



UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO

CAMPUS IRAPUATO – SALAMANCA
DIVISIÓN DE INGENIERÍAS

*“Diseño e Implementación de un Sistema de
Posicionamiento en Ambientes Interiores Basado en VLC”*

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
(Opción: Instrumentación y Sistemas Digitales)

PRESENTA:

Ing. Carlos Miguel Avendaño López

DIRECTORES:

Dr. Mario Alberto Ibarra Manzano

Dr. Rogelio Castro Sánchez

Salamanca, Guanajuato

Julio de 2018

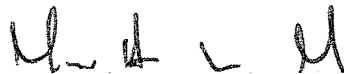
Salamanca, Gto., a 3 de Julio del 2018

M.I. HERIBERTO GUTIÉRREZ MARTÍN
COORDINADOR DE ASUNTOS ESCOLARES
PRESENTE

Por medio de la presente, se otorga autorización para proceder a los trámites de impresión, empastado de tesis y titulación al alumno CARLOS MIGUEL AVENDAÑO LÓPEZ del Programa de Maestría en Ingeniería Eléctrica (Instrumentación y Sistemas Digitales) y cuyo número de NUA es: 145272, del cual soy director. El título de la Tesis es: *Diseño e Implementación de un Sistema de Posicionamiento en Ambientes Interiores Basado en VLC.*

Hago constar que he revisado dicho trabajo y he tenido comunicación con los dos sinodales asignados para la revisión de la tesis, por lo que no hay impedimento alguno para fijar la fecha de examen de titulación.

ATENTAMENTE




Dr. MARIO ALBERTO IBARRA MANZANO
DIRECTOR DE TESIS
SECRETARIO



Dr. ROGELIO CASTRO SÁNCHEZ
DIRECTOR DE TESIS



Dr. JUAN MANUEL LÓPEZ HERNÁNDEZ
PRESIDENTE



Dr. IGOR GURYEV
VOCAL

Dedicatoria

A Dios por darme vida y salud, y a mis padres por todo el esfuerzo que han realizado para sacarnos adelante a mi hermana y a mí, inculcándonos valores y enseñándonos que la mejor herencia que podemos tener es una buena educación.

A mi novia Alondra por ser un apoyo y una motivación en mi vida, que me ha hecho mejorar en innumerables aspectos y para quien quiero ser un apoyo incondicional.

A todos los amigos hechos en esta maestría y algunos previos a ella, con los que tuve la oportunidad de compartir esta grata experiencia, en especial a Óscar Trasladino por haberme comentado de esta oportunidad. Todos, tanto colombianos como mexicanos, me enriquecieron como persona y profesionalmente.

Carlos Miguel Avendaño López

Agradecimientos Institucionales

Quiero agradecer al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo brindado a través de la beca otorgada a mi persona bajo el registro de CVU número 688111.



También agradezco sinceramente a la Universidad de Guanajuato, y de manera especial a la División de Ingenierías del Campus Irapuato-Salamanca por la formación académica recibida a través del esfuerzo de su cuerpo académico y administrativo. De forma particular a los doctores Mario Alberto Ibarra Manzano, Rogelio Castro Sánchez, José Ámparo Lucio Andrade y a todo el cuerpo docente que me preparó con los fundamentos teóricos necesarios para realizar este trabajo.



UNIVERSIDAD DE
GUANAJUATO

Este trabajo ha sido apoyado parcialmente por los proyectos:

- Convocatoria Institucional de Investigación Científica 2018, propuesta: *Desarrollo de Módulos de Comunicación basados en Línea Eléctrica (PLC) y Luz Visible (VLC) para la interacción de Sistemas Autónomos*

Índice general

Capítulo 1 Introducción	1
1.1. Sistemas de posicionamiento de interiores (IPS).....	1
1.2. Sistemas VLC y la tecnología Li-Fi	3
1.3. Motivación	4
1.4. Justificación.....	5
1.5. Objetivos	5
Objetivo General	5
Objetivos Específicos	5
1.6. Organización del documento	6
Capítulo 2 Estado del arte	7
2.1. Introducción a los sistemas de navegación.....	7
2.2. Estado del arte de los IPS	10
2.2.1. Tecnología de un IPS	11
2.2.2. Técnica de localización de los objetos	14
2.2.3. Desarrollo y actualidad de los IPS.....	15
2.3. Estado del arte de las VLC.....	16
2.3.1. Tecnología Li-Fi	22
2.3.2. Sistemas de posicionamiento de interiores usando VLC.....	23
2.4. Trabajos relacionados en la Universidad de Guanajuato	25
Capítulo 3 Fundamentos Teóricos.....	27
3.1. Elementos de un sistema VLC	27
3.1.1. La luz (canal).....	27
3.1.2. Ledes (transmisor)	30
3.1.3. Conceptos en los ledes y en las lámparas de ledes	35
3.1.4. Lámparas led de luz descendente	38
3.1.5. Fotodetector (receptor).....	40
3.1.6. Fotodiodos	42
3.1.7. Fototransistores	45
3.2. Esquemas de modulación y de demodulación.....	46
3.2.1. Modulación digital de amplitud (OOK)	46
3.2.2. Multiplexación por división de frecuencia (FDM)	47

3.2.3.	Multiplexación por división de tiempo (TDM)	48
3.2.4.	Multiplexación espacial.....	49
3.2.5.	Filtrado de señales	49
3.2.6.	Filtrado de datos de transmisión digital.....	66
3.2.7.	Codificación Manchester.....	70
3.3.	Algoritmo para el cálculo de la posición	72
3.3.1.	Trilateración	72
3.4.	Medición de señales de un sistema de navegación.....	73
3.4.1.	Fuerza de señal recibida (RSS).....	74
3.5.	Regresión por mínimos cuadrados	75
3.5.1.	Regresión lineal	76
3.5.2.	Regresión cuadrática	78
3.6.	Redes neuronales	79
3.6.1.	Redes neuronales prealimentadas (feedforward)	81
Capítulo 4 Desarrollo Experimental		82
4.1.	Ambiente de pruebas.....	82
4.1.1.	Triángulo de localización	82
4.1.2.	Modulación de la luz de las lámparas.....	83
4.1.3.	Escalabilidad del sistema	84
4.1.4.	Algoritmo de localización	88
4.2.	Lámpara led.....	94
4.2.1.	Selección de la lámpara led.....	94
4.2.2.	Rango de operación de las lámparas en DC.....	96
4.2.3.	Selección del transistor de potencia	97
4.2.4.	Diseño del circuito impreso de la tarjeta de potencia	100
4.2.5.	Barrido en frecuencia de la lámpara	100
4.2.6.	Caracterización de la difusión de la luz	103
4.3.	Fotodetector	109
4.3.1.	Selección del fotodetector	109
4.4.	Esquemas de modulación y demodulación	113
4.4.1.	Multiplexación en frecuencia.....	113
4.4.2.	Multiplexación en tiempo.....	133
4.5.	Transmisor	135
4.5.1.	Selección de la tarjeta de control.....	135

4.5.2.	Algoritmo de la tarjeta de control para FDM.....	139
4.5.3.	Algoritmo de la tarjeta de control para TDM.....	144
4.5.4.	Esquema completo del transmisor.....	149
4.6.	Receptor	150
4.6.1.	Etapas de la recepción	150
4.6.2.	Implementación y selección de componentes electrónicos.....	151
4.6.3.	Algoritmo de decodificación/adquisición.....	165
4.6.4.	Diseño del circuito impreso del receptor.....	169
4.7.	Modelos de estimación de la distancia.....	176
4.7.1.	Modelo determinístico	178
4.7.2.	Modelo computacional	180
5.	Capítulo 5 Resultados y conclusiones.....	182
5.1.	Sistema final	182
5.2.	Resultados del modelo de estimación de distancia.....	186
5.2.1.	Modelo determinístico	186
5.2.2.	Modelo computacional	188
5.2.3.	Comparación de los modelos.....	188
5.3.	Comparación con IPS existentes	190
5.3.1.	IPS de diferentes tecnologías	190
5.3.2.	IPS basados en luz visible.....	192
5.4.	Conclusiones.....	194
5.5.	Trabajo futuro.....	195
	Referencias	197

Índice de figuras

Figura 1.1. Ejemplo de las diferencias entre la resolución ofrecida por el GPS y la ofrecida por un IPS.	1
Figura 1.2. Representación de un IPS basado en Bluetooth®.	2
Figura 1.3. Ejemplo de una red de comunicación entre dispositivos usando VLC.	3
Figura 1.4. Esquema de un IPS basado en VLC.	4
Figura 2.1. Imagen de embarcación detectada por sonar.	8
Figura 2.2. Pantalla de un radar marino.	8
Figura 2.3. Precisión de diferentes sistemas de navegación desarrollados.	9
Figura 2.4. Ejemplo visual de los 24 satélites del GPS donde se observan 7 satélites en la línea de vista de un punto en Norteamérica.	10
Figura 2.5. Imagen de un sistema de posicionamiento con una infraestructura basada en Bluetooth y Wi-Fi.	11
Figura 2.6. Cobertura y exactitud de las tecnologías más usadas en los IPS y en los sistemas globales de navegación.	12
Figura 2.7. Esquemas de funcionamiento de dos técnicas de localización (a) triangulación usando AOA (b) trilateración usando TDOA.	14
Figura 2.8. Espectro electromagnético, con una ampliación en el espectro de la luz visible. ...	18
Figura 2.9. Representaciones visuales del transmisor (izq.) y del receptor del fotófono de Bell (der.).	19
Figura 2.10. Evolución de las fuentes de iluminación artificial usadas por el hombre.	20
Figura 2.11. Gráfica comparativa de la evolución de los costos y la eficiencia de los ledes y otras tecnologías de iluminación artificial.	21
Figura 2.12. Esquema de funcionamiento de un sistema VLP comercial.	24
Figura 3.1. Espectro electromagnético, energía de los fotones de acuerdo a la longitud de onda y rango del espectro cubierto por algunas fuentes de luz y algunos fotodetectores.	28
Figura 3.2. Nivel de luz y fotodetectores.	30
Figura 3.3. Espectro de un led blanco RGB.	31
Figura 3.4. Espectro de un led blanco constituido por un led azul y un material fosforescente.	32
Figura 3.5. Representaciones gráficas de los ledes: símbolo del led en los diagramas de circuitos eléctricos (izq.), apariencia de un led de inserción y sus partes identificadas (cen.) y aspecto físico de un led SMD donde se señala el ánodo con la letra A (der.).	32
Figura 3.6. Ángulo del haz de una fuente luz.	36
Figura 3.7. Patrón de radiación de un led de montaje superficial.	36
Figura 3.8. Espectro de radiación emitido por los ledes blancos de diferentes temperaturas de color.	37

Figura 3.9. Algunas lámparas led de luz descendente ultradelgadas comercializadas. De izquierda a derecha y de arriba hacia abajo se muestran la de 3W, la de 6W, la de 9W, la de 6W, la de 9W y la de 18W.	40
Figura 3.10. Fotosensibilidad de un fotodiodo de silicio y de un fotodiodo de silicio PIN mejorado para el IR.....	43
Figura 3.11. Símbolo en circuitos del fotodiodo.	44
Figura 3.12. Símbolos electrónicos usados para los fototransistores.	45
Figura 3.13. Modulación OOK de una sinusoidal.	46
Figura 3.14. Ilustración del proceso de multiplexación por división de frecuencias.	47
Figura 3.15. Representación gráfica de una multiplexación por división de tiempo.....	48
Figura 3.16. Filtro pasa-bajas pasivo de segundo orden y filtro pasa-bajas activo de segundo orden.	52
Figura 3.17. Circuito RC de un filtro pasa-bajas pasivo.	55
Figura 3.18. Circuito RC de un filtro pasa-altas pasivo.....	56
Figura 3.19. Comparación del comportamiento de un filtro pasa-bajas y un filtro pasa-altas de igual frecuencia de corte alrededor de este punto.	57
Figura 3.20. Visualización de la transformación de un filtro pasa-bajas a un filtro pasa-banda.	57
Figura 3.21. Transformación de un filtro pasa-bajas a uno rechaza-banda.	59
Figura 3.22. Filtro pasa-bajas pasivo RC de orden cuatro con amplificadores de desacoplamiento.	61
Figura 3.23. Respuesta en frecuencia de la ganancia en amplitud de un filtro pasa-bajas de orden cuatro.	61
Figura 3.24. Respuesta en frecuencia de la fase de un filtro pasa-bajas de orden cuatro.	62
Figura 3.25. Respuestas de amplitud de filtros pasa-bajas Butterworth.	63
Figura 3.26. Respuesta de amplitud de un filtro pasa-bajas Tschebyscheff.	64
Figura 3.27. Comparación de la respuesta de fase de filtros pasa-bajas de cuarto orden.....	65
Figura 3.28. Comparación del retardo de grupo normalizado (Tgr) de filtros pasa-bajas de orden 4.....	65
Figura 3.29. Comparación de la respuesta de ganancia de filtros de cuarto orden.	66
Figura 3.30. Respuesta en frecuencia de filtro pasa-bajas (rojo) y salida al filtrar una señal de cuadrada de 1 MHz (azul).	68
Figura 3.31. Señal cuadrada aproximada luego de aplicar el filtro pasa-bajas.	68
Figura 3.32. Respuesta en frecuencia de filtro pasa-altas (rojo) y salida al filtrar una señal de cuadrada de 1MHz(azul).	69
Figura 3.33. Salida de filtro notch aplicado a una señal cuadrada de 1 MHz con una interferencia a 10 MHz.	69
Figura 3.34. Ejemplos de codificación con NRZ, bifase y Manchester.	72

Figura 3.35. Esquema usado para la trilateración bidimensional.....	72
Figura 3.36. Notas vs. Horas de estudio y posible tendencia de los datos.	76
Figura 3.37. Estructura básica de una red neuronal.....	80
Figura 4.1. Representación gráfica del triángulo de localización implementado.....	82
Figura 4.2. Triángulo de localización formado por tres lámparas en el techo.....	83
Figura 4.3. Triángulo de localización proyectado en el piso.	83
Figura 4.4. Esquema de distribución de las lámparas propuesto.....	84
Figura 4.5. Réplicas de la unidad estructural básica cubriendo un área.	85
Figura 4.6. Réplicas de la célula básica y células especiales cubriendo una superficie rectangular.	86
Figura 4.7. Funcionamiento del algoritmo de localización bidimensional para tres lámparas. 89	
Figura 4.8. Funcionamiento del algoritmo de localización tridimensional para cuatro lámparas.	89
Figura 4.9. Vista de los planos xy (izq.) y xz (der.) del algoritmo de detección tridimensional.	90
Figura 4.10. Simulación del algoritmo de localización 3D al variar la altura de una de las lámparas tenuemente.....	91
Figura 4.11. Vista de los planos xy (izq.) y xz (der.) del escenario de la trilateración en 3D al variar tenuemente la altura de una de las lámparas.....	91
Figura 4.12. Simulación del algoritmo de detección en la célula básica del sistema.....	92
Figura 4.13. Réplicas de célula básica utilizando la multiplexación espacial.....	93
Figura 4.14. Réplicas de la célula básica y células especiales agrupadas cubriendo una superficie rectangular.....	93
Figura 4.15. Vista anterior (izq.) y posterior (der.) de la lámpara led de luz descendente DLD10W150CW926.....	95
Figura 4.16. Caracterización de la corriente de la lámpara al variar la tensión de alimentación.	96
Figura 4.17. Caracterización de la iluminancia recibida de la lámpara a 40 cm de distancia al variar la tensión de alimentación.....	96
Figura 4.18. Imagen del luxómetro LT-107.	97
Figura 4.19. Esquemáticos de las tarjetas de circuito creadas para el IRF510 (izq.) y el TIP31C (der.)	100
Figura 4.20. Diseños de la tarjeta de potencia utilizando el IRF510 (izq.) y el TIP31C (der.)	100
Figura 4.21. Arreglo utilizado para realizar la caracterización en frecuencia de la lámpara. .	101
Figura 4.22. Respuesta en frecuencia de la lámpara led al usar el transistor IRF510.....	101
Figura 4.23. Respuesta en frecuencia de la lámpara led al usar el transistor TIP31C.	102

