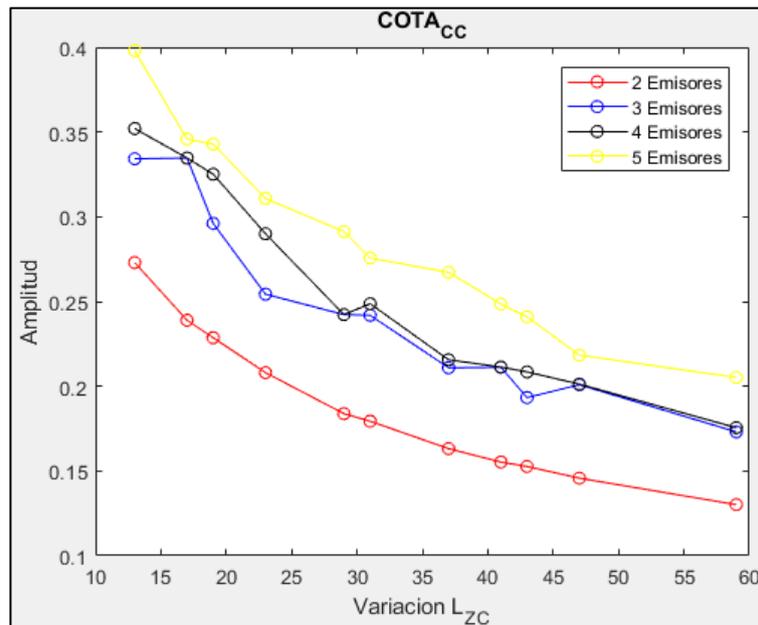


Figura 55. Variación de $COTA_{CC}$ con L_{ZC} , para OFDM.

En las dos figuras anteriores (Figura 54 y Figura 55), se puede observar cómo se produce un empeoramiento del $COTA_{AC}$ cuando se usan uno o dos emisores, mientras en cambio el $COTA_{CC}$ mejora siempre. Es cierto que existe un empeoramiento, pero en cualquier caso los valores son inferiores a los obtenidos para tres, cuatro y cinco emisores. Como el objetivo final es poder utilizar cinco emisores, se han empleado raíces de generación optimizadas para cinco emisores.

A continuación, en la Figura 56, se muestra la COTA, en función del número de emisores. En esta figura se puede observar como para cuanto mayor es el número de emisores y menor es la longitud L_{ZC} peor comportamiento tiene las señales.

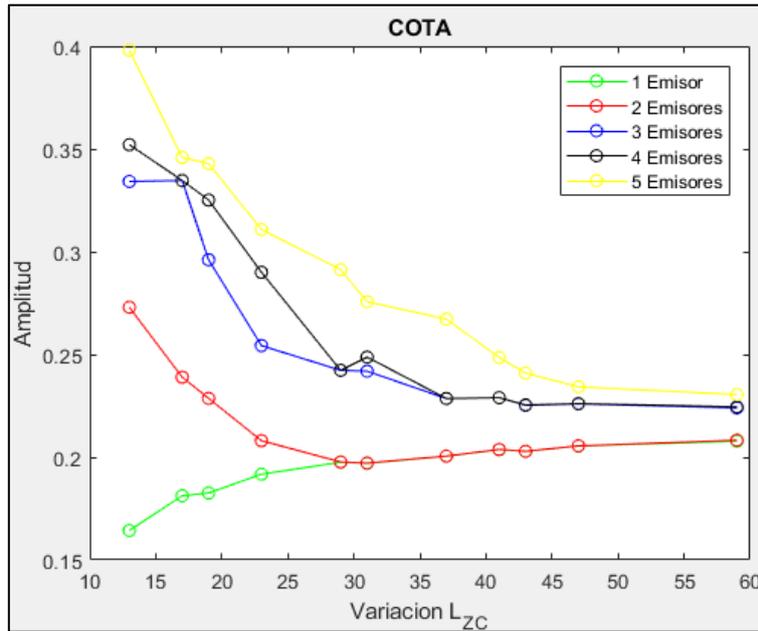


Figura 56. COTA de correlación en función del número de emisoras, variando L_{ZC} modulando en OFDM.

No se observan grandes variaciones en el ancho del pico principal para las diferentes pruebas realizadas para el número de emisoras, tal y como se muestra en la Figura 57.

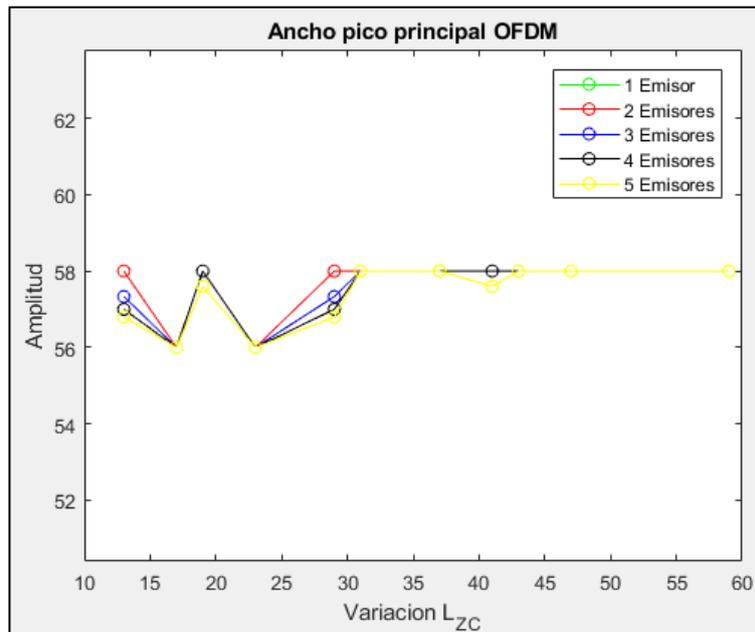


Figura 57. Ancho del pico principal variando L_{ZC} .

Cuanto mayor es la longitud del código Zadoff-Chu, mayor área del pico principal tienen las correlaciones. Este resultado se obtiene para todos los emisoras por igual tal y como se puede visualizar en la Figura 58.

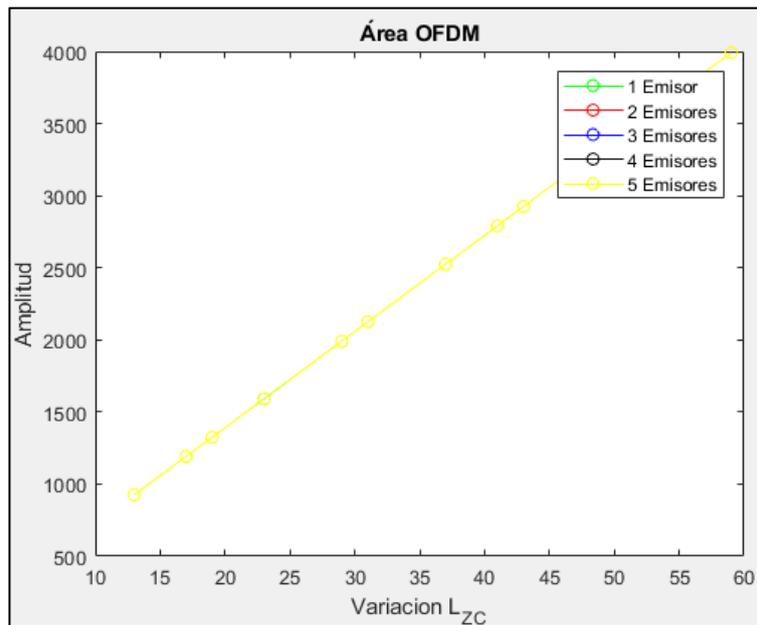


Figura 58. Área en función de L_{ZC}

El parámetro de la energía se mantiene constante durante todas las pruebas. Como la energía está normalizada, no se producen variaciones de ésta.

Como ocurre en prácticamente todas las pruebas realizadas, tanto para esta modulación como para el resto de modulaciones, cuanto mayor es el código mayor es el tiempo de transmisión, ya que el tiempo de transmisión es:

$$T_t = \frac{\text{Muestras}_{\text{señal}}}{f_s} \quad (26)$$

- **Prueba 2.**

Se realizan pruebas dejando fijo el valor de la longitud del código Zadoff-Chu y variando los parámetros del ancho de banda de la modulación OFDM f_1 y f_2 entre unos valores de 5 kHz hasta los 15 kHz sin salirse del ancho de banda del transductor. El ancho de banda de estos valores se aumenta de 5 kHz en 5 kHz de la siguiente manera: $f_2 - 2,5$ kHz y $f_1 + 2,5$ kHz y se centra la señal en la frecuencia del transductor. En la Tabla 27 se muestra como se obtiene el mejor $COTA_{AC}$ para cuando el ancho de banda es máximo.

L_{zc}	Nº emisores	$COTA_{AC}$	$COTA_{CC}$	T_i (s)	f_1 (Hz)	f_2 (Hz)
13	1	0.164362790	0	0.000435	175000	205000
13	1	0.167992323	0	0.000521	177500	202500
13	1	0.169379494	0	0.000651	180000	200000
13	1	0.169423442	0	0.001302	185000	195000
13	1	0.169380568	0	0.001446	185500	194500
13	1	0.169529511	0	0.002602	187500	192500
13	2	0.164362790	0.27297135	0.000435	175000	205000
13	2	0.168221527	0.27379667	0.000521	177500	202500
13	2	0.169379494	0.27421819	0.000651	180000	200000
13	2	0.169423442	0.27515372	0.001302	185000	195000
13	2	0.169380568	0.27531491	0.001446	185500	194500
13	2	0.169548920	0.27560099	0.002602	187500	192500
13	3	0.256543352	0.33420415	0.000435	175000	205000
13	3	0.266759165	0.33399424	0.000521	177500	202500
13	3	0.264823137	0.33323982	0.000651	180000	200000
13	4	0.256549353	0.35203639	0.000435	175000	205000
13	4	0.266779879	0.35810265	0.000521	177500	202500
13	4	0.264823137	0.35452927	0.000651	180000	200000
13	5	0,298034068	0,50767144	0,000435	175000	205000
13	5	0,298120184	0,51204418	0,000521	177500	202500
13	5	0,298319396	0,51955079	0,000651	180000	200000

Tabla 27. Comparativa variando el ancho de banda, número de emisores y $L_{zc}=13$.

Realizando una segunda prueba empleando una L_{zc} más larga, se obtienen resultados análogos a los de la tabla anterior. Estos resultados se muestran en la Tabla 28.

L_{ZC}	Nº emisores	$COTA_{AC}$	$COTA_{CC}$	T_t (s)	f_1 (Hz)	f_2 (Hz)
191	1	0.214002412	0	0.006368	175000	205000
191	1	0.214654118	0	0.007641	177500	202500
191	1	0.214637864	0	0.009551	180000	200000
191	2	0.21400743	0.072851445	0.006368	175000	205000
191	2	0.214654417	0.072930752	0.007641	177500	202500
191	2	0.214637864	0.072796452	0.009551	180000	200000
191	3	0.218810637	0.096455549	0.006368	175000	205000
191	3	0.219464744	0.096562566	0.007641	177500	202500
191	3	0.219502102	0.096982623	0.009551	180000	200000
191	4	0.218827608	0.09651651	0.006368	175000	205000
191	4	0.219475935	0.096562566	0.007641	177500	202500
191	4	0.219502102	0.096982623	0.009551	180000	200000

Tabla 28. Comparativa variando el ancho de banda, número de emisores y $L_{ZC}=191$.