Figura 4.24. Fijación del luxómetro al pedestal tripie para realizar las pruebas de difusión de la luz.....	103
Figura 4.25. Barrido vertical de la iluminancia justo debajo de la lámpara.	104
Figura 4.26. Barrido vertical de la iluminancia a una distancia horizontal de 1 m de la lámpara.	104
Figura 4.27. Barrido vertical de la iluminancia a una distancia horizontal de 1.4 m de la lámpara.	104
Figura 4.28. Patrón de radiación de la lámpara a diferentes distancias verticales de ella.	105
Figura 4.29. Barrido horizontal de la iluminancia a una distancia vertical de 0.8 m de la lámpara.	105
Figura 4.30. Barrido horizontal de la iluminancia a una distancia vertical de 1.3 m de la lámpara.	106
Figura 4.31. Barrido horizontal de la iluminancia a una distancia vertical de 2.8 m de la lámpara, que equivale al nivel del suelo.	106
Figura 4.32. Representación tridimensional del comportamiento de la iluminancia al variar las distancias horizontal y vertical del objeto a la lámpara.	107
Figura 4.33. Iluminancia vs. distancia absoluta de los puntos de medición de las pruebas a la lámpara.	108
Figura 4.34. Arreglo del fototransistor con resistencia de pull-up (izq.) y con resistencia de pull-down (der.).....	109
Figura 4.35. Circuito de detección de luz de alta velocidad con arreglo no inversor.	111
Figura 4.36. Respuesta del fotodiodo PIN cuadrante S4349, para señales en nuestro límite de frecuencia y de distancia.....	112
Figura 4.37. Señales rectangulares formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos.....	114
Figura 4.38. Respuesta en frecuencia de señales rectangulares de 200 Hz formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos.	115
Figura 4.39. Respuesta en frecuencia de señales rectangulares de 200 Hz formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos. Con la amplitud en dB y en escala semilogarítmica.....	115
Figura 4.40. Señal rectangular con un ciclo de trabajo del 75% y con período de 2π	116
Figura 4.41. Espectro en frecuencia de una señal rectangular con ciclo de trabajo del 75% con amplitud en [V] (arriba) y en [dB] (abajo).	116
Figura 4.42. Señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200 Hz, 1,200 Hz, 2,500 Hz y la mezcla de estas, todas muestreadas a 60 kHz.	117
Figura 4.43. Respuesta en frecuencia de señal mezclada, diferenciando por colores las frecuencias de cada una de las señales rectangulares utilizadas. En la parte superior se muestra la respuesta lineal y en la inferior con la amplitud en dB.....	118
Figura 4.44. Señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200 Hz, 1,600 Hz, 12,800 Hz y la mezcla de estas, todas muestreadas a 300 kHz.	119

Figura 4.45. Espectro en frecuencia de la mezcla de las señales rectangulares de 200 (rojo), 1,600 (negro) y 12,800 Hz (verde), con su amplitud original (arriba) y su amplitud en dB (abajo).....	120
Figura 4.46. Filtro pasa-bajas (arriba) con frecuencia de corte en 2,500 Hz y frecuencia de rechazo en 5,000 Hz, y filtro notch (abajo) con frecuencia de rechazo de 1,600 Hz.	122
Figura 4.47. Señal de 200 Hz obtenida (arriba) a partir de la mezcla de las señales de los transmisores (abajo)	123
Figura 4.48. DFT lineal superponiendo los espectros de las señales codificando los posibles valores obtenidos con 8 bit en una señal de 500 MHz utilizando codificación Manchester.....	124
Figura 4.49. Señales codificadas con la dirección de cada lámpara, obtenidas en simulación.	125
Figura 4.50. Señal de los transmisores mezclada (arriba) y espectro en frecuencia de esa señal (abajo).....	126
Figura 4.51. Señal simulada del trasmisor 1 (arriba) y recuperación de esta de la combinación de señales (abajo).....	127
Figura 4.52. Señal simulada del trasmisor 2 (arriba) y recuperación de esta de la combinación de señales (abajo).....	127
Figura 4.53. Señal simulada del trasmisor 3 (arriba) y recuperación de esta de la combinación de señales (abajo).....	128
Figura 4.54. DFT de la señal del trasmisor 1 (arriba) y de esta esta señal recuperada (abajo).	128
Figura 4.55. DFT de la señal del trasmisor 2 (arriba) y de esta esta señal recuperada (abajo).	128
Figura 4.56. DFT de la señal del trasmisor 3 (arriba) y de esta esta señal recuperada (abajo).	129
Figura 4.57. Señal enviada por transmisor 1 (arriba) y recuperación de esta de la mezcla de espectros luego de aplicar una etapa de filtrado y una comparación con cero (abajo).	130
Figura 4.58. Señal enviada por transmisor 2 (arriba) y recuperación de esta de la mezcla de espectros luego de aplicar una etapa de filtrado y una comparación con cero (abajo).	130
Figura 4.59. Señal enviada por transmisor 3 (arriba) y recuperación de esta de la mezcla de espectros luego de aplicar una etapa de filtrado y una comparación con cero (abajo).	131
Figura 4.60. Señal de transmisor 2 recuperada, cuando las señales transmitidas son recibidas con amplitudes de 1 V, 200 mV y 300 mV respectivamente.....	132
Figura 4.61. Vista general de la tarjeta MSP-EXP430G2.....	136
Figura 4.62. Vista general de la tarjeta EK-TM4C123GXL.	139

Figura 4.63. Diagrama de flujo del algoritmo general para implementar la FDM.	140
Figura 4.64. Señales generadas por el microcontrolador para controlar 3 lámparas usando FDM.	142
Figura 4.65. Mezcla de las señales generadas para reproducir la FDM con 3 transmisores. ...	143
Figura 4.66. Espectro en frecuencia de la mezcla de señales generadas con el algoritmo de la FDM.	143
Figura 4.67. Diagrama de flujo del algoritmo general para implementar la TDM.	145
Figura 4.68. Señales de las tres lámparas que forman el triángulo de localización, multiplexadas por división de tiempos.	147
Figura 4.69. Acercamiento a las señales emitidas por los pines P2.0, P2.1 y P2.4 del microcontrolador con el algoritmo de la TDM.	148
Figura 4.70. Esquema completo del transmisor para tres lámparas.	150
Figura 4.71. Señal de las lámparas captada por el fotorreceptor luego de la etapa de amplificación.	152
Figura 4.72. Acercamiento a la primera trama mostrada en la figura 4.71.	152
Figura 4.73. Señal obtenida luego de aplicar la etapa de inversión.	153
Figura 4.74. Acercamiento a la trama correspondiente a la lámpara 3, luego de invertir la señal.	154
Figura 4.75. Espectro en frecuencia de la información transmitida por la lámpara 1 (00000001)b.	155
Figura 4.76. Espectro en frecuencia de la señal transmitida por la lámpara 2 (00110000)b. ..	155
Figura 4.77. Espectro en frecuencia de los datos transmitidos por la lámpara 3 (10101010)b.	156
Figura 4.78. Espectro en frecuencia de la luz emitida por las lámparas fluorescentes.	156
Figura 4.79. Espectro de la luz captada por el fotorreceptor cuando se encuentran encendidas las lámparas led y las lámparas fluorescentes al tiempo.	157
Figura 4.80. Señal obtenida luego de aplicar el filtrado pasa-banda entre 16 Hz y 160 kHz. .	158
Figura 4.81. Acercamiento a la trama correspondiente a la lámpara 1, luego de aplicar el filtrado.	159
Figura 4.82. Señal obtenida al aplicar la digitalización de los datos.	160
Figura 4.83. Acercamiento a la trama de la lámpara 2 obtenida luego de digitalizar los datos.	161
Figura 4.84. Señal resultante del circuito detector de picos (violeta) y señal del proceso de decodificación (roja).	163
Figura 4.85. Diagrama de flujo del algoritmo implementado en el microcontrolador del receptor.	168
Figura 4.86. Fuente de alimentación principal del sistema.	170
Figura 4.87. Esquemático del circuito de conexión del integrado TPS65133	171
Figura 4.88. Esquemático de los circuitos implementados en la tarjeta del sensor.	172

Figura 4.89. Conectores y asignación de pines de la tarjeta principal	172
Figura 4.90. Esquemático de los circuitos de acondicionamiento de la señal.	173
Figura 4.91. Circuito esquemático de la etapa de digitalización.	174
Figura 4.92. Esquemático del circuito detector de picos.	174
Figura 4.93. Esquemático de los conectores del módulo CC1101 para enviar datos inalámbricamente a una computadora.....	175
Figura 4.94. Tarjeta del circuito impreso del sensor S4349.	175
Figura 4.95. Diseño de circuito impreso de la tarjeta principal.....	176
Figura 4.96. Trayectorias y puntos de referencia empleados para realizar sondeos.....	177
Figura 4.97. Topología de la red neuronal utilizada para modelar de forma particular cada lámpara.	180
Figura 4.98. Topología de la red neuronal utilizada para modelar de forma general a las lámparas.....	181
Figura 5.1. Comportamiento de la potencia lumínica vs. la distancia para la lámpara 1.....	187
Figura 5.2. Comportamiento de la potencia lumínica vs. la distancia para la lámpara 2.....	187
Figura 5.3. Comportamiento de la potencia lumínica vs. la distancia para la lámpara 3.....	187

Índice de tablas

Tabla 2.1. Ventajas y desventajas de las diferentes tecnologías utilizadas en los IPS.	13
Tabla 2.2. Descripción de algunos IPS desarrollados.	16
Tabla 3.1. Medidas del nivel de luz bajo diferentes condiciones para la cantidad de radiación y la fotometría.	29
Tabla 3.2. Valores y descripción del primer dígito del grado de protección. IP.....	38
Tabla 3.3. Valores y descripción del segundo dígito del grado de protección. IP.	38
Tabla 3.4. Propiedades de los módulos de ledes de montaje superficial más usados en las lámparas de luz descendente.	39
Tabla 3.5. Características de algunas lámparas led de luz descendente ultradelgadas que se comercializan.....	39
Tabla 3.6. Propiedades generales de las lámparas led de luz descendente ultradelgadas que se comercializan.....	40
Tabla 3.7. Clasificación de los fotorreceptores	41
Tabla 3.8. Conjunto de datos donde se relacionan las horas de estudio con la nota obtenida. .	76
Tabla 4.1. Características de la lámpara led de luz descendente DLD10W150CW926.	95
Tabla 4.2. Características del luxómetro LT-107	97
Tabla 4.3. Características del transistor IRF510.	99
Tabla 4.4. Características del transistor TIP31C.....	99
Tabla 4.5. Eficiencia lumínica de la lámpara al conectarse con el transistor.....	101
Tabla 4.6. Características del fotodiodo BPV10.	110
Tabla 4.7. Características del fotodiodo cuadrante S4349.	111
Tabla 4.8. Datos de diseño de los filtros FIR pasa-banda utilizados.	126
Tabla 4.9. Principales características del microcontrolador MSP430G2553 relevantes para el diseño de nuestro transmisor.....	138
Tabla 5.1. Costo de despliegue de un prototipo de la célula básica.	183
Tabla 5.2. Errores cuadráticos medios y desviaciones estándar obtenidas con los diferentes modelos de estimación de la distancia propuesto.	188
Tabla 5.3. Error promedio y desviación estándar de los errores, de la localización arrojada por cada modelo.	189
Tabla 5.4. Comparación de IPS existentes con nuestro diseño, en cuanto a tipo de señales utilizadas, exactitud, cobertura, tasa de refresco y principio usado en la localización.	191
Tabla 5.5. Comparación de IPS existentes con nuestro diseño, en cuanto a costo, dimensiones de localización, complejidad, robustez y el hecho de que sean seguros y privados.	192

Capítulo 1

Introducción

1.1. Sistemas de posicionamiento de interiores (IPS)

Un sistema de posicionamiento en ambientes interiores (IPS por su acrónimo en inglés, Indoor Positioning System) es un conjunto de dispositivos utilizados para localizar inalámbricamente objetos o personas dentro de una edificación. Estos sistemas se han desarrollado con el fin de complementar el bien conocido sistema de posicionamiento global (GPS por sus siglas en inglés, Global Positioning System). El GPS tiene deficiencias o limitaciones como: su precisión (de 10 a 20 metros) y su imposibilidad de funcionar, o su mal funcionamiento, en lugares bajo techo o donde la señal de referencia emitida por los satélites no llegue con la suficiente potencia. Los IPS pueden ser usados como una referencia de posición relativa, conocida como posicionamiento local; o como un apoyo al GPS, formando sistemas de posicionamiento híbridos. El desarrollo de los IPS se ha convertido en un mercado bastante apetitoso que generó en el año 2014 \$935.05 millones de USD y se espera que esta cifra crezca a \$4,424.1 millones de USD para el año 2019 [1]. Los principales sectores en los que los IPS tienen un uso potencial son: las ventas al por menor, ubicación de rutas en una edificación, aplicaciones de tipo social (como ubicación de amigos), aplicaciones de seguridad y protección, entrega de publicidad y cupones oportunos, juegos de ambientes interiores y lugares donde se requiera un seguimiento de los objetos o personas y en los cuales el GPS no tiene cobertura.

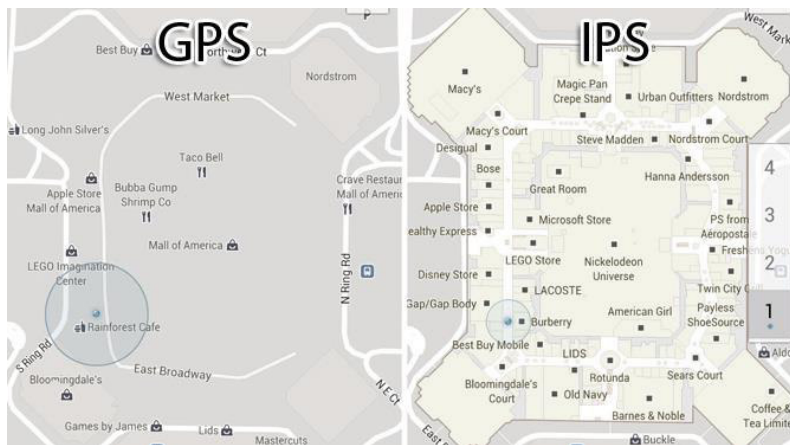


Figura 1.1. Ejemplo de las diferencias entre la resolución ofrecida por el GPS y la ofrecida por un IPS.¹

En la figura 1.1 se puede apreciar la diferencia entre la exactitud con la que un GPS nos describe una zona y la exactitud con la que lo describiría un IPS, como se puede observar, este último nos describe con más detalle la zona.