Cuanto menor es L_{ZC} menor es el tiempo de transmisión, tal y como se puede observar en las Tabla 27 y Tabla 28. Además, dentro de las tablas se puede observar como aumenta el tiempo de transmisión a medida que se reduce el ancho de banda.

En la Tabla 27 y la Tabla 28 se puede observar como para cuanto menor es el ancho de banda de la transmisión OFDM, peor es el $COTA_{AC}$, y cuanto mayor L_{ZC} peor es la relación para 1 y 2 emisores. En cambio, para tres y cuatro emisores y $L_{ZC}=191$, el $COTA_{AC}$ mejora frente a los resultados obtenidos para $L_{ZC}=13$ y tres y cuatro emisores, mostrados en la Tabla 27. Por tanto, cuanto mayor es el ancho de banda de la transmisión OFDM mejor resultado se obtiene para este parámetro.

Para esta prueba se obtiene el mismo aumento del $COTA_{AC}$ para L_{ZC} largas. Esto se debe a que no se han empleado las mejores raíces de generación para uno y dos emisores y se ha priorizado el tener mejor resultado para cinco emisiones.

Se observa como para dos emisores se obtiene la mejor relación $COTA_{CC}$ de todos los resultados, y éste aparece cuando el ancho de banda empleado es el mayor, en cambio para más de tres emisores se encuentra el mejor de los parámetros cuando el BW es el máximo empleado.

L_{zc}	Nº emisores	Ancho PP	Área	f_1 (Hz)	f_2 (Hz)
13	1	58	926	175000	205000
13	1	70	1109	177500	202500
13	1	88	1386	180000	200000
13	1	176	2772	185000	195000
13	1	190	3079	185500	194500
13	1	340	5536	187500	192500
13	2	58	926	175000	205000
13	2	70	1109	177500	202500
13	2	88	1386	180000	200000
13	2	176	2772	185000	195000
13	2	190	3079	185500	194500
13	2	340	5536	187500	192500
191	1	58	12791	175000	205000
191	1	72	15348	177500	202500
191	1	88	19184	180000	200000
191	2	58	12791	175000	205000
191	2	72	15348	177500	202500
191	2	88	19184	180000	200000
191	3	58	12791	175000	205000
191	3	72	15348	177500	202500
191	3	87	19184	180000	200000
191	4	58	12791	175000	205000
191	4	72	15348	177500	202500
191	4	87	19184	180000	200000
191	5	56	12791	175000	205000
191	5	69	15348	177500	202500
191	5	86	19184	180000	200000

Tabla 29. Comparativa del ancho del pico principal en función del BW.

Como se puede comprobar en la Tabla 29, cuanto menor es el ancho de banda mayor será el ancho del pico principal y cuanto mayor sea el ancho de banda de la transmisión OFDM se obtiene un ancho del pico principal es más estrecho. En las pruebas realizadas no observa una gran variación.

La menor área de la señal se obtiene cuando mayor es el ancho de banda de la transmisión OFDM.

Al igual que en la primera prueba, la energía permanece constante, en caso de no emplear la energía normalizada, cuanto mayor es L_{ZC} mayor es la energía transmitida al medio.

- **Prueba 3.**

En esta prueba se mantiene el tiempo de transmisión a 24 ms y se calcula el f_2 manteniendo el f_1 con un valor fijo. Una vez calculado el ancho de banda, esta señal se desplaza centrando la señal en el ancho de banda del transductor.

A continuación, se muestra la fórmula para mantener el tiempo de transmisión en 24 ms, siendo el f_2 el valor calculado, en función de L_{ZC} , f_s , f_1 y el T_t .

$$f_2 = \frac{-2 \cdot f_1^2 \cdot T_t \cdot f_s + f_s^2 \cdot f_1 \cdot T_t - 2 \cdot L_{ZC} \cdot f_s \cdot f_1 + L_{ZC} \cdot f_s^2 - 2 \cdot f_s \cdot f_1 + 2 \cdot f_1^2}{f_1^2 \cdot T_t - 2 \cdot f_s \cdot f_1 \cdot T_t - 2 \cdot f_s - 2 \cdot f_1} \quad (27)$$

Para uno y dos emisores, la cota de auto-correlación empeora. Los resultados para uno y dos emisores se encuentran solapados en la Figura 59 y por tanto no se visualiza el resultado para un emisor.

En cambio, para tres, cuatro y cinco emisores en la Figura 59, los resultados mejoran a medida que L_{ZC} aumenta, obteniéndose mejores $COTA_{AC}$. Los resultados para tres y cuatro emisores están solapados y por tanto solo se ve el resultado empleando cuatro emisores.

El error que se comete en esta prueba también es cometido en la primera prueba, ya que se están empleando unas raíces de generación que hacen mejorar las secuencias cuando se emplean cinco emisores y por tanto se ve afectada esta prueba, con el fin de mejorar el resultado final para cinco emisores.

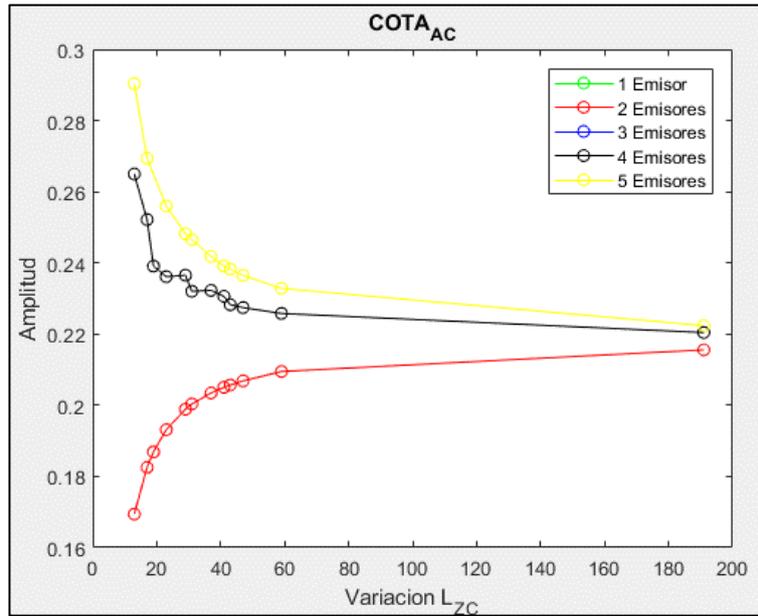


Figura 59. Relación $COTA_{AC}$ en función de L_{ZC} .

En la Figura 60, para el caso de un emisor no aplicaría la relación $COTA_{CC}$, pero para el caso de dos emisores y L_{ZC} largas, se obtienen los mejores resultados en este parámetro, ya que se puede observar cómo el ancho de banda de la transmisión es mayor y por tanto encontramos el mejor de los parámetros.

Si hay que elegir utilizando los dos parámetros anteriores, se escogería la transmisión por tres emisores y una L_{ZC} larga, ya que encontraremos los mejores resultados.

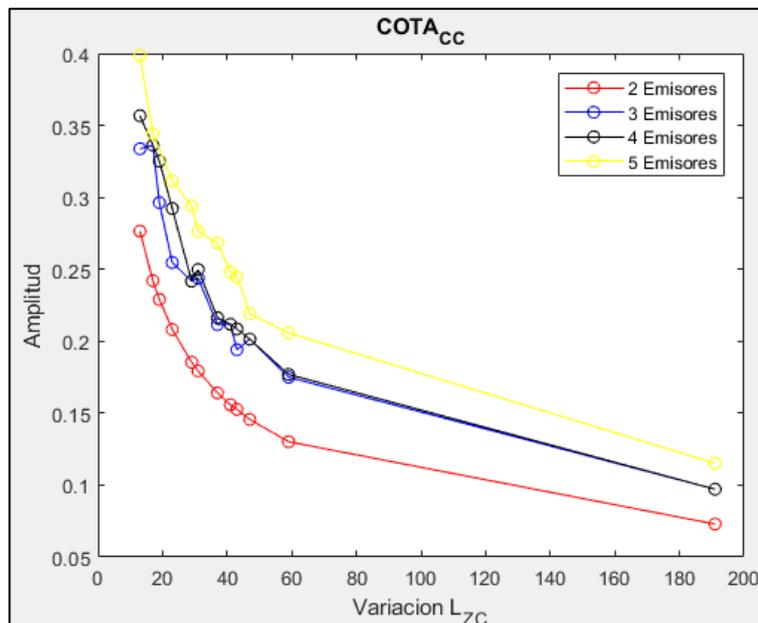


Figura 60. Variación de la $COTA_{CC}$ en función de L_{ZC} para la modulación OFDM.

A continuación, en la Figura 61 se muestran los resultados obtenidos de realizar la COTA para la prueba 2 en función de L_{ZC} .

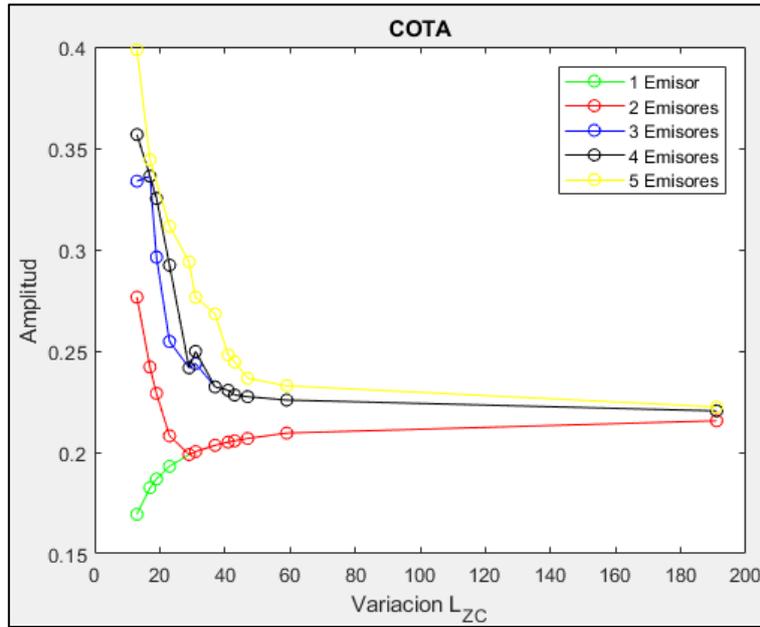


Figura 61. COTA en función de L_{ZC} para modulación OFDM.

Para la Figura 62 se puede observar cómo cuanto mayor es L_{ZC} menor es el ancho del pico principal, a medida que se aumentan L_{ZC} menor será el ancho del pico principal, siendo mínima la diferencias según el número de emisores empleados y por tanto se encuentran solapadas las diferentes curvas.