¹ Fuente: <http://www.extremetech.com/extreme/126843-think-gps-is-cool-ips-will-blow-your-mind> [Accedido: 17-jul-2016]

Los IPS apoyan su funcionamiento en dos componentes, que son: la tecnología utilizada para la transmisión de las señales y la, o las técnicas de detección de la posición que utiliza. Entre las tecnologías utilizadas en la actualidad por los IPS se encuentran la WLAN (en inglés, Wireless Local Area Network) como lo es Wi-Fi®, la infrarroja (IR por su acrónimo en inglés, InfraRed), la de ultrasonido, la de identificación por radiofrecuencia (RFID por sus siglas en inglés, Radio Frequency IDentification) y la Bluetooth® [2]–[17]. Para los usuarios de un IPS, es una ventaja el hecho de que la tecnología en la que este apoye su funcionamiento se encuentre ampliamente difundida en el mundo, debido a que los dispositivos que se necesitarían para detectar su ubicación serían fáciles de conseguir en el mercado. Siguiendo esta lógica, es fácil entender la razón por la cual la mayoría de los IPS ofrecidos actualmente se han desarrollado fundamentalmente sobre plataformas ampliamente utilizadas en el mundo.

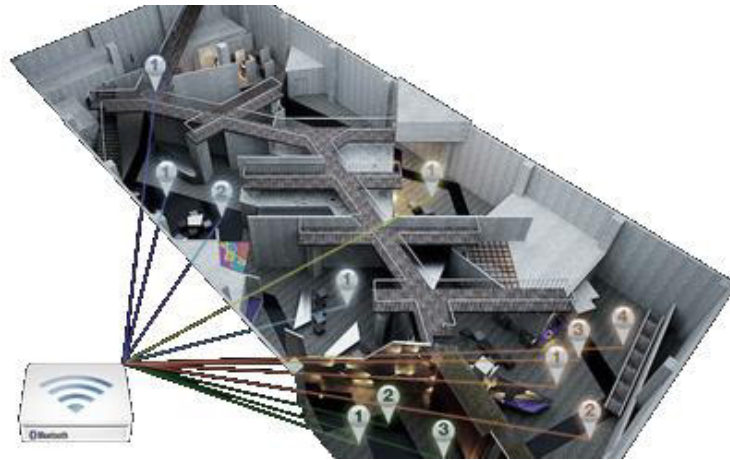


Figura 1.2. Representación de un IPS basado en Bluetooth®.²

En la figura 1.2 se muestra una representación gráfica del funcionamiento de un sistema de posicionamiento para ambientes interiores utilizando la tecnología Bluetooth®.

Entre las técnicas o métodos de detección de la posición se encuentran la de triangulación, la de trilateración, la de huella dactilares, la de proximidad y la de análisis de visión por computador. La técnica más empleada es la de trilateración por su simplicidad, ya que, solamente requiere medidas en mínimo tres puntos para ubicar al objeto. La técnica de trilateración, a su vez, puede utilizar diferentes métodos para medir la ubicación del objeto. Entre estos métodos de medición se encuentran: el de tiempo de arribo (TOA por su acrónimo en inglés, Time of Arrival), el de diferencia de tiempo de arribo (TDOA por sus siglas en inglés, Time Difference of Arrival), el de tiempo de viaje (RTT, por su acrónimo en inglés, Round Trip Time), el de fuerza de la señal recibida (RSS del inglés Received Signal Strength) y el de ángulo de arribo (AOA por acrónimo en inglés, Angle of Arrival) [11], [18]–[21].

En la actualidad se pueden encontrar en el mercado sistemas de posicionamiento en ambientes interiores bastante conocidos, algunos comerciales y otros con fines investigativos, que emplean alguna de las tecnologías mencionadas y que pueden utilizar una o varias de las técnicas de detección de ubicación descritas, como lo son: Microsoft RADAR, Active Badge, Active Bat, Cricket, Ekahau, LANDMARC, TOPAZ, entre otros [4], [22], [5], [6].

² Fuente: <http://www.ibeaconworld.cn/wp-content/uploads/2015/06/1303089588.jpg> [Accedido: 30-ago-2017]

1.2. Sistemas VLC y la tecnología Li-Fi

Los sistemas de comunicación por luz visible (VLC por sus siglas en inglés, Visible Light Communication) utilizan la luz visible para la transmisión de datos [23]–[27], es decir, la información se transmite en las longitudes de onda entre los 390 nm (770 THz) y los 700 nm (430 THz). Los datos en estos sistemas se transmiten por interrupciones rápidas de la alimentación en el transmisor (led), estas interrupciones se hacen tan rápido que son indetectables por el ojo humano, pero pueden ser fácilmente detectables por un fotodiodo o una cámara. Estos sistemas presentan las ventajas de que tienen un ancho de banda potencialmente alto, funcionan en un espectro libre, los transmisores (ledes) y receptores (fotodiodos) son baratos y simples, y no presentan interferencias con las señales de radiofrecuencia o los dispositivos susceptibles a estas. Además, presentan desventajas como que la luz viaja en línea recta, si se desvía la línea de vista se presentan señales con una baja SNR (del inglés Signal Noise Ratio: “relación de señal a ruido”), si se mantiene la línea de vista la SNR decrece rápidamente con la distancia, y se presenta interferencia con la luz ambiente.

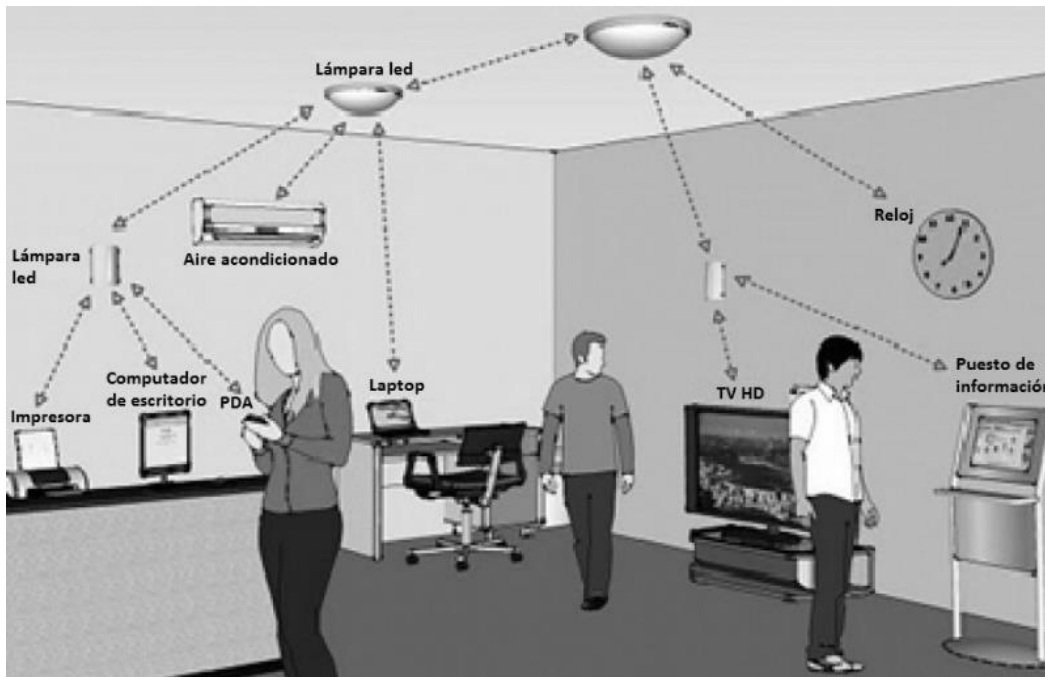


Figura 1.3. Ejemplo de una red de comunicación entre dispositivos usando VLC.³

Las VLC han tomado tanto auge desde la reducción exponencial de costos y miniaturización de los ledes, que se ha empezado a desarrollar una tecnología equivalente al bien conocido Wi-Fi®, pero utilizando luz visible en lugar de señales de radiofrecuencia. Esta tecnología se denomina Li-Fi, y hace parte de los sistemas VLC, este término surgió en una conferencia de Harald Haas en la TED Global (del inglés Technology, Entertainment, Design Global) del año 2011 [28], [29]. Esta es una tecnología de comunicación inalámbrica bidireccional, de alta velocidad y de bajo costo, con un gran interés en la comunidad científica debido a sus numerosos campos de aplicación y a que ya ha demostrado su capacidad de

³ Fuente: <http://andy96877.blogspot.mx/p/visible-light-communication-vlc-is-data.html> [Accedido: 19-jul-2016]

transmitir datos a velocidades de hasta 10 Gbit/s, que son muchos mayores que las ofrecidas por otras tecnologías inalámbricas como la Wi-Fi®.

En la figura 1.3 se muestra un escenario en el cual todos los dispositivos electrónicos se encuentran conectados mediante una red de área local que se basa en la luz visible.

1.3. Motivación

Los sistemas VLC pueden ser utilizados para crear un sistema de posicionamiento de interiores que funcione con luz visible, utilizando lámparas de ledes como transmisores y utilizando dispositivos basados en fotodiodos, fototransistores o cámaras como receptores. Algunos sistemas de este tipo ya se ofrecen en el mercado, como lo son: Bytelight™, Epsilon, Lumicast™, VISIONS y Philips Indoor Positioning [7], [18], [30]–[36]. Aunque estos sistemas son una buena solución para la ubicación de objetos en ambientes interiores utilizando sistemas VLC, por ser marcas comerciales es muy poca la información que se puede encontrar sobre la forma en que funcionan, o de la técnica de detección de la posición que utilizan. En este trabajo se pretende calcular la posición utilizando luz visible mediante la trilateración, obteniendo los datos de la posición a través de la RSS. La estimación de la distancia a los puntos de referencia se hará utilizando modelos determinísticos, y modelos computacionales. Luego se tomarán datos de cada modelo y se analizarán, con el fin de seleccionar el que se encuentre más preciso y exacto para implementarlo en una tarjeta digital. Finalmente, se entregará un sistema de posicionamiento de interiores basado en VLC del que se conozca todo su funcionamiento y se pueda aportar esta información como fuente de referencia para la divulgación científica o para futuras implementaciones mejoradas.

En la figura 1.4 se visualiza un sistema de posicionamiento de ambientes interiores basado en luz visible que consta de un arreglo de ledes, y que mediante la caracterización del cubo de luz formado por mínimo 4 ledes, permite conocer la posición de un objeto dentro del cubo.

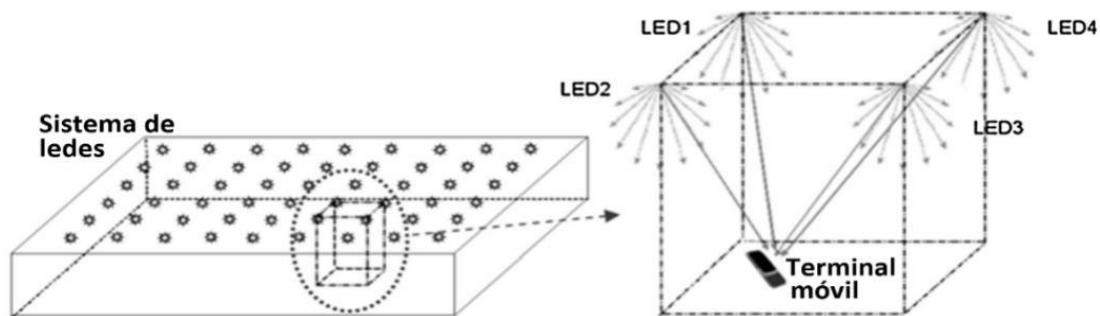


Figura 1.4. Esquema de un IPS basado en VLC.⁴

⁴ Fuente: Z. Zhou, M. Kavehrad, y P. Deng, «Indoor positioning algorithm using light-emitting diode visible light communications», *Opt. Eng.*, vol. 51, n.º 8, pp. 0850092, 2012.

1.4. Justificación

El GPS se encuentra ampliamente utilizado en el mundo y es una buena herramienta para detectar con cierta precisión la ubicación de objetos en ambientes exteriores. Existen muchas aplicaciones en las que se requiere conocer la ubicación de objetos en lugares donde el GPS no tiene alcance o donde se requiere una precisión mayor a la entregada por el GPS (*e. g.*, construcciones bajo tierra o en túneles, bodegas de almacenamiento de mercancía, centros comerciales, grandes tiendas de cadena, hospitales). Para estas aplicaciones existen los IPS, los cuales pueden ser usados como una ubicación relativa o como un apoyo al GPS, para dar una ubicación absoluta. Estos sistemas han tomado gran auge en los últimos tiempos, y se han implementado mayormente sobre tecnologías inalámbricas ampliamente difundidas en el mundo, como lo son la Wi-Fi®, la Bluetooth® o las tecnologías RFID. En este trabajo se propone la implementación de un IPS usando la luz artificial, emitida por ledes, como medio para transmitir las señales usadas para detectar la ubicación del objeto. La idea de usar la luz artificial surge del gran desarrollo que están teniendo las VLC por la reducción de costos, la miniaturización y el uso masivo en la iluminación artificial que han tenido los ledes en los últimos tiempos, los cuales son los elementos de transmisión de un sistema de comunicación por luz visible. Además, el sistema de posicionamiento de interiores propuesto, por usar luz como medio de transmisión, no tiene los problemas de compatibilidad electromagnética en ambientes sensibles, como hospitales o aviones, que presentan otras tecnologías; y tiene doble utilidad: iluminar y localizar. El sistema implementado utilizará la técnica de detección de la posición conocida como trilateración y se aplicará el método de medición de la posición conocido como RSS, utilizando modelos determinísticos y computacionales para la estimación de la distancia a las referencias. Finalmente, para mejorar al máximo el rendimiento del IPS propuesto se seleccionará el modelo que mejor se comporte y se implementará en una tarjeta digital. El modelo más adecuado se elegirá basados en los mejores resultados en cuanto a exactitud y precisión.

1.5. Objetivos

Objetivo General

Diseñar un sistema de posicionamiento en ambientes interiores IPS, utilizando comunicación por luz visible (VLC), para implementarlo en una tarjeta digital y entregar como resultado final el sistema en funcionamiento.

Objetivos Específicos

- Diseñar un escenario de pruebas para un sistema de posicionamiento de ambientes interiores, en el cual se pueda reproducir básicamente la técnica de detección de la ubicación denominada trilateración, utilizando comunicación por luz visible.
- Reproducir el método de medición de la posición RSS en el ambiente de pruebas, y capturar los datos necesarios para generar, mediante herramientas de software como MATLAB®, los algoritmos que permitan calcular la ubicación del objeto.
- Diseñar el sistema para que sea escalable y pueda cubrir áreas superiores a 100 m².