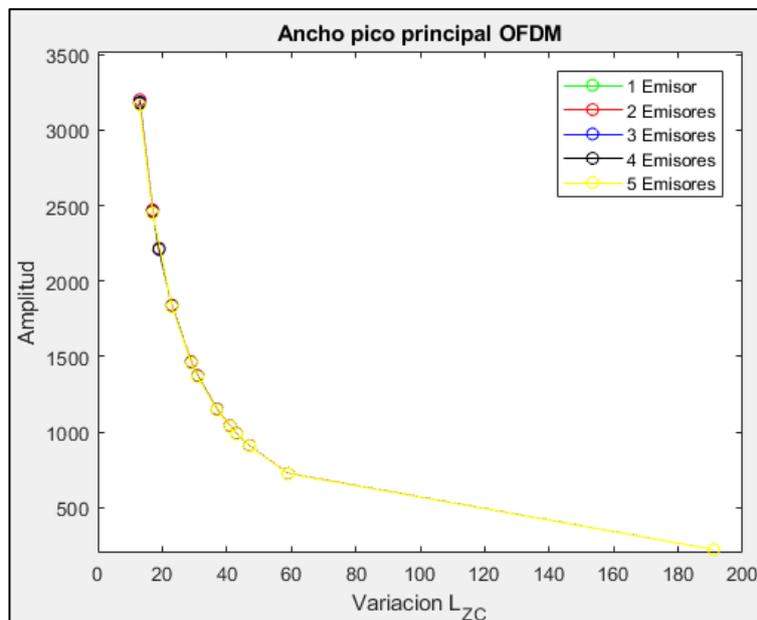


Figura 62. Ancho del pico principal en función de L_{ZC} .

En la Figura 63 se observa como a medida que se aumenta L_{ZC} el área de la señal disminuye.

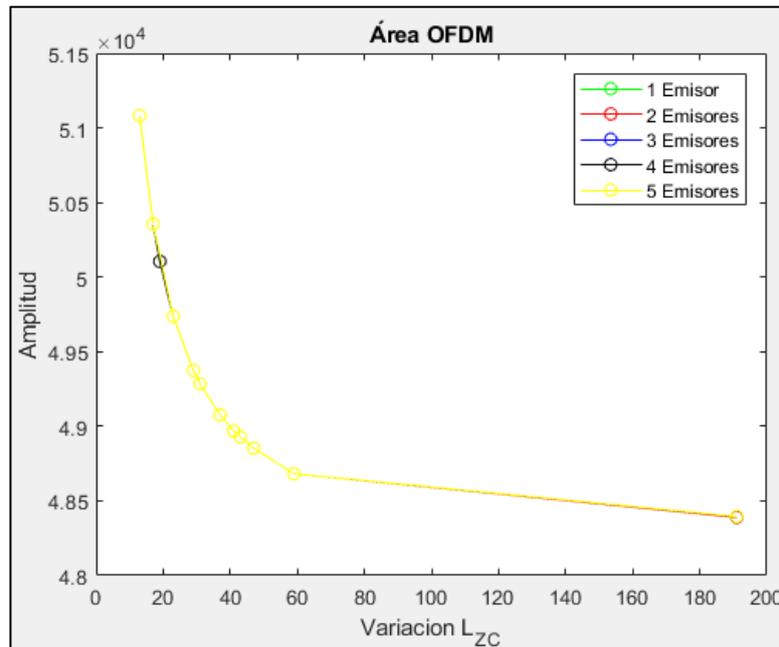


Figura 63. Área en función de L_{ZC} .

La energía del sistema se mantiene constante en todos los casos, ya que se emplea la energía normalizada.

3.6.3. CONCLUSIONES.

En este caso si se quiere obtener el mejor de los resultados, debe usarse $L_{ZC}=191$ y tres emisores, ya que los resultados obtenidos para la transmisión son mejores en su conjunto, tanto para la relación de COT_{Ac} como en correlación cruzada, siendo el ancho del pico principal estrecho, haciendo que éste sea más acentuado en la recepción y fácil de detectar. La energía aumenta a medida que aumenta L_{ZC} .

Para esta modulación se pueden emplear todas las raíces de generación disponibles para L_{ZC} , manteniendo L_{ZC} impar y prima para obtener las mejores secuencias, ya que al añadirse simetría hermítica, el empeoramiento que se producen para las modulaciones multifase desaparecen al realizar las correlaciones cruzadas, y por tanto las raíces de generación inferiores y superior ahora no producen errores de correlación tan grandes como los que se producían para la modulación QPSK (Figura 22).

3.7. COMPARATIVA MODULACIONES.

Para realizar la comparativa de las diferentes modulaciones empleadas primero se ha buscado el mejor de los comportamientos de éstas frente a las diferentes longitudes ZC empleadas. Para ello se van utilizar cinco emisores simultáneos buscando minimizar la COTA y obtener el mejor de los resultados. Para realizar una comparativa justa de las mejores modulaciones, se han de tener en cuenta los tiempos de transmisión, y es por ello que se fijan los tiempos de transmisiones a 25 ms.

Obtenidas la $COTA_{CC}$ y la $COTA_{AC}$, en función de las longitudes y para la modulación QPSK, se decide escoger una $L_{ZC}=509$, pudiéndose emplear una secuencia aun mayor que ésta, ya que cuanto mayor sea la L_{ZC} mejor será el comportamiento de esta secuencia para $COTA_{CC}$ y $COTA_{AC}$.

Para la modulación FH se ha decidido quedarse con una secuencia de $L_{ZC}=17$ tanto para *Fast*, como para *Slow Frequency Hopping*. Esta longitud tiene el mejor comportamiento para este tipo de modulaciones, ya que se obtienen el mejor comportamiento frente al $COTA_{AC}$ y $COTA_{CC}$ produciéndose el menor error posible en las transmisiones.

En la modulación Chirp se emplea una $L_{ZC}=59$, ya que durante las pruebas realizadas durante la búsqueda de la mejor secuencia se ha encontrado para esta longitud, ya que se ha de mantener los tiempos de transmisión en torno a los 25 ms.

En cuanto a la modulación OFDM, la mejor longitud que se puede emplear es la de $L_{ZC}=191$, ya que para esta longitud se obtienen los mejores resultados para el $COTA_{AC}$ y el $COTA_{CC}$.

A continuación, se muestra la Tabla 30, donde se pueden observar los resultados obtenidos de las mejores secuencias para cada una de las modulaciones empleadas en el estudio.

Modulación	L_{ZC}	Nº Emisores	$COTA_{AC}$	$COTA_{CC}$	Ancho PP	Energía	Área	T_t (s)
QPSK	509	5	0.0475521555	0.0683504736	60	0.7071	96.1127	0.02545
OFDM	191	5	0.2226353279	0.1152285481	232.80	0.3909	408.1023175501	0.025000
Chirp	59	5	0.1396319032	0.1353185169	54.40	0.999	139.1610051197	0.025016
Slow-FH	17	5	0.2283180628	0.2481966087	58.00	0.43338	74.9873452183	0.024990
Fast-FH	17	5	0.2554683702	0.2603709999	58.00	0.43338	74.9875158071	0.024990

Tabla 30. Comparativa de las modulaciones.

Si se realiza una comparativa entre las cinco modulaciones empleadas para la emisión de las secuencias, la modulación QPSK tiene el mejor comportamiento para $COTA_{CC}$, las modulaciones QPSK permiten realizar una transmisión con máxima energía y con un área de la señal pequeña. Cuanto mayor es la energía y más pequeña sea el área de la señal, mejor detección se puede hacer en las recepciones de las señales. Por lo tanto, la modulación QPSK ofrece mejores resultados que el resto de modulaciones estudiadas.

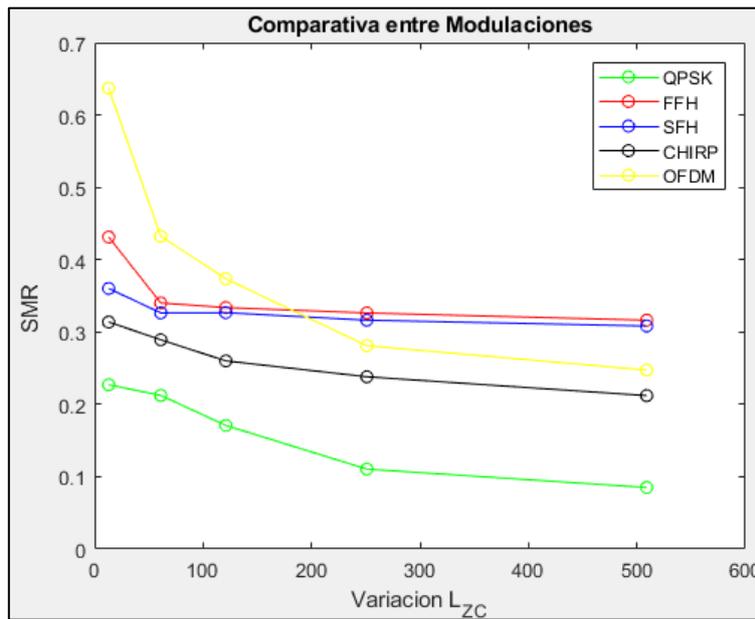


Figura 65. SMR de las modulaciones en función de la variación de L_{ZC} empleando cinco emisores.

3.8. CONCLUSIONES.

El objetivo del estudio realizado en este capítulo es poder comprobar cuál de las modulaciones empleadas tiene la mejor detección en el receptor, y por ello, se han realizado pruebas para diferentes longitudes de secuencias Zadoff-Chu, y tiempos de transmisiones.

Una vez realizado el análisis de las diferentes modulaciones, se llega a la conclusión que la modulación QPSK tiene los mejores parámetros obtenidos, puesto que se obtiene la mejor (menor) de las COTA y eso ofrece mejores auto-correlaciones y correlaciones cruzadas que para el resto de modulaciones. Además, la energía emitida por una modulación QPSK es mucho mayor que la emitida por el resto de modulaciones, y esto hace que la señal se propague con una mayor potencia por el medio.

El ancho del pico principal de la señal empleando la modulación QPSK es muy estrecho, y además, el área del pico principal es el menor de todas las modulaciones empleadas, esto hace que el pico sea muy pronunciado, favoreciendo a la detección de éste en el receptor.

Si se hace una clasificación de las modulaciones empleadas, en primera posición está QPSK por la gran mejoría que tiene frente al resto; en segundo lugar, se encuentra Chirp, en tercer lugar, OFDM y en cuarto lugar se encuentran las Frequency Hopping.

3.9. COMPARATIVA MEJOR MODULACIÓN CON SECUENCIAS KASAMI BPSK.

Como se ha podido concluir de la comparación entre modulaciones en el punto anterior, la mejor de las modulaciones obtenidas es la modulación QPSK, ya que esta ofrece una mejor respuesta para los parámetros $COTA_{AC}$ y $COTA_{CC}$. Por lo tanto, se realiza ahora una comparativa con una codificación Kasami [Kasami, 1966] empleando una modulación BPSK, frente a una codificación Zadoff-Chu empleando una codificación QPSK.