- Desarrollar una metodología para comparar los resultados con base en diferentes métricas, como lo son exactitud y precisión, para el algoritmo; y la escalabilidad, complejidad y robustez, para el sistema.
- Comparar los resultados con los de IPS basados en otras tecnologías.
- Entregar las especificaciones obtenidas del sistema.

1.6. Organización del documento

El contenido de este documento se encuentra dividido en cinco capítulos, los cuales se describen a continuación: en el capítulo 2 se explica el estado del arte de los temas relacionados con el proyecto, como lo son los sistemas de posicionamiento en ambientes de interior, los sistemas VLC y la tecnología Li-Fi. También se enunciarán algunos trabajos publicados y desarrollos hechos, relacionados con estos temas tanto a nivel mundial como internos, de la Universidad de Guanajuato. En el capítulo 3 se presentan los fundamentos teóricos que se utilizarán en esta tesis. En el capítulo 4 se presenta detalladamente el diseño y la implementación del sistema desarrollado, describiendo todos los pasos y etapas que se debieron superar para culminar el sistema. Y en el último capítulo, se presentan los resultados obtenidos y se incluyen las conclusiones procedentes de este trabajo.

Capítulo 2

Estado del arte

2.1. Introducción a los sistemas de navegación

El tener conocimiento de la ubicación de lugares, objetos o personas, es una acción que nos permite conocer mejor el mundo con el que interactuamos y nos permite tener un mayor control sobre él. Mediante esta acción podemos expandir nuestros sentidos y tener una mayor ubicación espacial a la que tendríamos si únicamente usáramos nuestras herramientas naturales. La disciplina que trata este tema se denomina *geodesia*, y su objetivo es la medición y representación de la Tierra.

La primera forma en la que los seres humanos lograron tener un dominio del mundo más allá del que percibían con sus sentidos surgió de la exploración y de la creación de rutas basadas en la experiencia, apoyándose en puntos de referencia naturales como el sol o estrellas, o en marcas dejadas por el hombre. De esta forma, los seres humanos tenían un conocimiento del mundo distante, este conocimiento era conservado en la memoria de las personas eruditas y era transmitido de generación en generación. Aunque la idea era que esta información se conservara y transmitiera, el hecho de que estuviera tan solo almacenada en la memoria de las personas sabias en el tema, hacía que se tomaran riesgos como que se alterara la información original, o que no se transmitiera por conflictos de intereses de los conocedores o por la desaparición de estos. Por esta razón, la humanidad debió pensar en una herramienta externa donde se pudieran plasmar estos conocimientos y que permitiera transferir la información entre individuos. Esta herramienta es lo conocemos con el nombre de mapa, y fue la primera fuente de información que tuvo la geodesia.

Los mapas no son otra cosa que una representación gráfica de un territorio ya explorado y conocido por el ser humano. El que se presume ser el primer mapa hecho por la humanidad es una pintura rupestre que data del año 7000 A.C., desde entonces los mapas creados por el hombre se han ido perfeccionando y, a medida que se exploraron nuevas tierras, fueron más completos y extensos [37], [38]. A medida que los desarrollos tecnológicos permitieron al hombre explorar más y más territorios, así como, se entregaron mediciones más precisas de las zonas exploradas, los mapas se perfeccionaron y se tuvo una representación del globo terráqueo con una buena exactitud.

Desde su invención, los mapas se han convertido en herramientas útiles para la percepción espacial del ser humano. De esta forma, podemos saber la ubicación de lugares a los que nunca hemos ido, o podemos tener una idea de hacia qué dirección debemos movernos para llegar a un lugar. Pero los mapas solo nos permiten localizar objetos inmóviles, cuando queremos conocer la ubicación de objetos que varíen su posición en el tiempo los mapas son insuficientes y solo se puede tener una aproximación basada fundamentalmente en la suposición. Existen algunos casos donde se requiere conocer la posición de objetos que se trasladen, y para esto se tuvieron que concebir nuevas herramientas denominadas sistemas de

navegación o sistemas de posicionamiento. La localización de objetos móviles se puede dividir en dos fases: primero la detección de objetos alrededor de un punto y luego la ubicación absoluta de un objeto móvil en la Tierra.

La detección de objetos alrededor de un punto se ideó como una herramienta para evitar obstáculos durante la navegación, y evitar situaciones como la ocurrida con el famoso transatlántico Titanic en 1912. El sonar (del inglés SONAR, acrónimo de SOund Navigation And Ranging: “navegación y localización por sonido”) y el radar (del inglés RADAR, acrónimo de RAdio Detecting And Ranging: “detección y localización por radio”) fueron tecnologías que se crearon con este fin, el primero se desarrolló a mediados de la década de 1910, y el segundo a mediados de la década de 1930. Aunque la motivación original para la creación de estos sistemas fue eludir obstáculos que se presentaran durante la navegación, fue realmente el campo bélico el que impulsó el desarrollo de estas tecnologías, esto debido a que en el ámbito bélico es de vital importancia conocer la ubicación de las tropas y equipos del enemigo. Bajo este contexto, se puede decir que el sonar fue promovido por la Primera Guerra Mundial y el radar fue desarrollado en los años previos a la Segunda Guerra Mundial [39]–[42]. En las figuras 2.1 y 2.2 se muestran reconstrucciones computarizadas de las señales captadas por un sonar y un radar, respectivamente.

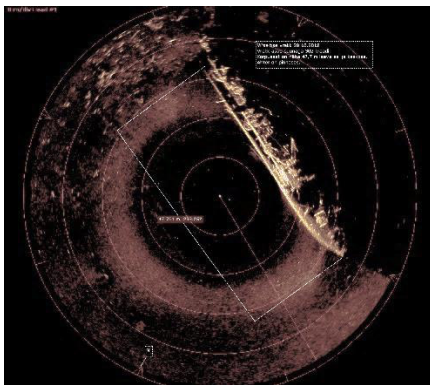


Figura 2.1. Imagen de embarcación detectada por sonar.⁵

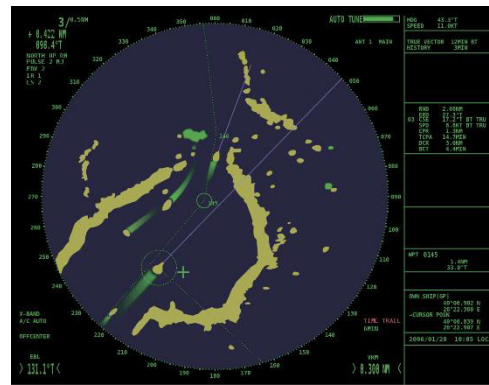


Figura 2.2. Pantalla de un radar marino.⁶

Fue en el marco de la Segunda Guerra Mundial que se diseñaron las primeras herramientas para la ubicación absoluta de un objeto móvil en la superficie terrestre. Algunos de los sistemas de navegación creados durante la segunda guerra mundial para ello fueron: LORAN (del inglés LOng RANGE Navigation, navegación de largo alcance) a comienzos de 1940, GEE en 1942 y DECCA a mediados de 1944 [43]–[47]. Estos eran sistemas de navegación terrestre, es decir, sus estaciones transmisoras se situaban en la superficie de la Tierra. En los años posteriores a la guerra continuó el desarrollo de los sistemas de navegación, así, en 1967 se puso en funcionamiento TRANSIT, el primer sistema de navegación satelital, que usaba una constelación de cinco satélites y podía proveer datos de navegación en un lugar aproximadamente cada hora [48], [49]. En 1971 entró en operación el primer sistema de navegación con verdadero alcance global, que se denominó OMEGA [50], [51]. Este era un sistema de navegación situado en tierra que fue funcional hasta el año 1997, dos años después de que comenzó a funcionar el *sistema de posicionamiento global GPS*.

⁵ Fuente: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Miimitraaleri_%22Virsaits%22_vrakk.jpg [Accedido: 10-ago-2016]

⁶ Fuente: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Accuracy_of_Navigation_Systems.svg [Accedido: 10-ago-2016]

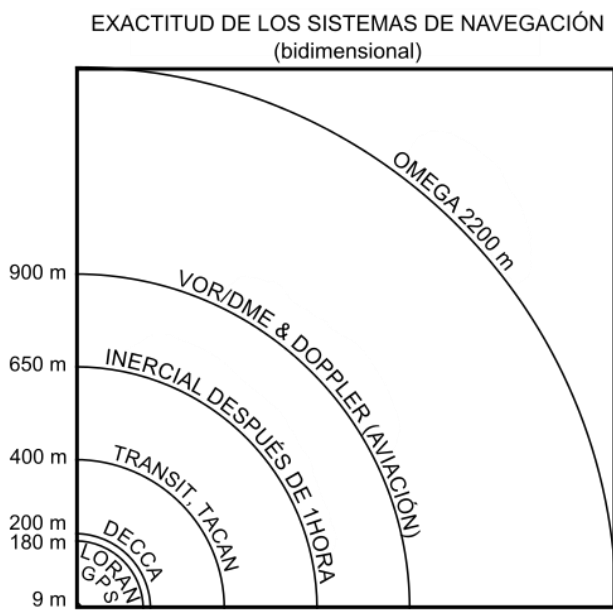


Figura 2.3. Precisión de diferentes sistemas de navegación desarrollados.⁷

En la figura 2.3 se muestra una comparación de la exactitud ofrecida por algunos de los sistemas de navegación que han sido desarrollados por la humanidad hasta el GPS.

El GPS es un sistema satelital de navegación global (GNSS, por sus siglas en inglés, Global Navigation Satellite System) que se compone de 24 satélites en su estructura operacional más básica, pero se diseñó para que funcione con 32 satélites, de los cuales hay 31 en órbita y funcionales a la fecha. Los satélites del sistema transmiten su información mediante ondas de radio en las bandas de 1575.42 MHz y 1227.60 MHz. Este sistema se diseñó para que siempre, al menos un grupo de seis satélites estén en la línea de vista desde casi cualquier lugar de la superficie de la Tierra. En la figura 2.4 se visualiza un ejemplo gráfico de la forma en la que opera el GPS con 24 satélites, en el momento en que 7 de ellos se encuentran en la línea de vista de una región en Norteamérica. La precisión inherente a ese sistema es de alrededor de 15 metros en la superficie terrestre, y con algunos sistemas de apoyo, como AGPS (del inglés Assisted GPS), se puede llegar a una precisión de alrededor de 3 metros [52]–[56].

El GPS fue pionero en su época, pero no ha sido el único GNSS desarrollado hasta ahora. Diferentes países y regiones han invertido en la creación de sus propios sistemas satelitales de navegación global. A la fecha se encuentran en operación el GNSS desarrollado por Rusia, denominado GLONASS; y el sistema satelital de navegación regional desarrollado por India, denominado NAVIC. Además de estos sistemas, se encuentran en desarrollo el GNSS de la Unión Europea, denominado Galileo; y el GNSS de China llamado BeiDou [56]–[63].

Con la creación de los GNSS se suplieron todas las necesidades que motivaron al desarrollo de los sistemas de navegación, como lo son: una visión total del mundo, y la ubicación de objetos móviles en la superficie, adicionalmente, han surgido muchas aplicaciones impensables antes de su creación, como lo son: seguimiento en tiempo real de personas, objetos

⁷ Fuente: [https://en.wikipedia.org/wiki/Omega_\(navigation_system\)#/media/File:Accuracy_of_Navigation_Systems.svg](https://en.wikipedia.org/wiki/Omega_(navigation_system)#/media/File:Accuracy_of_Navigation_Systems.svg) [Accedido: 12-ago-2016]

o vehículos; automatización de trayectorias de robots o de vehículos no tripulados, notificación del estado del tráfico en una carretera, entre otros.

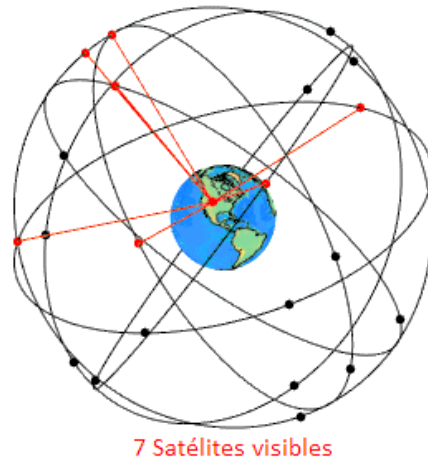


Figura 2.4. Ejemplo visual de los 24 satélites del GPS donde se observan 7 satélites en la línea de vista de un punto en Norteamérica.⁸

Los GNSS son de gran utilidad en lugares abiertos, pero cuando las señales de radio transmitidas por los satélites son atenuadas o bloqueadas por obstáculos como tejados o materiales estructurales de una edificación, la precisión del sistema decrece enormemente o puede que no sea posible determinar la ubicación del objeto. Por lo tanto, se puede decir que, aunque los sistemas satelitales de posicionamiento global son una excelente herramienta para la humanidad en la localización de lugares y el seguimiento de objetos sobre la faz de la Tierra, no son infalibles, y presenta algunas debilidades que motivan al desarrollo de otros sistemas que las compensen.

2.2. Estado del arte de los IPS

Aunque los GNSS son sistemas supremamente útiles que han promovido un sinnúmero de aplicaciones, existen algunos usos y algunos escenarios específicos donde los sistemas de navegación por satélite son limitados. Estos usos son aquellos en los que se requiera un sistema con una precisión mayor a la entregada por los GNSS para realizar una tarea, por ejemplo, el seguimiento de un robot dentro de una habitación. Por último, estos escenarios son aquellos lugares donde las señales emitidas por los GNSS no tienen alcance, por ejemplo, construcciones bajo tierra o el interior de edificaciones. Para cubrir estos puntos ciegos que presentan los sistemas globales de posicionamiento satelitales se han desarrollado los sistemas de posicionamiento en ambientes interiores IPS.

Los IPS normalmente se conforman de una red de dispositivos desplegados en un espacio cubierto que se utilizan para detectar la posición de objetos dentro de ese espacio. Un IPS se compone fundamentalmente de dos partes: la tecnología que utiliza y la técnica mediante la cual se localizan los objetos. La interacción de estos dos componentes determina las

⁸ Fuente: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:GPS24goldenSML.gif> [Accedido: 15-ago-2016]

características del IPS, como lo son su desempeño, su robustez, su escalabilidad, su complejidad, su costo, su seguridad y privacidad, y sus limitaciones [4], [64].

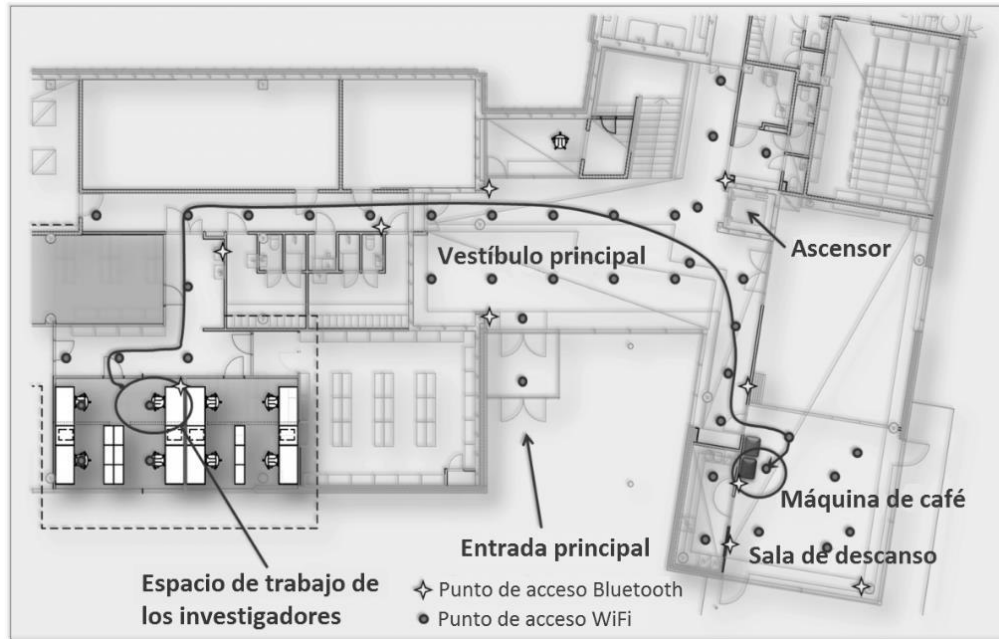


Figura 2.5. Imagen de un sistema de posicionamiento con una infraestructura basada en Bluetooth y Wi-Fi.⁹

En la figura 2.5 se visualiza el despliegue de un IPS que utiliza las tecnologías Bluetooth® y Wi-Fi® para ubicar a las personas dentro de una edificación.

2.2.1. Tecnología de un IPS

La tecnología de un IPS no es otra cosa que la forma en la cual este transmite sus datos. Existen múltiples tecnologías sobre las cuales se han desarrollado sistemas de posicionamiento para ambientes interiores, muchas de ellas son tecnologías ampliamente difundidas en el mundo [2]–[4], [49]–[55]. Entre estas tecnologías tenemos:

- Wi-Fi® (WLAN) [6], [7], [12], [65]–[74]
- Bluetooth® [15]–[17], [75]–[78]
- RFID [13], [14], [79]–[83]
- Infrarrojo IR [9], [84]–[90]
- Redes de sensores de proximidad [91]–[93]
- Ultra-ancha banda (UWB, del inglés Ultra-WideBand) [94]–[97]
- Magnéticas [98]–[100]
- Acústicas o de sonido audible [101]–[103]
- Ultrasonido [8], [10], [104]–[112]
- Basadas sensores inerciales [113]–[116]
- Basadas en visión artificial [117]–[125]

⁹ Fuente: <http://www.fgi.fi/fgi/themes/indoor-navigation> [Accedido: 20-ago-2016]

- Basadas en luz visible, entre estos últimos se encuentran los basados en láseres y los implementados sobre infraestructuras de luz artificial [126]–[133], [36], [134], [35], [135]–[137]

Es importante resaltar que todo IPS requiere de una infraestructura para funcionar, por lo que otra característica importante de estos sistemas es el costo que conlleva el despliegue de su infraestructura. Un IPS que reutilice una infraestructura existente como la WLAN de una empresa va a ser efectivo en costo, y con este argumento es que muchos de los sistemas de posicionamiento en ambientes interiores desarrollados hasta la fecha se han diseñado para se apoyen en tecnologías existentes y populares. Otros aspectos de suma importancia en un IPS son su mantenimiento y su costo de operación, con esto se hace referencia al tiempo de vida y al consumo de energía de sus equipos. Estas características normalmente van ligadas a la tecnología utilizada, pero en tecnologías que por su naturaleza no tengan un buen manejo de estos recursos se pueden implementar artificios para mejorar estos atributos en un IPS, como lo son, la activación del sistema solamente al detectar movimiento o la reducción del número de sensores utilizados.

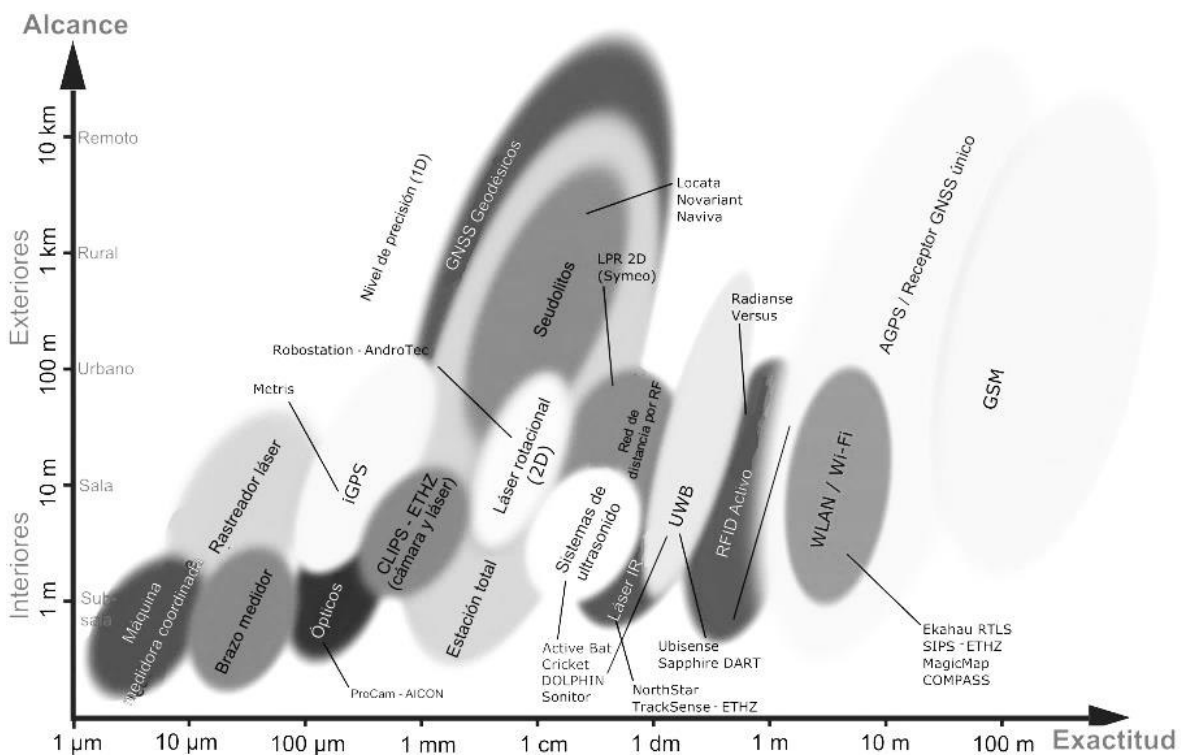


Figura 2.6. Cobertura y exactitud de las tecnologías más usadas en los IPS y en los sistemas globales de navegación.¹⁰

La tecnología sobre la cual funciona un sistema de posicionamiento de interiores es uno de los elementos que establecen su exactitud y su cobertura. La dependencia entre estas propiedades y la tecnología usada está ligada a la longitud de onda de las señales empleadas por cada tecnología y a la cobertura que puede entregar cada sensor de la red. En la figura 2.6 se puede apreciar la dependencia que existe entre la exactitud y la cobertura que pueden llegar a tener algunas tecnologías usadas por los IPS, también aparecen algunas tecnologías usadas por

¹⁰ Fuente: R. Mautz, «Overview of current indoor positioning systems», *Geod. Ir Kartogr.*, vol. 35, n.º 1, pp. 19, 2009

los sistemas de navegación global. Adicionalmente, en la figura 2.6 aparecen algunos nombres de los sistemas desarrollados más representativos de cada tecnología.

El desempeño de un sistema de posicionamiento en ambientes interiores se puede evaluar esencialmente con dos parámetros que son: su precisión y su exactitud. El primero hace referencia a la similitud de los valores entregados en cada actualización de las lecturas del sistema para una misma posición, y la exactitud hace referencia a qué tan cerca están estos valores de la posición real del objeto. Debido a que la tecnología empleada juega un papel fundamental en la exactitud entregada por un IPS, el desempeño de este también está vinculado a la tecnología utilizada.

<i>Tecnología</i>	<i>Ventajas</i>	<i>Desventajas</i>
WLAN (Wi-Fi®) [2], [3], [65], [66]	Infraestructura reutilizada, recepción fuera la línea de vista del transmisor.	Alto consumo y poco miniaturizable (receptor), poca precisión (≈ 5 m), complejo, poca privacidad.
RFID [12]–[14], [79]–[82]	Tags miniaturizables, bajo consumo de energía, bajo costo.	Infraestructura especializada y con numerosos componentes, exactitud de 2 a 3 m.
IR [9], [85], [86]	Exactitud de alrededor de 15 cm, las señales no las percibe el ser humano.	Línea de vista directa entre transmisor y receptor, infraestructura especializada y costosa.
Sonido/Acústicos [101], [102], [105], [111]	Precisión de alrededor de 1 cm, receptores y transmisores baratos y presentes en dispositivos móviles.	Molesto para el ser humano, susceptible a ruidos y obstáculos, infraestructura especializada.
Ultrasonido [11], [103], [104], [106], [110]	Medidas con 10 cm de exactitud, señales no percibidas por el ser humano.	Infraestructura especializada, susceptible a obstáculos.
Magnéticos [98], [100]	Muy buena resolución (≈ 1 cm).	Infraestructura especializada, pequeñas áreas, costoso en despliegue y mantenimiento, susceptible a objetos metálicos, no escalable.
UWB [94], [95], [97]	Exactitud de alrededor de 15 cm, escalable, no requiere línea de vista directa, gran ancho de banda (reduce interferencias).	Infraestructura especializada, sistema complejo y costoso.
Bluetooth® [15]–[17], [75], [76]	Bajo costo, no requiere línea de vista directa, alcance de transmisor más de 100 m, bajo consumo (BTLE), presente en dispositivos móviles.	Rango de error de 2 m, tasa de refresco de unos 10 s, susceptible a obstáculos.
Cámara/Visión [119], [121], [124]	Basado 2 en cámaras estereo, no requiere de dispositivos de localización.	Alto poder de procesamiento, solo detecta objetos o personas que se muevan, exactitud no garantizada.
Sensores inerciales [78], [91], [92]	Sensores internos de un dispositivo móvil, apoyo para mejorar exactitud de otros sistemas	Posición relativa (punto inicial), error aumenta con el tiempo, calibraciones constantes.
Basados en luz [30], [132], [134], [137]	Doble utilidad (ilumina y localiza), reutiliza infraestructura, exactitud (≈ 1 cm), no interferencia con RF, utilizable con cámaras de móviles, ahorra energía en iluminación al usar ledes.	Requiere línea de vista directa, susceptible a ruidos por reflejos en cuerpos blancos

Tabla 2.1. Ventajas y desventajas de las diferentes tecnologías utilizadas en los IPS.

Por consiguiente, la tecnología sobre la cual funciona un IPS influye en el comportamiento de algunos parámetros de este, como lo son: el costo de despliegue, el costo de mantenimiento y de operación, la cobertura que puede tener y el desempeño del sistema. En la tabla 2.1 se listan algunas de las ventajas y desventajas que pueden tener diferentes tecnologías usadas en los IPS, resaltándose los IPS basados en luz que son los que interesan en este trabajo.

2.2.2. Técnica de localización de los objetos

Este componente de un IPS constituye la lógica del sistema, es el que se encarga de tomar los datos entregados por los sensores del sistema y usarlos para localizar los objetos dentro del área de cobertura. La técnica de localización está constituida a su vez por dos partes, que son: el método de medición de las señales y la técnica usada para el cálculo de la posición.

El método de medición de las señales es el que se encarga de entregar los datos requeridos para el cálculo de la posición. Existen tres grupos de métodos de medición en las tecnologías de localización, que son: los basados en tiempo de vuelo de las señales, basados en el ángulo de las señales recibidas y basados en la potencia de las señales recibidas. Entre los basados en tiempo se encuentran a su vez: tiempo de arribo (TOA), diferencia de tiempo del arribo (TDOA) y tiempo de viaje (RTT). Los basados en el ángulo de las señales recibidas se conocen como, ángulo de arribo o AOA. Los basados en la potencia de la señal recibida se denominan, fuerza de la señal recibida o RSS [5], [6], [19], [20, p. 9], [21], [64], [138]–[142].

Las técnicas usadas para el cálculo de la posición son los algoritmos que hacen uso de los datos entregados por el método de medición de las señales, y con estos datos determinan la posición de los objetos dentro del rango del IPS. Entre estas técnicas tenemos: la triangulación, la trilateración, la multilateración, la de huellas digitales y la estimación de la máxima probabilidad (MLE, del inglés Maximum Likelihood Estimation) [5], [6], [19], [20, p. 9], [21], [64], [138]–[142]. Existen otras técnicas aplicadas a los sistemas de posicionamiento de interiores basados en la visión artificial, en estos casos se utiliza un análisis de imágenes para calcular la posición, estas técnicas no requieren un método de medición de las señales, sino que se trabajan directamente con imágenes capturadas de la escena [64], [117], [126].

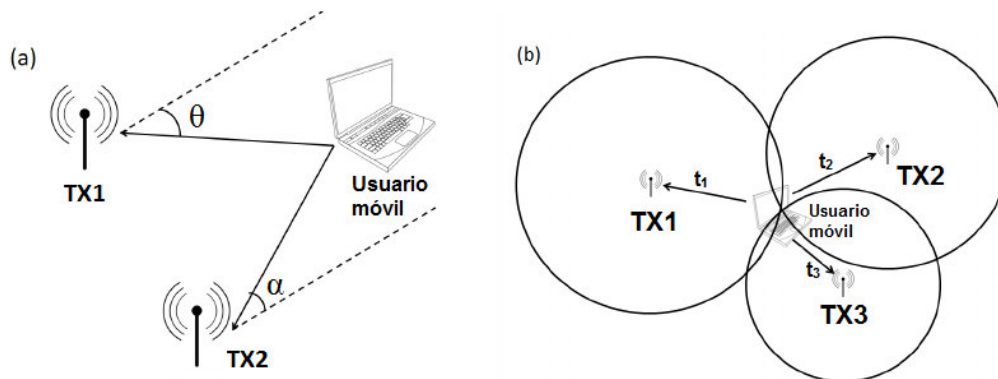


Figura 2.7. Esquemas de funcionamiento de dos técnicas de localización (a) triangulación usando AOA (b) trilateración usando TDOA.¹¹

¹¹ Fuente: G. Kul, T. Özyer, y B. Tavli, «IEEE 802.11 WLAN based Real Time Indoor Positioning: Literature Survey and Experimental Investigations», *Procedia Comput. Sci.*, vol. 34, pp. 15, 2014

En la figura 2.7 se puede observar el esquema de funcionamiento de dos técnicas de localización. La figura 2.7 (a) muestra el funcionamiento de la triangulación, en la que se requieren medir dos ángulos de incidencia, usando AOA, para determinar la ubicación del objeto. La figura 2.7 (b) ilustra el funcionamiento de la trilateración, que utiliza una referencia de tiempo (TDOA) de tres señales en un punto para calcular la posición.