En la Tabla 31 se puede observar como la codificación Zadoff-Chu presenta menor COTA, tanto en $COTA_{AC}$ como en $COTA_{CC}$, siendo la energía transmitida prácticamente parecidas, pero en cambio, el área del lóbulo principal es menor. La secuencia Kasami-BPSK tendría una peor detección en el receptor ya que al tener mayor ancho del pico principal que las Zadoff-Chu-QPSK y mayor área implica que se genera un pico menos pronunciado que el producido por la secuencia Zadoff-Chu.

En la tabla se muestra resaltado en negrita los valores en donde se produce una mejoría, facilitando la detección de estos.

Codificación/ Modulación	L_{ZC}	Energía	$COTA_{AC}$	Ancho PP	Área	$COTA_{CC}$	T_t
Kasami BPSK	63	0.707106781	0.244281845	8	11.2970	0.253968253	0.000315
Kasami BPSK	255	0.707106781	0.107406503	8	10.4938	0.129411764	0.001275
Kasami BPSK	1023	0.707106781	0.065493646	8	10.2888	0.071358748	0.005115
ZadoffChu QPSK	61	0.707106781	0.137092583	7.6	9.9837	0.196725574	0.000305
ZadoffChu QPSK	251	0.707106781	0.067120032	8	10.1185	0.103002927	0.001255
ZadoffChu QPSK	1021	0.707106781	0.033541697	8	10.1117	0.048260251	0.005105

Tabla 31. Comparativa secuencia Kasami BPSK frente a Zadoff-Chu QPSK.

Obteniendo las auto correlaciones para cada uno de los códigos y modulaciones empleadas, se obtienen los resultados de la Figura 66, donde se puede observar la similitud entre estos.

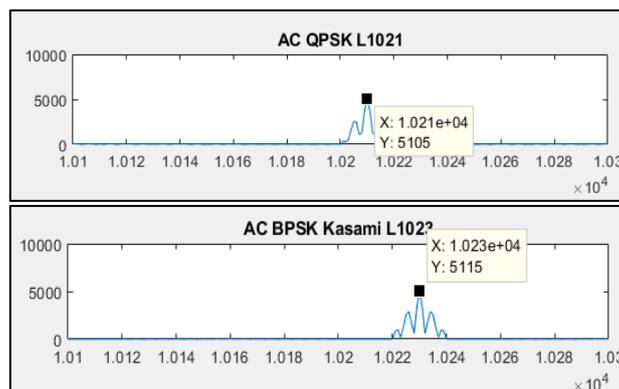


Figura 66. Auto Correlación para códigos Zadoff-Chu y QPSK y Kasami y BPSK.

Como conclusión, se obtiene que las secuencias Zadoff-Chu con una modulación QPSK ofrecen una gran mejoría frente a las secuencias Kasami y modulación BPSK, puesto que tienen un menor *COTA* y por tanto ayuda a la fácil detección de los lóbulos principales. Esta mejoría es aún más acusada ante el efecto Doppler, según se puede consultar en [Murano, 2018].

4. MODELADO DE EFECTOS TÍPICOS SOBRE LA SEÑAL ULTRASÓNICA.

4.1. RESPUESTA DEL TRANSDUCTOR.

Para este TFG se ha empleado un modelo de transductor que trabaja en una frecuencia en torno a los 200 kHz y con un ancho de banda de 25 kHz. El modelo de transductor empleado es el ProWave200LM450. Es por ello que el espectro en frecuencia de las modulaciones ha sido centrado a 200 kHz, con el fin de poder realizar la transmisión al medio. En la Figura 67, se muestra la curva de sensibilidades que tiene el transductor.

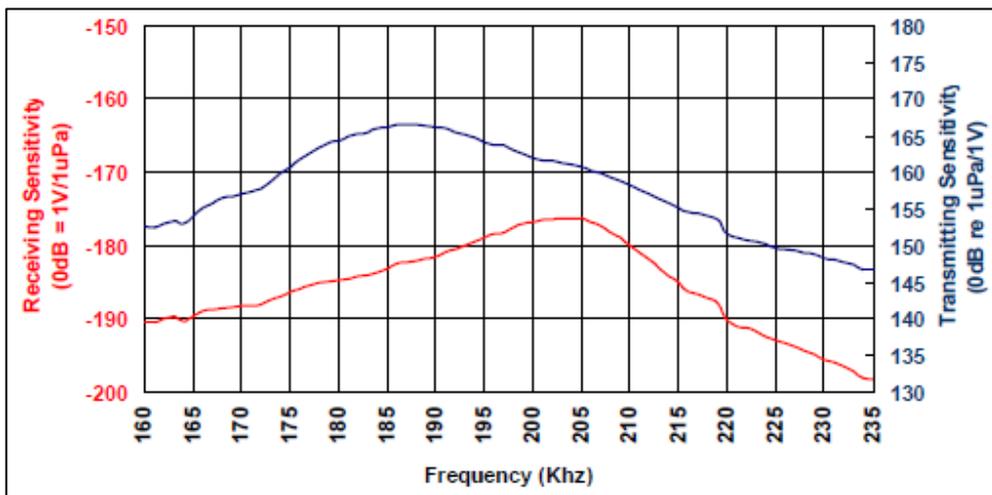


Figura 67. Curva de sensibilidad del transductor [URL1].

Con el fin de modelar la respuesta del emisor en el presente TFG, se emplea un modelo en Matlab con la misma curva de sensibilidad de transmisión que la que tiene el transductor original. A continuación, se muestra la curva obtenida (Figura 68) para realizar la simulación del transductor aproximado al real.

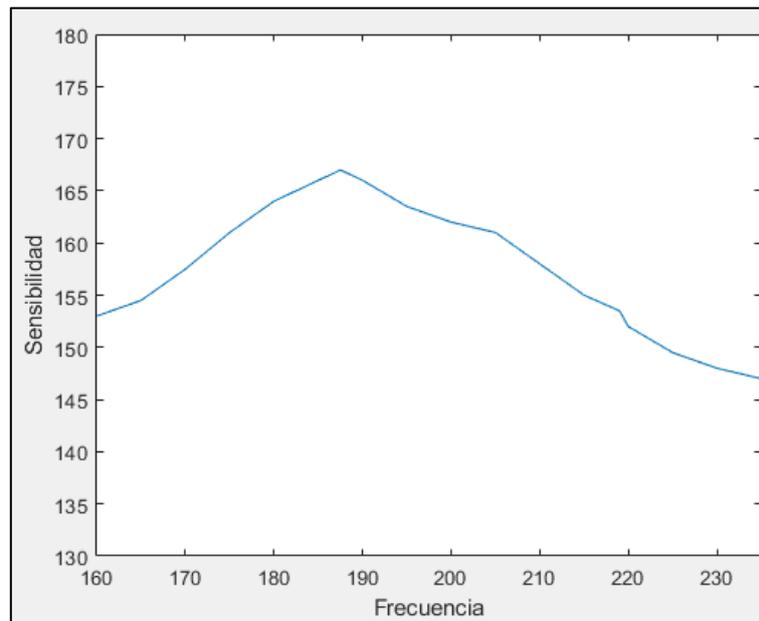


Figura 68. Modelo del transductor ProWave200LM450 como emisor.

La mejor respuesta en frecuencia del transductor se encuentra entre los 175 kHz y los 220 kHz, y por tanto, se centran todas las frecuencias de transmisión moduladas entre los 180 kHz y los 220 kHz, quedando la transmisión centrada a una frecuencia de 195 kHz.

En la Figura 69 se muestra el espectro de la señal QPSK modulada a 200kHz, pero sin la aplicación del transductor.

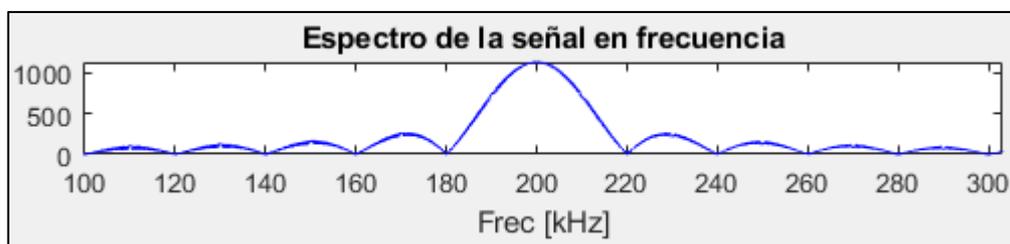


Figura 69. Espectro en frecuencia de la señal QPSK.

Como se puede observar en la Figura 70, la señal modulada en QPSK y una vez aplicado el modelo de transductor queda centrada cerca de 200 kHz, obteniéndose la amplitud máxima para una frecuencia de 193 kHz. Esta amplitud es a su vez atenuada por la respuesta del transductor, en función de las características de éste.

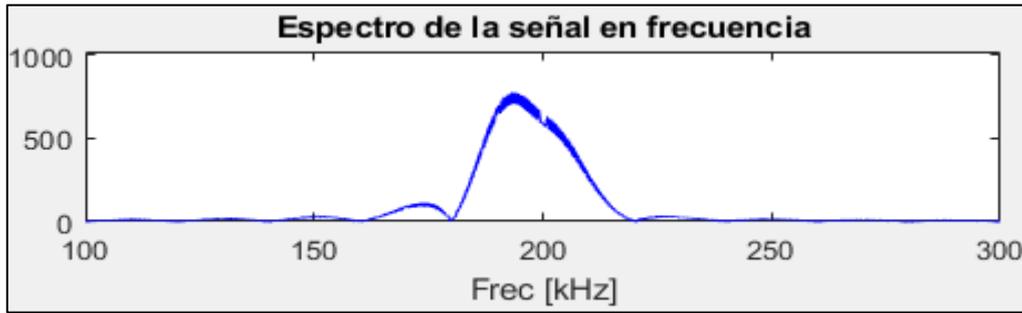


Figura 70. Espectro aplicando el transductor, QPSK.

En la Figura 71 se muestra la señal modulada con QPSK, sin aplicar el filtro que simula la atenuación que produce el transductor.



Figura 71. Señal modulada en QPSK.

En la Figura 72 se muestra la señal aplicando el filtro. Se observa como el filtro atenúa la señal aproximadamente un 25% de la señal original en determinadas regiones.

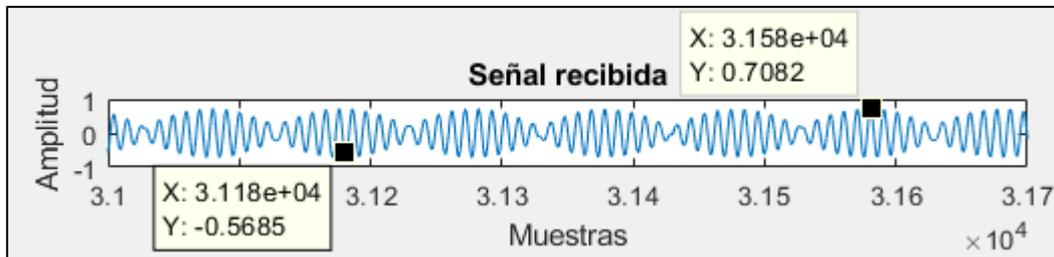


Figura 72. Señal aplicando el transductor, QPSK.