Existen algunas propiedades de un IPS que están relacionadas con la técnica usada para la localización y la configuración del sistema. El desempeño del sistema, además de la tecnología utilizada, también dependerá de la efectividad que tenga el algoritmo de cálculo de la posición para encontrar la ubicación del objeto. La robustez es la capacidad de funcionar aun cuando alguna parte del sistema falle, o en condiciones un poco fuera de las normales, como la detección de numerosos objetos; esta característica está determinada por la forma en que se apoyen e interconecten los elementos detectores para localizar a los objetos. La escalabilidad es la capacidad del sistema para cambiar su tamaño sin que se vea afectado su desempeño, esto es posible en un IPS diseñando un sistema base que localice objetos en un área determinada, y luego replicando este sistema para abarcar áreas más grandes. La complejidad del sistema está dada por la dificultad que se tendría para determinar la posición de los objetos, normalmente esta dificultad se mide en tiempo de procesamiento de la CPU, la cual está sujeta al algoritmo de cálculo de la posición implementado [4], [64].

Por último, la privacidad y seguridad del sistema están determinadas por la forma en la que se envíen y calculen los datos de posicionamiento, y estará relacionada en gran medida con la complejidad del sistema. Un sistema en el que el objeto a localizar sea el que lleve el transmisor de las señales de posicionamiento es menos privado que uno en el que los puntos de referencia tengan los transmisores, porque en el primer caso, el objeto a localizar está constantemente transmitiendo su ubicación a los receptores, mientras que en el segundo caso el receptor ubicado en el objeto a localizar es el que determina su posición y puede decidir si se comparte o no esta información. Muchas veces los cálculos necesarios para determinar la posición de los objetos son muy complejos para llevarse a cabo en sistemas embebidos, por lo que los datos de la posición se deben enviar a servidores para que estos hagan los cálculos, esto podría presentar un punto de vulnerabilidad en la seguridad y privacidad del sistema.

En conclusión, la técnica de localización de los objetos en un IPS determina el comportamiento de parámetros como su desempeño, su robustez, su escalabilidad, su complejidad y su privacidad.

2.2.3. Desarrollo y actualidad de los IPS

La investigación y el desarrollo de los IPS surge un poco antes de la puesta en funcionamiento del GPS, a comienzos de los años 1990s, esta se incrementó a comienzos de los 2000s y desde ese crecimiento se ha mantenido un interés científico y comercial por estos sistemas. Las causas para el aumento del interés en desarrollar estos sistemas se deben a sus múltiples aplicaciones, entre esas aplicaciones se pueden mencionar: navegación en centros comerciales, hospitales u hoteles; compartir la localización en lugares atiborrados de personas, enrutamiento de la lista de compras, entrega de ofertas y cupones oportunos, juegos en ambientes interiores, publicidad de acuerdo a la ubicación, seguimiento en la manufactura, en inventarios de activos, localización de la fuerza de trabajo, defensa e inteligencia, entre muchos otros.

A lo largo de todos estos se años se han desarrollado numerosos IPS utilizando alguna de las tecnologías nombradas previamente, e implementando alguna(s) de las técnicas de localización mencionadas. En la tabla 2.2 se muestran algunos sistemas de posicionamiento de ambientes interiores existentes en la industria o propuestos en trabajos de investigación, además se muestran el tipo de tecnología utilizada, su exactitud y su técnica de localización. En algunos de los sistemas listados en la tabla 2.2, la técnica de localización aparece como no disponible debido a que son sistemas comerciales y sus fabricantes no especifican información de su forma de calcular la posición para evitar plagios.

<i>Sistema</i>	<i>Tecnología</i>	<i>Exactitud</i>	<i>Técnica</i>
WhereNet [83]	RFID	2 a 3 m	TDOA
RADAR [69]–[71]	WLAN	2.26 m alrededor de 312 m ²	Triangulación
EKAHAU [12], [72]	WLAN	1 m	RSS
COMPASS [73]	WLAN	1.65 m alrededor de 312 m ²	Huellas digitales
Ubisense [96]	UWB	Decenas de centímetros	TDOA y AOA
Active Badge [84]–[86]	Infrarrojo	Nivel de habitación	RSS
Firefly [87], [88]	Infrarrojo	3 m	No disponible
OPTOTRACK [89], [90]	Infrarrojo	0.1 a 0.5 mm	No disponible
Sonitor [111]	Ultrasonido	Nivel de habitación	No disponible
IRIS_LPS [82]	Infrarrojo	16 cm alrededor de 100 m ²	Triangulación
Active Bat [109], [110]	Ultrasonido	3 cm alrededor de 1000 m ²	Multilateración
Cricket [107], [108]	Ultrasonido, RF	10 cm	TOA y triangulación
Beep [102]	Acústico	0.4 m	TOA
Topaz [77]	Bluetooth	2 a 3 m	Etiquetas
DOLPHIN [112]	Ultrasonido	2 cm	TOA y lateración
LANDMARC [81]	RFID activo	1-2m	RSS y triangulación
Sky-Trax [125]	Visión artificial	2-30 cm	Procesamiento de imágenes

Tabla 2.2. Descripción de algunos IPS desarrollados.

Como se puede ver en la tabla 2.2, los IPS que se han desarrollado pueden tener resoluciones que van desde los 0.1 mm hasta unos pocos metros, incluso algunos solo pueden ofrecer una exactitud a nivel de habitación. El uso de un sistema u otro va a depender en gran medida de la aplicación que se desee englobar.

2.3. Estado del arte de las VLC

Las comunicaciones por luz visible o VLC son una forma de transmitir mensajes empleando la luz visible. Es decir, empleando ondas electromagnéticas con frecuencias entre los 430 y los 770 THz (longitudes de onda entre los 700 y los 390 nm). Esta es una nueva forma de comunicación que presenta algunas características particulares, las cuales la hacen especial [23], [24], [143]. Entre las principales características de la comunicación por luz visible tenemos:

- Visible, por lo que podemos percibir si el sistema está enviando datos o no.
- Seguro, ya que lo que se ve es lo que se envía y la trayectoria de la luz es fácil de seguir.
- No riesgosa para la salud, debido a que la luz es inofensiva para el cuerpo humano.
- No regulada, pues no existen regulaciones en las frecuencias ópticas y se tiene un espectro virtualmente infinito.

- Utilizable en áreas restringidas, ya que se puede usar en áreas donde haya restricciones debido a la compatibilidad electromagnética de los equipos, estas áreas pueden ser: aeronaves, naves espaciales, hospitales, algunos sectores industriales, etc.

Así como hablamos de las ventajas de las VLC, es justo hablar de sus limitaciones o desventajas, entre ellas tenemos:

- Las señales viajan en línea recta normalmente, sin salir de esta trayectoria, por lo que el receptor debe estar siempre sobre la línea de vista del transmisor.
- Las transmisiones en la línea de vista en ambientes interiores comúnmente tienen una alta relación señal a ruido SNR, pero esta decae rápidamente con la distancia y es mucho más baja si solo se recibe luz difuminada, proveniente del reflejo con paredes u objetos.
- Se presenta interferencia con la luz del ambiente.
- No funciona en ambientes donde se quiera la oscuridad total.

En figura 2.8 se ilustran las diferentes clases de ondas que componen el espectro electromagnético, además se observan en escala logarítmica las diferentes frecuencias y longitudes de onda que pertenecen a cada clase. En la parte inferior se hace una ampliación al segmento del espectro que pertenece a la luz visible.

Las comunicaciones por luz visible tienen múltiples aplicaciones [23], [24], [27]. Entre estas aplicaciones tenemos:

- Comunicación de datos en ambientes interiores.
- Comunicación de datos en exteriores.
- Sistemas NFC (por su acrónimo en inglés, Near Field Communications: “comunicaciones de campo cercano”) a través de luz.
- Sistemas de posicionamiento de ambientes interiores basados en luz o VLP (del inglés Visible Light Positioning).

La comunicación de datos en interiores pretende utilizar la infraestructura de iluminación artificial de las edificaciones o de espacios cubiertos, transmitir los datos mediante sus luminarias y recibirlos mediante las cámaras o sensores de luz presentes en los dispositivos móviles, o mediante elementos receptores especializados. La comunicación de datos en exteriores utilizaría las luminarias de los semáforos, de los autos y de alumbrado público para la transmisión de datos, incorporando sensores en cada uno de estos elementos para la recepción de datos también. Las NFC son un tipo de comunicación que requieren que dos dispositivos se acerquen para que los datos sean transmitidos, este tipo de comunicaciones están teniendo un gran despliegue a nivel mundial, y para el caso de su implementación con luz se podrían utilizar las cámaras de los dispositivos móviles actuales y sus flashes; para la recepción y transmisión de datos, respectivamente. Los sistemas VLP han despertado gran interés desde el surgimiento de las VLC ya que permitirían crear sistemas de posicionamiento en ambientes interiores utilizando la infraestructura de iluminación artificial de un lugar, convirtiendo las luminarias en dispositivos con dos usos: el de iluminar el espacio y el de transmitir datos para localizar objetos en ese sitio; asimismo los VLP son muy atractivos debido a la exactitud en la posición que podrían ofrecer.

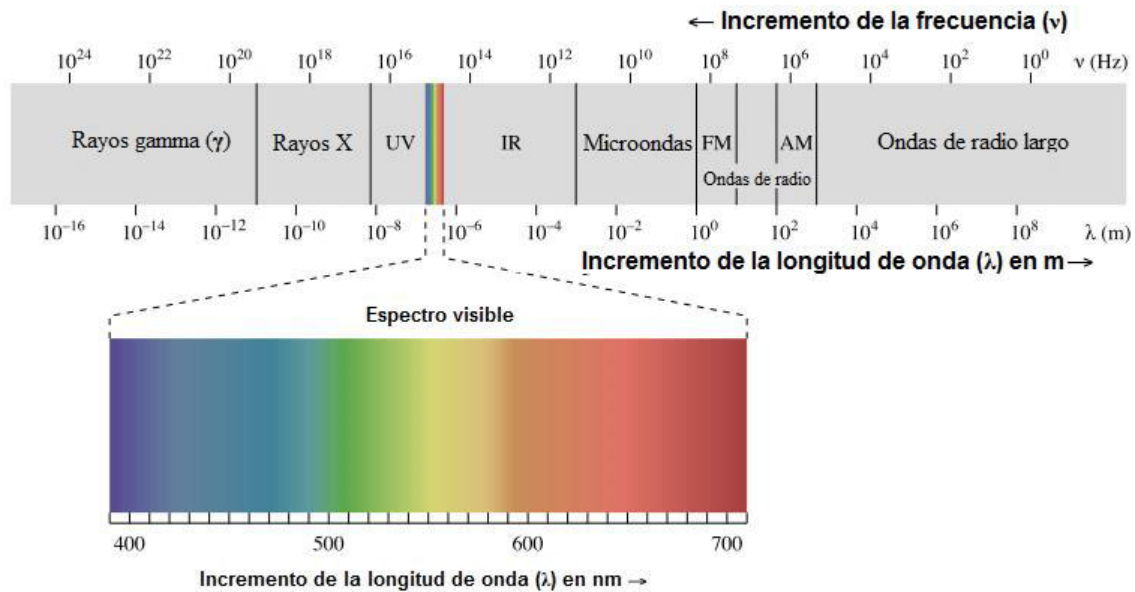


Figura 2.8. Espectro electromagnético, con una ampliación en el espectro de la luz visible.¹²

Aunque se oye novedoso, el uso de la luz para la transmisión de mensajes no es algo nuevo, el ser humano ha utilizado este medio desde hace mucho tiempo. Las primeras formas de comunicación por luz visible se remontan a los años 800 A.C., donde las sociedades antiguas usaban señales de fuego, ubicadas en lo alto de colinas, para alertar a las personas de un asentamiento o transmitir algún suceso importante. Se usaba fuego porque este fue la primera fuente de luz controlada por el hombre. Posteriormente, con la invención de los espejos el ser humano tuvo un control de la luz solar al reflejarla en ellos. Este avance permitió la creación del más antiguo y famoso faro, conocido como el Faro de Alejandría, que fue construido durante los inicios de la dinastía Ptolemaica alrededor del año 280 A.C, usaba espejos para reflejar la luz solar durante el día y por la noche usaba fuego, y se usó como punto de referencia del puerto y como faro para las embarcaciones. Otra forma de comunicar mensajes mediante luz tuvo fines militares, consistía en el uso de cometas en llamas para transmitir la ubicación de un lugar y reunir a las tropas. En los años 1700s, en la época de las largas navegaciones por mar se empezaron a usar los heliógrafos, que utilizaban espejos para transmitir mensajes de embarcación a embarcación, lo que se hacía era utilizar una especie de obturador para permitir o interrumpir el paso de la luz solar al espejo, y las señales de luz parpadeantes se enviaban y se decodificaban en una forma similar a la clave Morse usada en los telégrafos eléctricos [23].

La primera forma de comunicación sofisticada que usaba luz visible surgió con la invención del fotófono de Alexander Graham Bell en 1880. El fotófono fue el primer dispositivo capaz de transmitir una conversación inalámbricamente usando luz visible a una distancia de 213 metros. El aparato transmisor constaba de un espejo plano flexible contra cuya parte posterior se dirigía la voz del hablante, bajo la acción de la voz el espejo se convertía en cóncavo y convexo variablemente, por lo que la luz solar reflejada sobre este era opacada e intensificada de forma alterna, convirtiéndose así en el primer modulador de luz. El receptor se constituía de

¹² Fuente: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:EM_spectrum.svg [Accedido: 30-ago-2016]

un espejo parabólico que dirigía toda la luz recibida a una célula de selenio, que a su vez convertía las variaciones de la luz recibida en señales eléctricas, estas señales eran convertidas a señales acústicas por un auricular como el del teléfono. En la figura 2.9 se muestran representaciones del transmisor, a la izquierda, y del receptor del fotófono de Bell. Este dispositivo finalmente no tuvo éxito debido a la susceptibilidad que tenía frente a cambios atmosféricos como nubes, neblina, lluvias, nieves, entre otros [144]–[146].

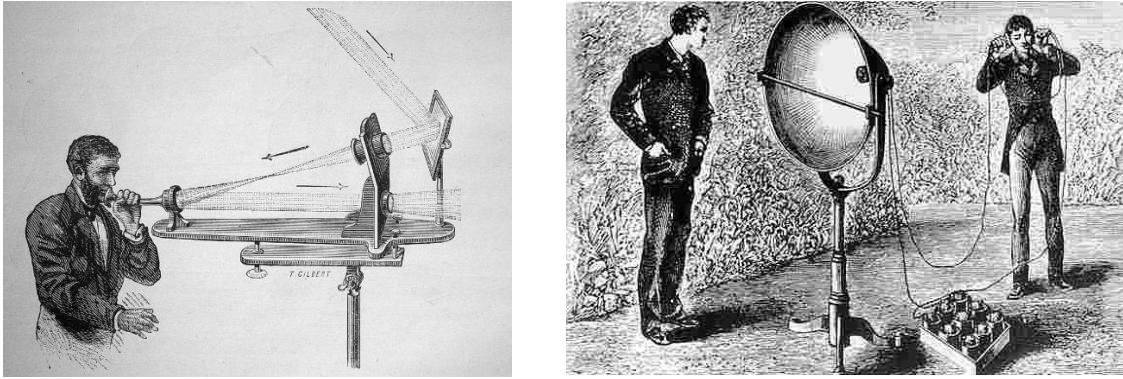


Figura 2.9. Representaciones visuales del transmisor (izq.) y del receptor del fotófono de Bell (der.).¹³

Pero el dispositivo de comunicación basado en luz visible más exitoso que ha existido hasta el momento, y que aún hace parte de nuestra cotidianidad, fue inventado en 1868, un poco antes que el fotófono, y es el semáforo. El funcionamiento del semáforo es muy sencillo y conocido a nivel mundial. Normalmente consta de 3 luces de colores diferentes: rojo, amarillo y verde; el encendido de cada una de ellas transmite una orden a los observadores: rojo, detenerse; amarillo, advertencia de detención o arranque; verde, circulación normal. Este tipo de modulación de los datos se conoce como multiplexación por color [23].

Con la creación de la bombilla incandescente de Thomas Alva Edison en 1879 y el despliegue de los sistemas eléctricos, la iluminación artificial tuvo un desarrollo exponencial llegando a casi todos los rincones del planeta donde existe presencia del ser humano. Las bombillas incandescentes fueron una buena forma de iluminación artificial durante mucho tiempo, aunque eran muy ineficientes en la relación entre el consumo de energía y la cantidad de luz entregada. No obstante, existían alternativas mucho más eficientes a la bombilla incandescente, y descubiertas casi al mismo tiempo que esta, como lo son, los tubos fluorescentes o las lámparas fluorescentes compactas (o CFL, del inglés Compact Fluorescent Light), pero estos dispositivos no tuvieron éxito comercial debido a sus altos costos de fabricación, hasta los años 1990s, cuando la humanidad empezó a preocuparse por el consumo energético de sus dispositivos y las bombillas incandescentes empezaron a ser reemplazadas. Posterior a estos descubrimientos aparecerían los ledes (del inglés LED, acrónimo de Light Emitting Diode: “diodo emisor de luz”), que empezaron a ser comercializados en la década de 1960 solo en colores rojo, verde y amarillo; y en 1993, con la invención de los ledes azules, se empezaron a fabricar las primeras lámparas led de luz blanca. En la **referencia**, se muestra la evolución de las diferentes formas de iluminación artificial que ha usado

¹³ Fuente: F. M. Mims III, «The First Century of Lightwave Communications», en *Fiber Optics Reprint Series*, vol. 1, Information Gatekeepers Inc, 1981, pp. 6-23

el ser humano, de izquierda a derecha aparecen: la llama de fuego, la bombilla incandescente, la lámpara fluorescente compacta y la lámpara led.



Figura 2.10. Evolución de las fuentes de iluminación artificial usadas por el hombre¹⁴

En la era de la tecnología, las comunicaciones han tenido un desarrollo exponencial, y es de conocimiento general, que el detonante para este desarrollo tan abrupto ha sido el despliegue global que han tenido los sistemas digitales. En el ámbito óptico, parecía que la transmisión de mensajes inalámbricamente utilizando la iluminación artificial estaba limitada al uso del semáforo. Aunque, recrear una señal digital a través de lámparas es teóricamente sencillo, pues con el simple parpadeo de la iluminaria se pueden formar los bits que componen estas señales; en la práctica existen limitaciones físicas que han frenado el despliegue de este tipo de comunicaciones. Estas limitaciones estaban motivadas por dos aspectos fundamentales de las luminarias, que eran: el alto consumo energético y al alto tiempo de respuesta a interrupciones repetitivas de la alimentación, incluso, esta forma de funcionamiento afecta la vida útil de las bombillas incandescentes y de las lámparas CFL. Además, en un sistema de iluminación no es deseable percibir el parpadeo de las fuentes de luz, por lo que estos de tiempo de respuesta tan altos son un problema tanto para transmitir datos digitales, como para que las luminarias cumplan con su deber natural, que es iluminar un espacio.

Todas estas barreras han sido superadas con la aparición del led, un semiconductor muy célebre en los últimos años. Este dispositivo semiconductor fue creado en 1927 por el inventor soviético Oleg Losev, sus primeros intentos de comercialización surgieron a finales de la década de 1960, pero no fue sino hasta los años 2000 que tuvieron un despliegue global, debido fundamentalmente a la invención de los ledes blancos, a la reducción de costos en su fabricación y a la increíble evolución que ha tenido la eficiencia energética que ofrecen. En la figura 2.11 se puede observar comportamiento del precio de los ledes y su eficiencia en los últimos años, comparados con los de otras tecnologías de iluminación desarrolladas [147].

¹⁴ Fuente: <http://www.thegrocer.co.uk/home/topics/switch-the-lights/the-led-evolution-colourful-story-of-the-light-emitting-diode/374188.article> [Accedido: 5-sep-2016]

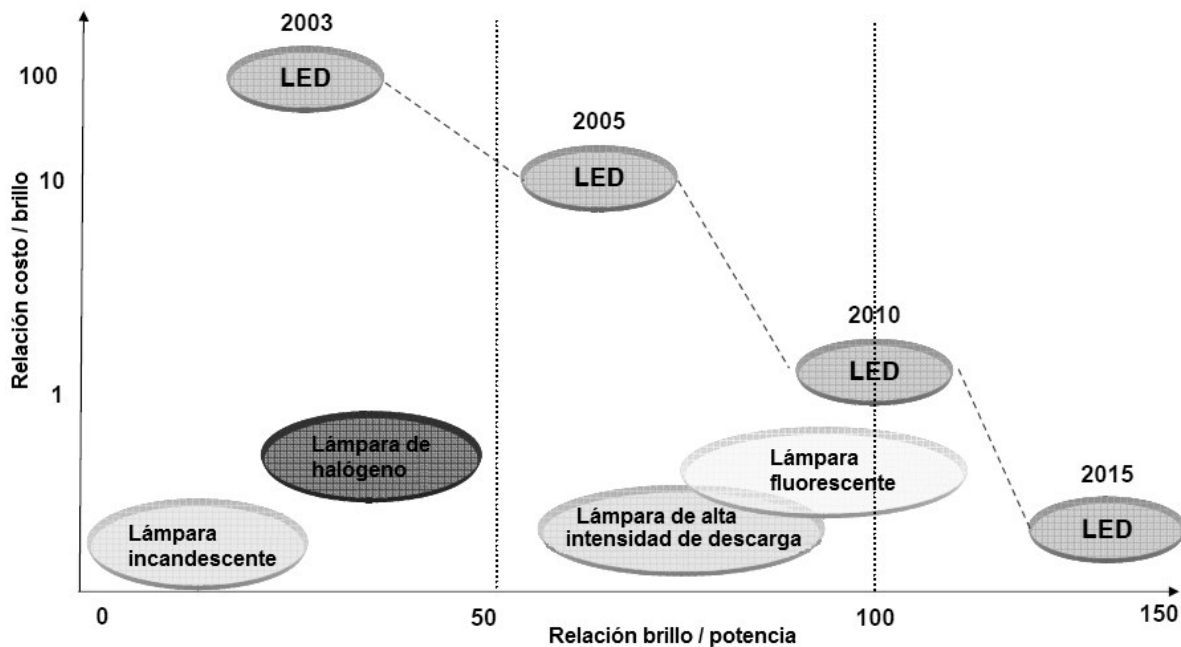


Figura 2.11. Gráfica comparativa de la evolución de los costos y la eficiencia de los ledes y otras tecnologías de iluminación artificial.¹⁵

Los ledes son la clave del creciente interés despertado por las VLC, esto es debido a su largo tiempo de vida, su eficiencia energética y a que estos dispositivos solucionan el problema de velocidad de sus antecesores, pues permiten interrupciones en la alimentación y responden a estas en tiempos del orden de los nanosegundos. Actualmente, hay una mayor conciencia del ahorro de energía y se están reemplazando las luminarias artificiales basadas en tecnologías tradicionales por las basadas en la tecnología led. Por lo tanto, se puede decir que estamos en un escenario inmejorable para el despliegue de las VLC, ya que el desarrollo tecnológico ha aportado mejoras en los transmisores, que son los ledes, y en los receptores, que pueden ser foto-receptores o cámaras como las presentes en los dispositivos móviles. Podemos decir que hoy en día se pueden encontrar potenciales transmisores y receptores ópticos de luz visible por doquier [24].

El primer desarrollo contemporáneo en la comunicación inalámbrica por luz visible fue en el año 2003, en el laboratorio de Nakagawa en Japón, donde investigadores pudieron transmitir datos usando ledes. Este desarrollo dio origen al VLCC (del inglés Visible Light Communications Consortium: “consorcio para las comunicaciones por luz visible”), un organismo compuesto por múltiples entidades educativas y privadas, que busca la promoción y la estandarización de la tecnología VLC [148].

En el año 2009, el IEEE comprendió la potencialidad de las VLC y creó el grupo de tareas IEEE 802.15.7 para las comunicaciones por luz visible, adscrito al grupo de trabajo IEEE 802.15, el cual se encarga de regular y estandarizar las redes inalámbricas de área personal (WPAN de su acrónimo en inglés, Wireless Personal Area Network) y las redes inalámbricas de corta distancia [23], [25], [26], [149, p. 15], [150, p. 15]. Este grupo de tareas ya entregó

¹⁵ Fuente: Samsung Electronics y University of Oxford, «Visible Light Communication -Tutorial», IEEE 802.15 Task Group 7, 17-mar-2008

estándares en la capa física (PHY) y en el control de acceso al medio (MAC) para las VLC, estos estándares se describen a continuación:

- Modelo PHY I, se diseñó para ambientes exteriores y tiene una baja velocidad de transmisión, que va desde 11,67 kbit/s hasta 266,67 kbit/s.
- Modelo PHY II, pensado para ambientes interiores con una velocidad de transmisión desde 1,25 Mbit/s hasta 96 Mbit/s.
- Modelo PHY III, a diferencia de los modelos anteriores, que usan una sola fuente de luz, este modelo está pensado en transmitir datos en forma MIMO (por sus siglas en inglés Multiple Inputs Multiple Outputs: “entradas y salidas múltiples”). Este modelo es el más rápido y tiene velocidades que van desde los 12 Mbit/s hasta los 96 Mbit/s.

Se debe recordar que las VLC apenas están surgiendo, y los modelos propuestos por el IEEE 802.15.7 son tan solo normas que buscan estandarizar este tipo de comunicaciones, pero no son el límite de velocidad de transmisión que se puede alcanzar. Así, en el año 2010 un grupo de investigadores logró transmitir datos con una velocidad de 513 Mbit/s a una distancia de 5 metros utilizando un led blanco, y con una velocidad de 100 Mbit/s a distancias mayores de 5 metros utilizando cinco ledes [151]. En el año 2011 se logró transmitir datos a una velocidad de 803 Mbit/s utilizando ledes RGB (del inglés Red Green Blue: “rojo verde azul”), cada color envió una carga de bits diferente y los receptores usaron filtros ópticos para separar los diferentes colores [152].

2.3.1. Tecnología Li-Fi

En agosto del 2011, durante la conferencia en el TED Global de ese año, el profesor de la Universidad de Edimburgo, Harald Hass usó por primera vez el término Li-Fi para referirse a una tecnología emergente basada en luz y que podría ofrecer servicios similares a los del Wi-Fi®, como lo son, altas velocidades de transmisión bidireccional y equipos de bajo costo [153]. En esta presentación, el profesor Hass realizó una demostración en la cual envió un video en alta definición a través de una lámpara led, lo recibió con un foto-receptor ubicada justo debajo del halo de luz de la lámpara y lo retransmitió a una pantalla ubicada en el escenario. Luego de esta conferencia Harald Hass fundó la compañía PureLiFi, anteriormente llamada PureVLC, para la investigación, la fabricación y la venta de equipos basados en esta tecnología [154], [155]. En octubre del 2011, un grupo de compañías interesadas en esta tecnología fundaron el Consorcio Li-Fi, esta organización busca promover el desarrollo y la distribución de tecnologías inalámbricas ópticas utilizadas en las comunicaciones [156].

Vale la pena resaltar que aunque Li-Fi hace parte de las VLC, no todos los productos basados en comunicación por luz visible se pueden considerar como Li-Fi, debido a que según la definición establecida por el comité de estandarización IEEE 802.15.7r1, para que un producto se considere Li-Fi debe tener una comunicación bidireccional y no todos los productos VLC desarrollados tienen esta característica [157].

Desde esa conferencia del año 2011 el número de productos desarrollados para la tecnología Li-Fi son numerosos, pudiendo resaltar:

- En agosto de 2013 el equipo de PureLiFi logró transmitir datos a velocidades de 1,6 Gbit/s usando un led de un solo color [158].
- En septiembre de 2013 investigadores de PureLiFi demostraron que para la transmisión de datos a través de Li-Fi no se requiere una línea de vista directa, sino que se puede usar la luz reflejada también [159].
- En octubre de 2013 se conoció que hay empresas chinas trabajando en la creación de kits de desarrollo de Li-Fi [160].
- En abril del 2014 la compañía rusa Stins Coman anunció el desarrollo de una red inalámbrica local utilizando Li-Fi, a la que denominaron BeamCaster. Esta red puede transmitir datos a velocidad de hasta 1,25 GB/s, la señal del enrutador tiene un alcance de unos 8 m y cada enrutador puede conectar hasta 8 dispositivos [161].
- En julio de 2014 la compañía mexicana Sisoft, trabajando con investigadores del Instituto Tecnológico Autónomo de México (ITAM), afirmaron transmitir datos a 10 Gbit/s a través de luz visible [162].
- Finalmente, en febrero del 2015 se publicó un artículo en la *“IEEE Photonics Technology Letter”* en el que se describe un enlace óptico inalámbrico bidireccional que funciona en ambientes interiores, capaz de transmitir datos a velocidades de hasta 224 Gbits/s a una distancia de 3 m [163].

Como se observa, Li-Fi es una tecnología de comunicación emergente y promisoría que en menos de una década ha desarrollado prototipos y productos capaces de transmitir datos a velocidades imposibles de lograr por otros tipos de tecnologías inalámbricas, además de que presenta las ventajas inherentes a la naturaleza de las señales de luz visible.

2.3.2. Sistemas de posicionamiento de interiores usando VLC

Anteriormente se mencionó que una de las posibles aplicaciones de las comunicaciones por luz visible es el desarrollo de sistema de posicionamiento que empleen luz como señal de referencia, estos sistemas se conocen en la literatura como VLP [23], [24], [27].

Las principales ventajas que ofrecen los sistemas VLP son:

- La alta precisión que virtualmente se puede lograr con ellos, del orden de los milímetros.
- La infraestructura que requieren para su despliegue son los sistemas de iluminación artificial, los cuales se encuentran presentes en la mayoría de las edificaciones construidas por el ser humano.
- Tienen un doble propósito, iluminar y localizar objetos en su área de cobertura.

Entre las desventajas que puede tener un sistema VLP se encuentran:

- Se requiera una línea de vista directa entre las luminarias del sistema y los receptores.
- Se requiere que las luminarias que componen el sistema se encuentren encendidas todo el tiempo que este se encuentre en funcionamiento, por lo que, no se pueden detectar objetos en ambientes o aplicaciones donde se requiera oscuridad total.

- Las VLC basan su funcionamiento en las ventajas que ofrecen los ledes, por lo que un sistema VLP requiere que la infraestructura de iluminación artificial sobre la cual funciona utilice ledes.