4.2. EFECTOS DEL CANAL.

Para el presente estudio se han analizado cuatro efectos, con el fin de poder observar el comportamiento de las diferentes modulaciones durante la transmisión.

Con el fin de poder evaluar los efectos del canal se emplea el parámetro *RMSE* (Root Mean Square Error, o *Raíz del error cuadrático medio*, (28)), que nos ofrece la raíz del error cuadrático medio en la detección del pico principal. Para obtener el error se evalúa la diferencia entre la muestra donde aparece el pico ideal y la muestra del pico detectado tras incluir los efectos del canal.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum (Posición_{ideal} - Posición_{detección})^2}{Número\ de\ pruebas}} \quad (28)$$

Para todas las pruebas realizadas en este capítulo, se han empleado las modulaciones

- QPSK con $L_{zc}=509$, $O_f = 98$, $N_c = 1$.
- Slow-FH y Fast-FH con $L_{zc}=17$ con $T_b=588$ por cada paquete empleándose 5 emisores.
- OCDM con $L_{zc}=59$, con número de ciclos de 847.
- OFDM con $L_{zc}=191$, con tiempos de transmisión de 25 ms.

Para todas las modulaciones se mantiene un $T_t=25$ ms (Tabla 30), realizándose 500 pruebas para calcular el RMSE.

Para realizar las pruebas de simulación se emplearán los modelos matemáticos de los cinco efectos considerados en el presente TFG, que se detallan a continuación.

4.2.1. RUIDO BLANCO GAUSSIANO.

El ruido blanco gaussiano es un ruido muy común empleado para las pruebas de señales en diferentes medios de transmisión.

Este efecto consiste en introducir ruido a una secuencia, con un *SNR* desde -15 dB hasta -40 dB, realizando quinientas pruebas para cada secuencia e introduciendo un ruido aleatorio dentro de los rangos anteriores definidos para cada una de estas pruebas. Para realizar la prueba, se ha empleado la función *awgn* de Matlab, con la que se añade un ruido aleatorio a la señal modulada y filtrada por el transductor, y posteriormente, la señal es correlada con una secuencia patrón. El fin de la prueba es obtener el pico principal de la secuencia transmitida en distintas condiciones de ruido, pudiendo obtener el error producido durante la secuencia de transmisión de la señal por el canal. En la Figura 73, se muestra un esquema en el que se puede observar el proceso realizado para la presente prueba.

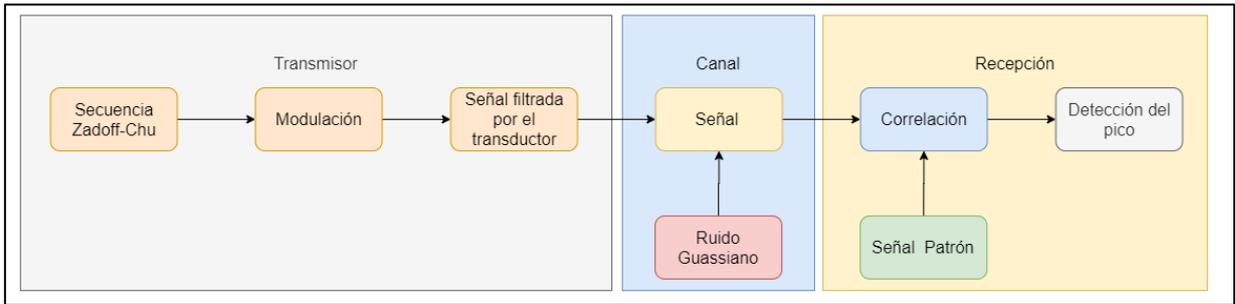


Figura 73. Esquema de aplicación de ruido Gaussiano.

Con esta prueba se busca encontrar el comportamiento de las diferentes modulaciones frente a los ruidos que se puedan producir en el medio de transmisión.

En la Figura 74, se puede observar como tienen un mismo comportamiento para un SNR > -30dB. El mejor de los comportamientos se produce para OFDM y se obtiene un error máximo de 0.5 m para el peor de los casos (-35 dB) y produciendo un error prácticamente nulo para ruidos inferiores a los -30 dB. Esto hace que tanto OFDM como Chirp y FH tengan una mejor respuesta para estas L_{zC} .

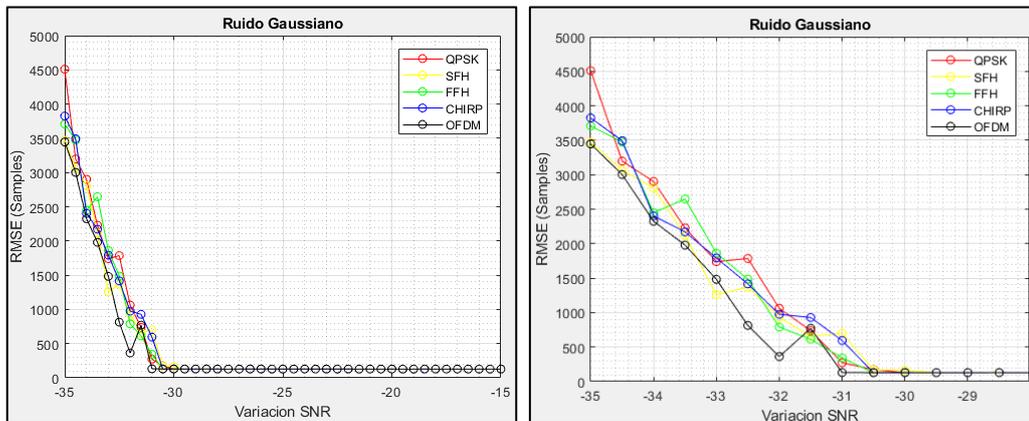


Figura 74. Comparativa de los efectos producidos por el ruido blanco Gaussiano en función de la modulación SNR=-35 dB.

Tal y como se puede observar en la prueba, el error para -35 dB producido para la secuencia QPSK es aproximadamente de 4500 muestras, lo que hace que para una f_s de 2 MHz y una velocidad de 343 m/s se obtiene un error de 77.17 cm.

4.2.2. RUIDO IMPULSIVO.

Se realiza una prueba que consiste en aplicar un ruido elevado a un porcentaje de la secuencia transmitida al medio y ampliar este porcentaje hasta que el ruido cubra prácticamente la secuencia completa.

El ruido empleado para la generación de esta secuencia de ruido impulsivo es un ruido gaussiano (empleando función *awgn*) con un $SNR = -35$ dB variando este ruido a lo largo de la señal y realizando cien pruebas para cada uno de los porcentajes de ruido aplicado a lo largo de la señal. Con esta prueba se puede observar si es posible realizar una detección de la secuencia en función del ruido que afecta a la señal y cuál es su $RMSE$ máximo. Por ello se ha de poder detectar dónde aparece el pico principal para cada una de las modulaciones una vez añadido el ruido. Además, se ha de conocer dónde debe de aparecer el pico principal en teoría, puesto que el número de muestras que se haya desplazado es el error producido por el ruido introducido a la señal.

En la Figura 75 se puede observar cómo se ha aplicado un ruido impulsivo a la secuencia de un 20% de la señal, centrándola en la secuencia transmitida, buscando afectar la posible detección del pico principal.



Figura 75. Ruido impulsivo al 20% de la secuencia para todas las pruebas.

Este ruido será incrementado hasta que cubra el 80% de la señal. A continuación, se muestra una imagen del ruido aplicado a la señal en un 80% del total de la señal.



Figura 76. Ruido impulsivo al 80% de la secuencia para todas las pruebas.

En la Figura 77 se pueden observar las consecuencias producidas en cada una de las modulaciones empleadas durante el estudio. Como se puede observar en esta figura, la modulación QPSK tiene un error superior a OFDM cuando se le aplica un ruido de -35 dB en la secuencia transmitida por el medio. Para realizar esta prueba se ha fijado un tiempo de transmisión $T_t = 25$ ms, y se realizan cien pruebas para cada ruido aleatorio generado.

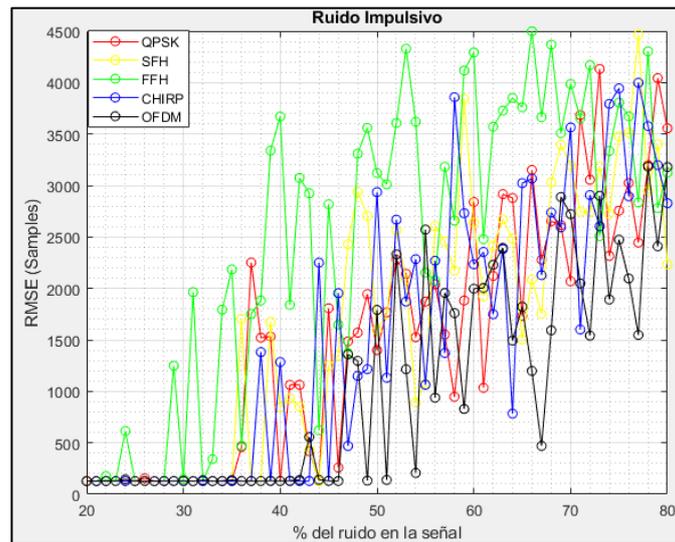


Figura 77. Resultados obtenidos aplicando Ruido impulsivo a -35dB (a) para $T_f=25$ ms.

Tal y como se puede apreciar en la anterior imagen, el mejor de los resultados es obtenido para la secuencia ZC modulada en OFDM cuando se emplean ruidos superiores a los -30 dB. Este resultado también pueden ser comparados con los obtenidos durante las pruebas para Ruido Gaussiano, pudiendo verificarse el mismo comportamiento para estas secuencias.

4.2.3. EFECTO CERCA-LEJOS.

Este efecto busca analizar qué sucede cuando una emisión muy cercana, de gran energía, enmascara otra más lejana y por tanto recibida con menor energía. Para ello se genera una atenuación aleatoria para cada una de las emisiones realizadas al medio, y realizando la suma de la secuencia atenuada (s_2) con una secuencia original sin atenuar (s_1), comprobando si el receptor es capaz de poder detectar el pico principal de la señal atenuada (s_2) recibida por el receptor. Para realizar las pruebas se emplea un tiempo de transmisión fijo a 25 ms para cada una de las modulaciones buscando una igualdad en las transmisiones. Para esta prueba se han realizado cincuenta pruebas para obtener el error producido por el efecto.

Para la presente prueba se ha implementado la siguiente formula.

$$r(t) = s_1(t) + A_2 \cdot s_2(t - t_2) \quad (29)$$

Donde s_i es la señal, A_i es la atenuación de la señal y t_i es el desplazamiento.

En las pruebas realizadas se puede observar cómo las modulaciones para una atenuación de un 70% de la señal comienzan a producir errores en las detecciones en prácticamente para todas las señales, exceptuando OFDM y QPSK que comienza a tener errores a partir del 80%. En cuanto a las mejores modulaciones, se puede observar cómo la modulación OFDM tienen los mejores resultados frente a las atenuaciones y a la detección de las secuencias. Además, el peor de los

resultados se obtiene para la modulación Frequency Hopping para atenuaciones superiores al 80%.

El error máximo producido para la secuencia QPSK siendo esta la mejor de las secuencias es de 1.71 m para un RMSE de 10000 muestras.

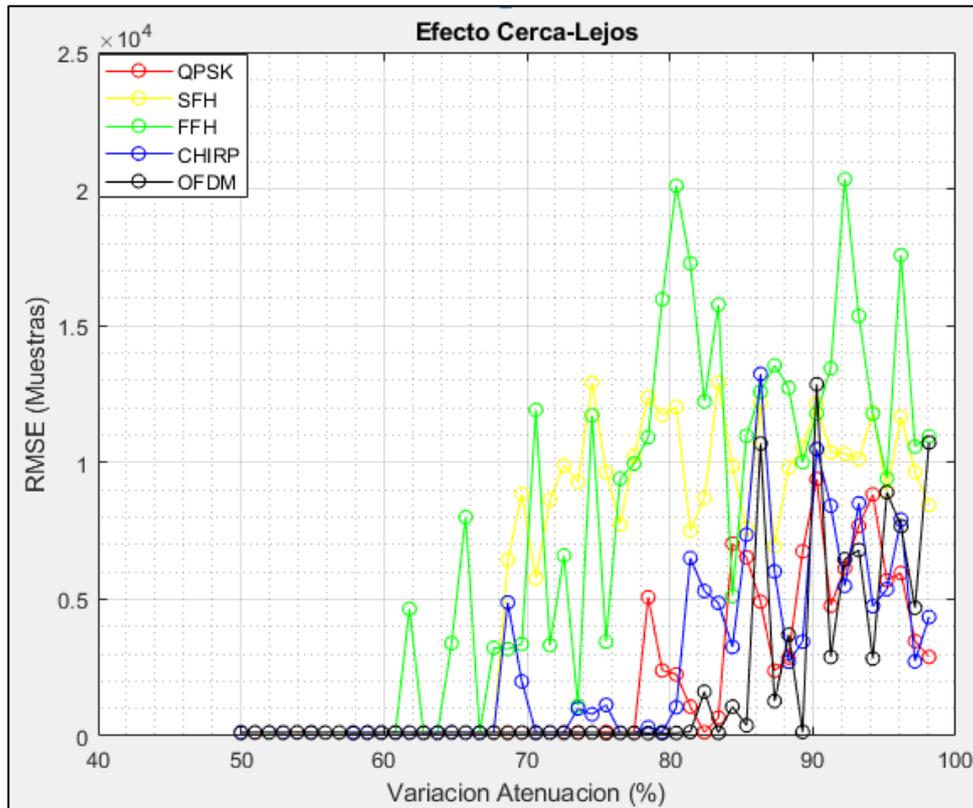


Figura 78. Efecto cerca-lejos en función de las modulaciones empleadas.

4.2.4.EFECTO DOPPLER.

El efecto Doppler es un efecto producido por el movimiento de un emisor o un receptor (o ambos) en un entorno, o a movimientos en el medio de transmisión. Este efecto se da comúnmente en la emisión y la recepción de secuencias ultrasónicas.

El efecto es modelado con una frecuencia f_{s_d} , con el fin de obtener de forma aproximada la frecuencia percibida en el entorno. El modelo matemático para calcular la frecuencia de emisión teniendo en cuenta el efecto Doppler se calcula de la siguiente forma:

$$f_{s_d} = \left[1 - \frac{\vec{v}_r \cdot \vec{r}_e - \vec{r}_r}{|\vec{r}_e - \vec{r}_r|} \right] \quad (30)$$

Donde $C=343.2$ m/s, que es la velocidad del sonido a una temperatura ambiente de 20°C y una presión de 1 atm, \vec{r}_r es el vector de posición del receptor, \vec{r}_e es el vector de posición del emisor,

y \vec{v}_r es el vector de velocidad del receptor. Para realizar una simulación del efecto Doppler, se muestrea de nuevo la señal considerando la frecuencia f_{s_d} , y la señal resultante tiene un proceso de interpolación y diezmado. Para las pruebas realizadas el vector posición para el emisor (\vec{r}_e) tiene posición (0,0) y el vector de posición para el receptor (\vec{r}_r) tiene posiciones desde el (0,0) hasta (5,5) en saltos de 0.1. La velocidad empleada para realizar la simulación del receptor (\vec{v}_r) es de (0,0) m/s hasta los (3.5355, 3.5355) m/s.

Como resultado de la prueba se puede observar como la modulación QPSK empleando secuencias Zadoff-Chu es mucho más fiable en la detección de objetos en movimiento que los códigos Kasami empleando modulación BPSK.

En la figura 78 se muestra la función de ambigüedad, donde se pueden observar las amplitudes y velocidades empleadas para cada una de las modulaciones. Para este caso concreto se han empleado velocidades desde 0 hasta 5 m/s, buscando observar el comportamiento de las secuencias moduladas bajo el efecto Doppler.

Se muestra el resultado del efecto Doppler para una modulación QPSK. Se puede observar como la amplitud del pico principal disminuye a medida que aumenta la longitud, aunque para este caso se produce una detección buena hasta las velocidades de 5 m/s.

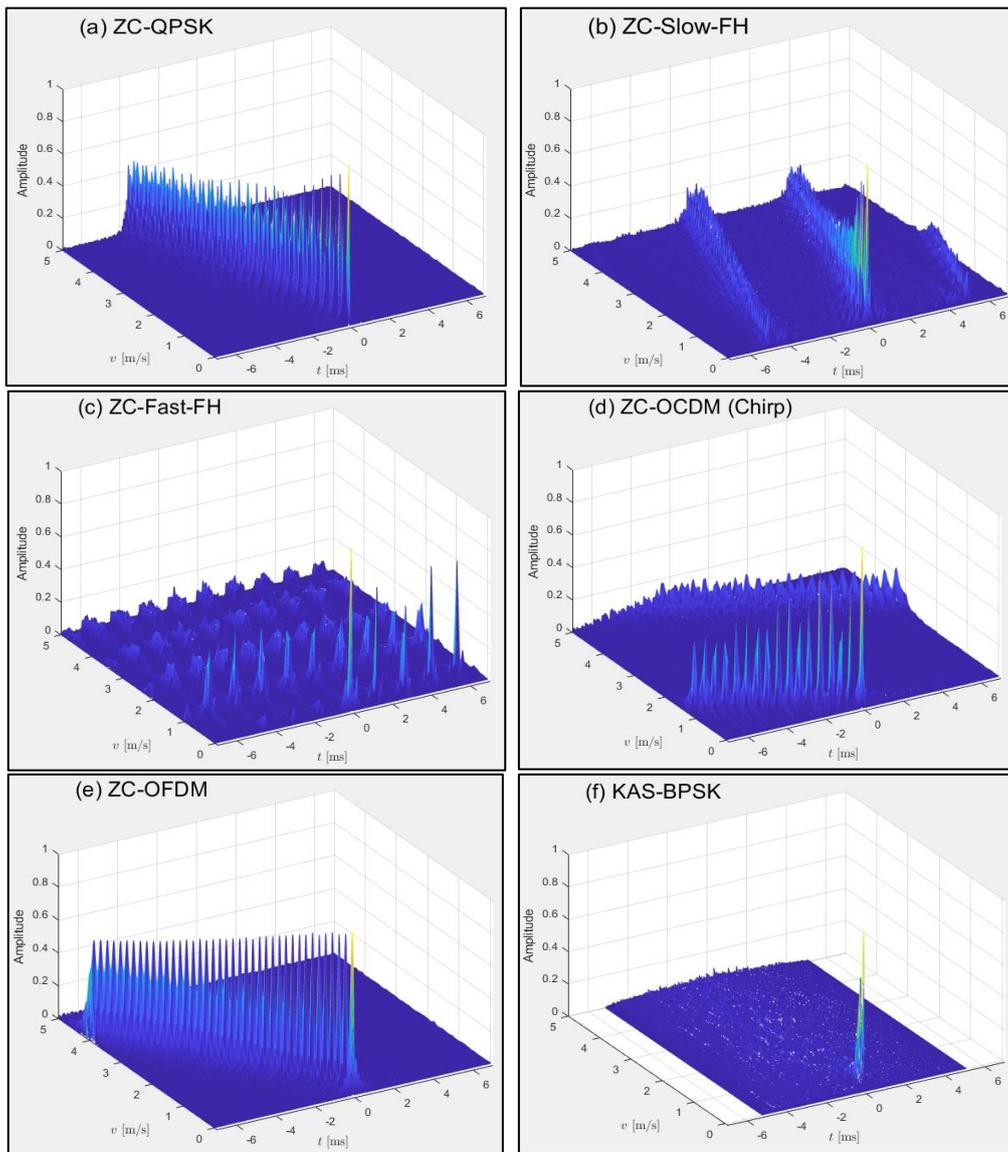


Figura 79. Gráfica 3D del efecto Doppler.

En la misma figura se muestra el efecto Doppler para el resto de las distintas modulaciones empleadas durante el TFG. Se puede apreciar como para Slow-FH, el pico principal disminuye con la velocidad y aparece un lóbulo lateral que producirá interferencias al pico principal provocando errores en la detección, ya que a velocidades altas es de la misma magnitud que el principal. Si se emplea la modulación Fast-FH, los lóbulos laterales afectan al pico principal, obteniéndose errores en la recepción para velocidades bajas y por tanto no se puede realizar una detección tan eficaz como para Slow-FH.

Para la modulación Chirp, se observa como aparecen desplazamientos del pico principal y por tanto se ve afectada a la detección del pico principal.

Durante las pruebas realizadas del efecto Doppler para una modulación OFDM. Se obtiene una secuencia con un buen comportamiento en la amplitud del pico, como la secuencia QPSK, y en la que no aparecen lóbulos laterales. Además, se puede observar como el pico principal se ve desplazado a medida que aumentamos la velocidad de las secuencias, lo que implica que habrá un error con respecto a la posición real.

Para esta prueba se puede observar como la modulación QPSK tiene el mejor de los comportamientos, pero también se obtiene una buena detección en OFDM. El problema que se produce en OFDM es que se produce un gran desplazamiento del pico produciendo un error de posicionamiento. Si es posible realizar una corrección de este desplazamiento también será un buen candidato para el empleo de este tipo de transmisiones.

4.2.5. EFECTO MULTICAMINO.

Para realizar la generación del efecto multicamino se realiza la simulación para la recepción de varias secuencias desplazadas, es decir, se emite una secuencia mediante un camino directo al receptor, y varios caminos indirectos, retrasando éstos un número de muestras y atenuando la secuencia antes de la recepción en función del camino elegido. En la Figura 80 se muestra una ilustración del efecto multicamino. Para la presente prueba se contempla una señal de transmisión directa y tres transmisiones con tres trayectorias diferentes, aplicándose como consecuencia de estos caminos una atenuación y un retardo en función del camino tomado por cada secuencia.

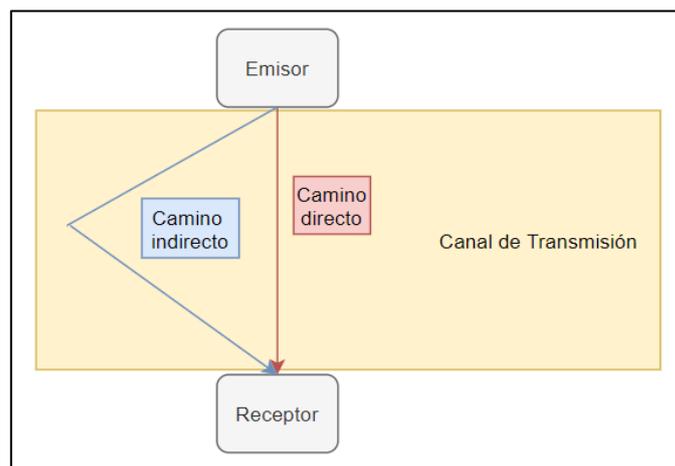


Figura 80. Ilustración del efecto multicamino.

Para realizar la atenuación y el retardo del efecto multicamino se genera una secuencia de números aleatorios entre el 0 y 1, siendo estos la atenuación para cada una de las secuencias. De la función exponencial (31) se obtiene el retardo que se ha de añadir para cada una de las atenuaciones obtenidas de forma aleatoria. En la Figura 81 se muestra la secuencia exponencial, donde se puede observar en el eje y la atenuación, y en el eje x el retardo asociado a esa atenuación.

$$y(N) = 0.95e^{-\left(\frac{N+2}{L_M}\right)} \quad (31)$$

Siendo L_M el tamaño de la secuencia modulada y $N=1, \dots, L_M$

La fórmula matemática empleada para realizar la prueba se muestra a continuación, donde se toman tres caminos diferentes del camino directo:

$$r(t) = s_1(t) + A_1 \cdot s_1(t + t_1) + A_2 \cdot s_1(t + t_2) + A_3 \cdot s_1(t + t_3) \quad (32)$$

Siendo s_1 la señal transmitida, t_i el tiempo del retardo de la transmisión y A_i la atenuación de la secuencia.

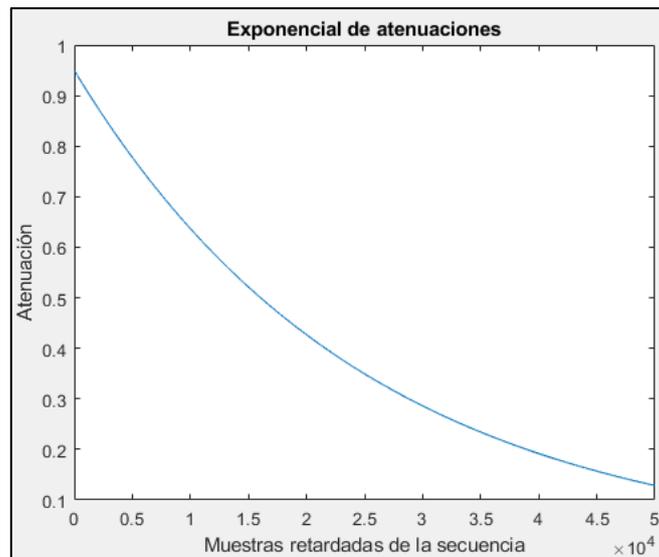


Figura 81. Exponencial de atenuaciones para el efecto multicamino.

Se emplea la función de distribución acumulada (*CDFplot*) de Matlab para obtener los resultados del error producido por el efecto multicamino. En la Figura 82 se observa como las modulaciones aparecen solapadas unas encima de otras, visualizándose como último resultado la curva obtenida para Fast-FH.

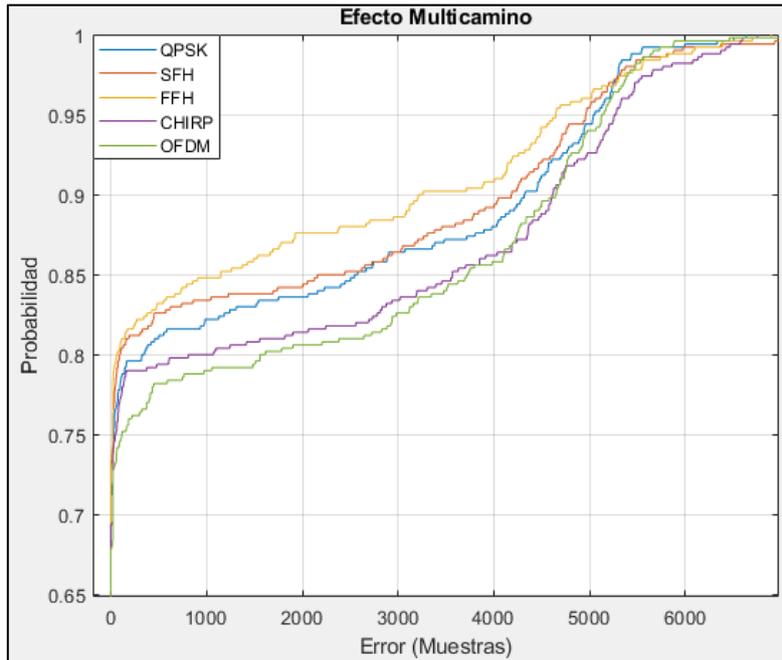


Figura 82. Efecto Multicamino , con atenuación del 20%.

Se realiza una ampliación de la Figura 82, se puede observar cómo hay una pequeña variación entre las secuencias tal y como se puede mostrar en la Figura 83 (b), siendo prácticamente despreciable la diferencia entre ellas. Se realizan dos pruebas: una para atenuaciones máximas de las secuencias de un 20% (figura b) lo que implica que la recepción del resto de secuencias se encuentran proximas al pico principal buscando interferir en la detección de este pico principal por la suma de varias secuencias producida por la llegada de ambas en un mismo instante de tiempo. En una segunda prueba (30%, figura a) se busca obtener que las recepciones sean cada vez mas alejadas al pico principal y por tanto se produce una menor probabilidad de error, obteniéndose mejores resultados para la detección del pico principal, obteniéndose mejores resultados para la modulación Chirp.

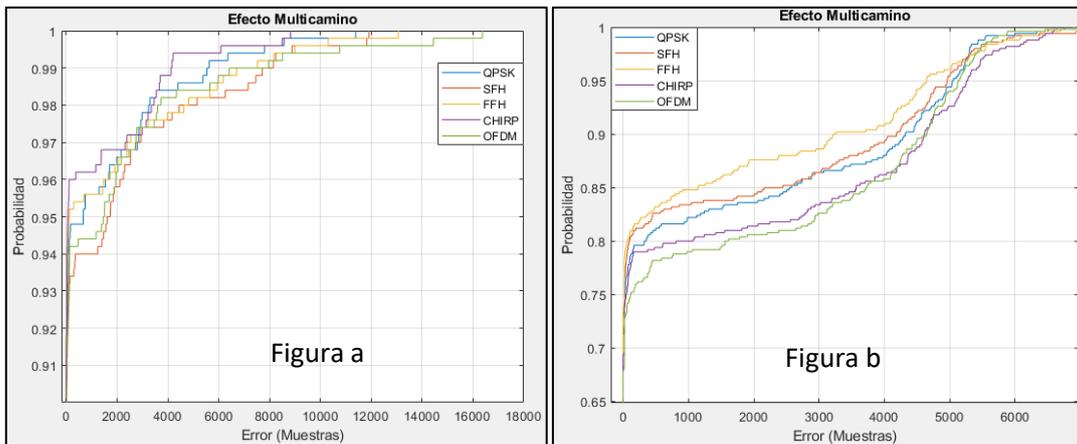


Figura 83. Efecto Multicamino atenuación máxima del 30% (a), 20% (b).

4.3. CONCLUSIONES.

Observando todas las simulaciones realizadas aplicando los diferentes efectos, se puede apreciar como la modulación QPSK y OFDM tiene un buen comportamiento frente a las diferentes pruebas realizadas, puesto que los errores que se producen son más bajos que en el resto de modulaciones.

En cuanto a las diferentes pruebas realizadas, se puede observar como para OFDM se encuentran los mejores resultados tanto para ruido gaussiano y ruido impulsivo. En cambio, para el efecto cerca lejos y efecto Doppler la mejor de las modulaciones sería QPSK ya que se puede ver un pico principal muy nítido poco afectado. Aunque la modulación OFDM puede ser una de las mejores si se corrigen los desfases para realizar una detección correcta. Para las pruebas realizadas en el multicamino se puede observar como para aquellas recepciones que se encuentran muy próximas se obtiene como la modulación Chirp tiene un buen comportamiento, en cambio para aquellas recepciones que se encuentra alejadas la modulación Fast-FH es una de las mejores.

5. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.

5.1. RECOPIACIÓN DE LOGROS DEL TRABAJO.

Durante el presente TFG se ha realizado un análisis de comportamientos para las secuencias Zadoff-Chu aperiódicas, con la finalidad de utilizar dichas secuencias y ver qué modulación es la óptima.

En primer lugar, se ha realizado un análisis que muestra la ventaja del empleo de longitudes L_{ZC} impares y primas, empleando raíces de generación elegibles para la generación de las secuencias Zadoff-Chu, siguiendo la secuencia $k_n = \frac{L_{ZC}}{n}$, siendo $n=2, 3, 4, \dots, L_{ZC}$

Una vez realizado el primer análisis, se han estudiado distintas modulaciones: QPSK, Frequency Hopping, Chirp y OFDM. Se ha efectuado un estudio individualizado de cada una de las modulaciones ejecutando múltiples pruebas, con la finalidad de conocer la configuración más óptima para cada modulación y distinguir cuál es más apropiada en función de la aplicación.

Dentro del análisis de la modulación QPSK, se llega a la conclusión de que se ha de emplear solo la mitad (inferior o superior) de las raíces de generación. La parte inferior de las raíces de generación se forma desde 1 hasta el entero inferior de $\frac{L_{ZC}}{2} - 1$ y la parte superior se forma desde el entero superior de $\frac{L_{ZC}}{2}$ hasta L_{ZC} , existiendo simetría entre ellas. Si se emplean dos

raíces de generación que son complementarias, aparece una cota alta en las correlaciones cruzadas como si se tratase de una auto-correlación. Esta relación se cumple para QPSK, FH y Chirp. En cambio, para OFDM no es necesario tener en cuenta esta consideración, ya que, al emplear simetría hermética para la generación de la modulación, esta situación se ve solventada.

Para realizar una comparativa entre las diferentes modulaciones se ha empleado una limitación temporal de 25 ms. Como resultado de esta comparativa, el mejor de los resultados obtenidos para realizar una transmisión es emplear una modulación QPSK con secuencias lo más largas posibles.

Se ha realizado una comparativa con las secuencias Kasami moduladas en BPSK y las Zadoff-Chu moduladas en QPSK. En esta comparativa se ha observado cómo los resultados obtenidos en el presente TFG mejoran con respecto a los obtenidos para secuencias Kasami-BPSK. Por lo tanto, en futuras investigaciones las secuencias Zadoff-Chu empleando modulaciones QPSK pueden ser de utilidad en sistemas de localización ultrasónicos basados en la medida de tiempos de vuelo.

Durante las pruebas realizadas con los efectos producidos por el canal de transmisión, se ha observado que la modulación OFDM tiene el mejor de los comportamientos frente a los ruidos Gaussianos, QPSK es mejor frente al efecto cerca lejos y Doppler y Fast-FH para multicamino. Puesto que no hay una gran variación en los efectos de ruido gaussiano y los errores se producen para ruidos superiores a -30 dB, estos ruidos son de gran magnitud lo que hace que cualquier secuencia empeore su comportamiento. Por tanto, también es óptimo emplear modulaciones QPSK, para canales con un gran ruido Gaussiano y siendo además la mejor secuencia para el efecto cerca lejos y el efecto Doppler.

Como resumen, la elección de las secuencias a emitir deben tener en consideración la características de la aplicación concreta, no obstante, en un esquema general con el objeto a localizar en movimiento los códigos Zadoff-Chu modulados en QPSK son una opción que ofrece buenos resultados en comparación con otras alternativas.

5.2. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.

Como futuras líneas de investigación del TFG se presentan:

- Realizar pruebas para las secuencias FH empleando raíces de generación que desplacen los lóbulos laterales y buscar si hay mejoras gracias al desplazamiento de estos lóbulos.
- Estudio de las secuencias Zadoff-Chu para entornos sub-acuáticos.
- Empleo de diferentes transductores.

- Ampliación de pruebas a entornos reales.
- Estudio de secuencias DRS (Doppler Resilient Sequences) [Wang, 2019].

6. PRESUPUESTO.

6.1. Presupuesto del material.

Material/Licencias	Cantidad	Coste unitario	Período de amortización (años)	Uso (meses)	Coste Amortización
Matlab 2017 b	1	800,00 €	1	7	467,00 €

Tabla 32. Coste del material empleado.

6.2. Presupuesto del estudio.

Concepto	Coste Personal/Hora	Horas	Coste total
Estudio Zadoff-Chu	19,00 €	150	2.850,00 €
Estudio QPSK	19,00 €	95	1.805,00 €
Estudio Slow-FH	19,00 €	140	2.660,00 €
Estudio Fast-FH	19,00 €	130	2.470,00 €
Estudio Chirp	19,00 €	105	1.995,00 €
Estudio OFDM	19,00 €	105	1.995,00 €
Pruebas Modulaciones	19,00 €	90	1.710,00 €
Estudio Efectos de canal	17,00 €	80	1.360,00 €
Pruebas Efectos de canal	17,00 €	95	1.615,00 €
Redacción Documento	10,00 €	110	1.100,00 €
Total		1100	19.560,00 €

Tabla 33. Coste del estudio.

6.3. Presupuesto Total.

Concepto	Costes
Materiales	467,00 €
Coste personal	19.560,00 €
Total	20.027,00 €

Tabla 34. Coste total.

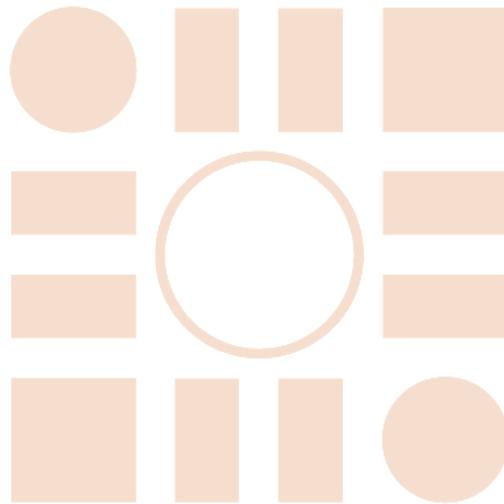
7. BIBLIOGRAFÍA.

- [AlSharif, 2017] M. H. AlSharif, M. Saad, M. Siala, T. Ballal, H. Boujemaa, and T. Y. Al-Naffouri, "Zadoff-Chu coded ultrasonic signal for accurate range estimation", in *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2017 25th European*. IEEE, 2017, pp. 1250–1254.
- [Álvarez, 2005] Fernando Javier Álvarez Franco, "Codificación de emisiones ultrasónicas con secuencias complementarias para uso en exteriores", Tesis Doctoral, 1-247, 2 de Diciembre de 2005.
- [Álvarez, 2017] F. J. Álvarez, T. Aguilera and R. López-Valcarce, "CDMA-based acoustic local positioning system for portable devices with multipath cancellation", *Digital Signal Processing*, vol. 62, pp. 38-51, 2017.
- [Aparicio, 2014] Joaquín Aparicio ; Ana Jiménez ; Jesús Ureña ; Álvaro Hernández ; José Manuel Villadangos ; María del Carmen Pérez ; Enrique García ; Daniel Ruiz ; Carlos De Marziani ; Rómulo Alcoleas ; Fernando Álvarez, "Detección de código basada en correlación cruzada generalizada en aplicaciones subacuáticas DS-CDMA", *Actas de la Conferencia Internacional de Tecnología de Instrumentación y Medición IEEE 2014 (I2MTC)*, 2014.
- [Bai y Bouvet, 2018] Y. Bai y P. Bouvet, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Underwater Acoustic Communication", *Sensors* vol. 18, (doi: 10.3390/s18113815), pp. 1–13, 2018.
- [Calleja, 2008] Beatriz Calleja, "Procesado digital de señales ultrasónicas para la determinación de constantes elásticas dinámicas en materiales rocosos". Universidad de Coimbra. Trabajo financiado por la Junta de Extremadura, proyectos PR03B021 y CICYT. DPI2005-00124, 2008.
- [Chu, 1972] D. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties" *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, 1972.
- [García, 2014] Enrique García, Alejandro Lindo, María del Carmen Pérez, Jesús Ureña, David Gualda, J Manuel Villadangos, "Módulo de adquisición de señal ultrasónica para posicionamiento en interiores de teléfonos inteligentes" *Tecnología emergente y automatización de fábricas (ETFA)*, IEEE 2014
- [García, 2015] Enrique García, José A. Paredes, Fernando J. Álvarez, M. Carmen Pérez y Juan Jesús García, "Spreading sequences in active sensing: A review", *Signal Processing*, vol. 106, pp. 88-105, 2015. ANEXOS.

- [González, 2009] J. R. González y C. J. Bleakley, “High-precision robust broadband ultrasonic location and orientation estimation”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, no. 5, pp. 832–844, Oct 2009.
- [Hernández, 2015] Álvaro Hernández, “Diseño de una baliza ultrasónica flexible para sistemas de posicionamiento local”, *Actas de las XXXVI Jornadas de Automática*, 394 – 399, Universidad de Alcalá, 4 de Septiembre de 2015.
- [Hyder, 2017] M. M. Hyder and K. Mahata, “Zadoff-Chu sequence design for random access initial uplink synchronization in LTE-like systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 1, pp. 503–511, 2017.
- [Kasami, 1966] T. Kasami, “Weight distribution formula for some class of cyclic codes”, *Coordinated Science Lab. University of Illinois, Tech. Rep. AD0632574*, Abril 1966.
- [Khyam, Xinde, 2017] M. Khyam, L. Xinde, S. S. Ge, y M. R. Pickering, “Multiple access chirp-based ultrasonic positioning”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, no. 12, pp. 3126–3137, 2017.
- [Klauder, 1960] J. R. Klauder, A. Price, S. Darlington, y W. J. Albersheim, “The theory and design of chirp radars”, *Bell System Technical Journal*, vol. 39, no. 4, pp. 745–808, 1960.
- [Medina, 2010] Carlos Medina Rodríguez y A. de la Torre, “Teliamade: Sistemas de localización basado en ultrasonidos y RF”, en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, 2010.
- [Medina, 2012] Carlos Medina Rodríguez, “Sistema de localización en interiores basado en ultrasonidos y RF”, en *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2012.
- [Medina, 2013] Carlos Medina Rodríguez, “Redes de sensores inalámbricas orientadas a localización en interiores usando ultrasonidos”, tesis doctoral, Octubre de 2013.
- [Murano, 2018] Santiago Murano, M^a Carmen Pérez y Jesús Ureña, “Comparison of Zadoff-Chu Encoded Modulation Schemes in an Ultrasonic Local Positioning System”, *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, 1-13, 2018.
- [Nagaar Y, 2019] Nagaar Y, Kassem A, Bayoumi M, “A Low Cost Indoor Positioning System Using Computer Vision”, *International Journal of Image, Graphics and Signal Processing*; Hong Kong, Tomo 11, N.º 4, (Apr 2019): 8. DOI:10.5815/ijigsp.2019.04.02

- [OA Aqel, 2016] Mohammad O. A. Aqel, Mohammad H. Marhaban, M. Iqbal Saripan, Napsiah Bt. Ismail Springerplus. "Review of visual odometry: types, approaches, challenges, and applications" 2016, 5(1): 1897. Published online 2016 Oct 28. doi: 10.1186/s40064-016-3573-7
- [Ouyang y Zhao, 2016] X. Ouyang y J. Zhao, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing", IEEE Transactions on Communications, vol. 64, no. 9, pp. 3946–3957, 2016.
- [Paredes, 2013] J. A. Paredes, T. Aguilera, F. J. Álvarez, J. A. Fernández, and J. Morera, "New pseudo-orthogonal family of polyphase codes to improve Doppler resilience," in *2013 International Conference on Indoor Positioning and Navigation*, 2013, pp. 1–8.
- [Paredes, 2017] José Antonio Paredes Moreno, Fernando J. Álvarez, Teodoro Aguilera Benítez and José M. Villadangos. "3D Indoor Positioning of UAVs with Spread Spectrum Ultrasound and Time-of-Flight Cameras", *Sensors*, vol. 18, no. 1, December 2017, pp. 1-15
- [Ramadan, 2018] K. Ramadan, M. I. Dessouky, S. Elagooz, and F. E. A. El-Samie, "Carrier frequency offsets estimation in UWA-OFDM communications systems using Zadoff-Chu sequences", *International Journal of Electronics Letters*, pp. 1–16, 2018.
- [Seco, 2014] F. Seco, J. C. Prieto, A. R. J. Ruiz, and J. Guevara, "Compensation of multiple access interference effects in CDMA-based acoustic positioning systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 10, pp. 2368–2378, 2014.
- [Ureña, 2017] J. Ureña, A. Hernández, J. J. García, J. M. Villadangos, M. C. Pérez, D. Gualda, F. J. Álvarez y T. Aguilera. "Acoustic Local Positioning with Encoded Emission Beacons", vol. 17, año 2017.
- [URL1] Transductor Prowave ultrasónico, 200LM450 con BW=25 kHz y frecuencia central de 100 kHz <http://www.prowave.com.tw/pdf/undertx.pdf>, último acceso 7 de febrero de 2020.
- [Wang, 2019] Fulai Wang, Chen Pang, Hao Wu, Yongzhen Li, Xuesong Wang "Designing Constant Modulus Complete Complementary Sequence With High Doppler Tolerance for Simultaneous Polarimetric Radar", vol. 26, año October 2019.

Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR



Universidad
de Alcalá