Desde el surgimiento de las VLC, han sido varios los sistemas de este tipo que se han propuesto en trabajos investigativos o que se han desarrollado como productos comerciales. Incluso existe un prototipo propuesto que utiliza lámparas fluorescentes en lugar de ledes para estimar la ubicación de los objetos [128].

Algunos de los sistemas comerciales desarrollados hasta el momento son:

- Lumicast™, desarrollado por Qualcomm [132], [164].
- ByteLight™, de AcuityBrands. Este sistema adoptó al sistema Lumicast y adicionalmente se apoya en la tecnología Bluetooth® de baja energía (BLE, por su acrónimo en inglés, Bluetooth® Low Energy) para dar una mayor precisión [35], [165].
- Philips Indoor Positioning [136], [166]. Este sistema se encuentra funcionando en una tienda de Carrefour en Francia y una tienda Aswaaq en los Emiratos Árabes Unidos [167].

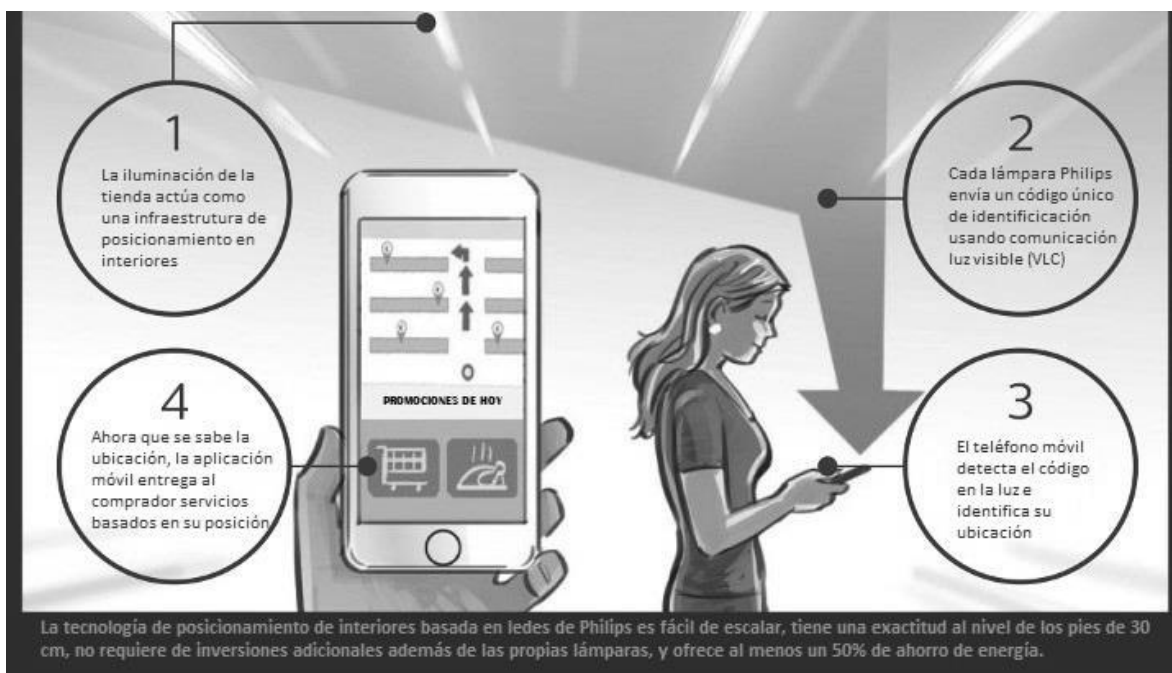


Figura 2.12. Esquema de funcionamiento de un sistema VLP comercial.¹⁶

Estos sistemas VLP comerciales están enfocados principalmente a los establecimientos de venta minorista, como los almacenes de cadena, y buscan orientar a los clientes, y ofrecer información precisa de la ubicación de productos y de las promociones existentes en productos cercanos a la posición del cliente.

En la figura 2.12 se muestra el esquema del funcionamiento del sistema de posicionamiento basado en luz visible ofrecido por Philips.

¹⁶ Fuente: <http://www.lighting.philips.com/main/systems/themes/led-based-indoor-positioning.html> [Accedido: 25-sep-2016]

Además de estos sistemas comerciales, existen prototipos desarrollados por universidades o centros de investigación, como lo son:

- Epsilon, desarrollado por el equipo de Microsoft Research de Pekín, China, en apoyo con la Universidad del Estado de Ohio y de la Universidad de Massachusetts [36]. Los resultados experimentales de este sistema pueden llegar a exactitudes de 0,4 m en la posición.
- VISIONS, acrónimo de VISible light cOmmunication for iNdoor poSitioning, desarrollado por el Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña [135]. Este solo fue un prototipo demostrativo para evaluar la posibilidad de utilizar un sistema VLC como sistema de posicionamiento en un ambiente real de iluminación.
- PIXEL, desarrollado por la Universidad de Ciencia y Tecnología de Hong Kong en conjunto con Microsoft Research Asia [168]. Este sistema tiene un error en la posición de menos de 0.3 m en el 90% de los casos de prueba, según sus resultados experimentales.
- En [131] se propone un IPS utilizando luz visible. El sistema se compone de tres canales, y transmite los datos usando la técnica de distribución de las portadoras (Carrier Allocation, por su traducción al inglés), la modulación de intensidad y el método de detección directa. Los resultados experimentales de este sistema muestran que el error en la posición estimada es reducido a 2,4 cm luego de aplicar un proceso de normalización, y sin este proceso de ajuste el error era de 141 cm.
- En [169] se propone un sistema de navegación basado en puntos de referencia (conocidos como, beacons por su traducción al inglés), usando luz visible y un dispositivo móvil. La exactitud de este sistema depende del número de lámparas que se utilicen, ya que la posición se determina analizando si el objeto se encuentra en el área de cobertura de cada lámpara.

Adicionalmente, existen muchos diseños teóricos de sistemas de posicionamiento de ambientes interiores que utilizan luz visible como principal medio de transmitir sus señales o como apoyo a otro tipo de señales. En [7], [30], [33], [34], [128], [134], [170]–[172] se muestran algunos de estos diseños y en algunos de ellos se habla de exactitudes del orden de los 5 cm en la posición estimada.

Como se puede ver, los sistemas de posicionamiento en ambientes interiores basados en luz visible han emergido de la mano de las VLC, tienen claras ventajas en comparación con sus tecnologías competidoras, por lo tanto, cada vez es mayor el interés comercial y científico en la investigación de estos sistemas.

2.4. Trabajos relacionados en la Universidad de Guanajuato

Este proyecto es la continuación de la tesis titulada “*Sistema de Posicionamiento Local Basado en la Tecnología Li-Fi*” del ingeniero Miguel Ángel Flores Olmedo [173].

Se buscó en la base de datos de tesis de la universidad la existencia de trabajos previos relacionados con estos temas y se encontró que se ha trabajado con la tecnología Li-Fi en algunos proyectos de grado previos, como lo son:

- *“Diseño e Implementación de un Sistema de Comunicación Inalámbrica Full-Duplex Utilizando Tecnología Li-Fi”*, tesis de maestría del maestro José Luis López Ramírez [174].
- *“Sistema de Comunicación Multi-Haz Unidireccional Basado en la Tecnología Li-Fi”*, tesis profesional del ingeniero Antonio Vega Ramírez [175].
- *“Diseño e Implementación de un Sistema de Comunicación Inalámbrica Simplex Utilizando Tecnología Li-Fi”*, tesis profesional del ingeniero José Daniel López Pérez [176].

Capítulo 3

Fundamentos Teóricos

3.1. Elementos de un sistema VLC

Los sistemas de comunicación por luz visible o VLC, al igual que todo sistema de comunicación, se compone fundamentalmente de los elementos emisor o transmisor, canal o medio, mensaje y receptor. El hecho de que las VLC utilicen la *luz visible como medio de transmisión o canal*, hace pensar que cualquier fuente de luz puede ser utilizada como emisor, sin embargo, debido a limitaciones de la mayoría de las fuentes de luz solo *los ledes tienen utilidad práctica como transmisores*. Finalmente, en las comunicaciones por luz visible *la recepción de los mensajes se realiza mediante dispositivos llamados fotodetectores o fotorreceptores*.

3.1.1. La luz (canal)

La luz es un tipo de onda electromagnética. Cuando se habla de “luz”, normalmente se hace referencia a la luz visible, la luz ultravioleta que son las longitudes de onda menores que la luz visible, y a la luz infrarroja que son las longitudes de onda mayores que las de la luz visible.

Si agrupamos las ondas electromagnéticas en bandas espectrales por longitudes de onda veremos un espectro que empieza desde las longitudes de onda más cortas hasta las más largas que incluyen, respectivamente, a los rayos gamma, los rayos X, la luz ultravioleta (UV), la luz visible, la luz infrarroja y las ondas de radio. Los rayos gamma y los rayos X tienen fuertes propiedades de partícula y poseen alta energía. Las ondas de radio se agrupan en ondas submilimétricas, ondas milimétricas, y ondas centimétricas, así como en ondas UHF (del inglés Ultra High Frequency: “ultra alta frecuencia”), VHF (acrónimo en inglés de Very High Frequency: “muy alta frecuencia”), cortas, medias, largas y ultralargas [177].

Las ondas electromagnéticas tienen características tanto de onda como de partícula, este comportamiento dual es explicado por la física cuántica, y la partícula elemental a la que se atribuyen todas las manifestaciones electromagnéticas es el *fotón*. La energía en Joules de un fotón con una longitud de onda es expresada por la ecuación (3.1).

$$E = h \cdot \nu = \frac{h \cdot c}{\lambda} [J] \quad (3.1)$$

donde,

h : es la constante de Planck ($6.626 \times 10^{-34} J \cdot s$)

ν : es la frecuencia de la luz [Hz]

c : es la velocidad de la luz en el vacío $2.998 \times 10^8 m/s$

λ : es la longitud de onda [m]

La energía del fotón se suele expresar también en electronvoltios o eV, y si la longitud de onda se expresa en micrómetros, la expresión matemática de un electronvoltio es la mostrada en la ecuación (3.2).

$$E = \frac{1.24}{\lambda} [eV] \quad (3.2)$$

En la figura 3.1 se muestra el espectro electromagnético, resaltando el espectro correspondiente a la luz visible. En esta figura también se enseña la energía de los fotones de acuerdo a la longitud de onda. Además, se muestra el rango de longitudes de onda cubierto por algunas fuentes de luz y algunos fotodetectores.

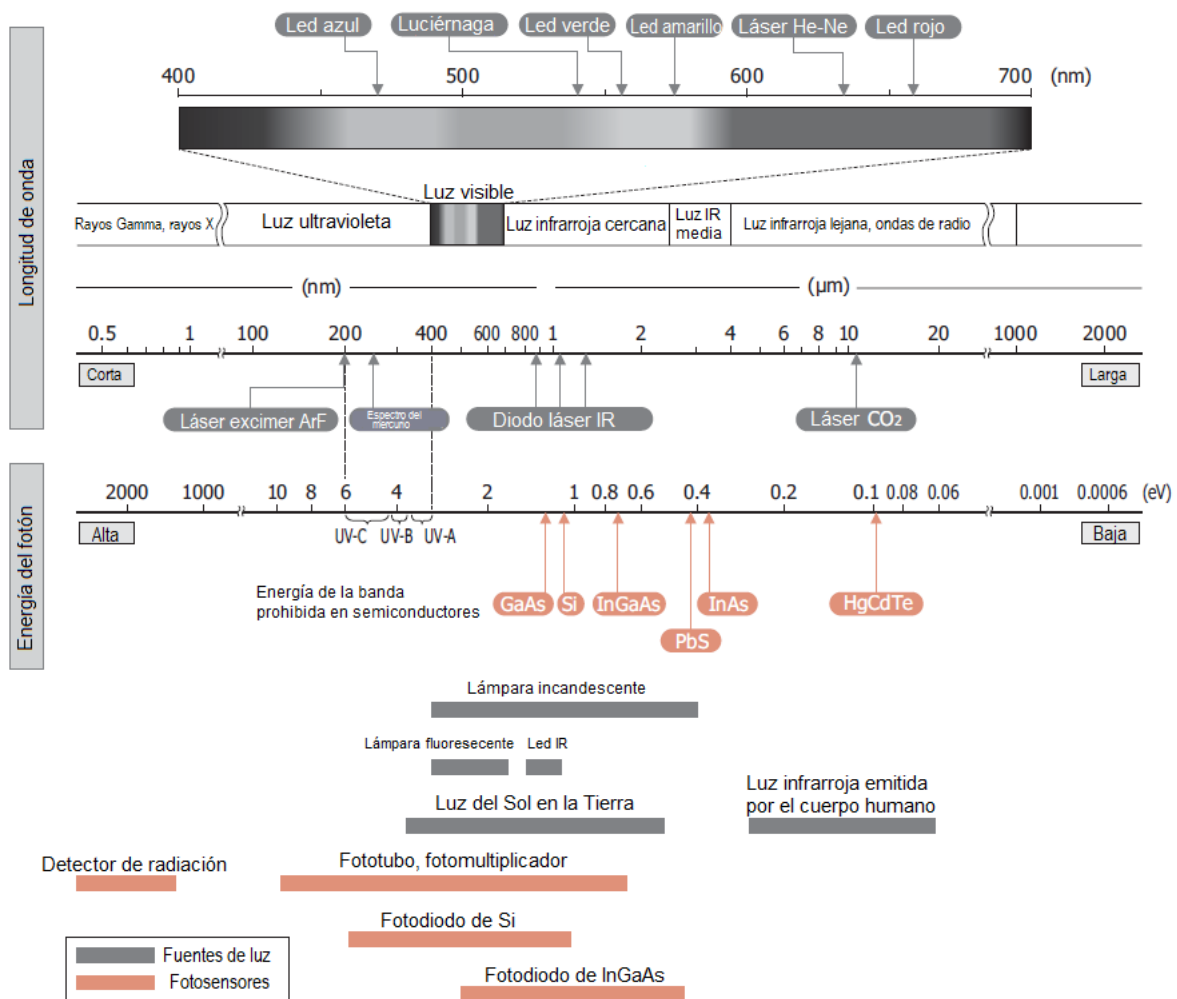


Figura 3.1. Espectro electromagnético, energía de los fotones de acuerdo a la longitud de onda y rango del espectro cubierto por algunas fuentes de luz y algunos fotodetectores.¹⁷

Si expresamos el rango de la luz que el ojo humano percibe como colores, es decir, las longitudes de onda desde los 390 nm hasta los 700 nm; obtenemos los siete colores del arcoíris:

¹⁷ Fuente: Hamamatsu Photonics K.K., «Introduction», en *Opto-Semiconductor Handbook*, 2014, pp. 3.

violeta, índigo, azul, verde, amarillo, naranja y rojo. Debido a la estructura del ojo, las personas perciben más agudamente la luz visible en los 555 nm, que corresponde a un color amarillo verdoso [177].

Nivel de luz

El nivel de luz se puede expresar por el número de fotones por segundo usando la ecuación (3.3).

$$W = N \cdot E = N \cdot h \cdot \nu = N \cdot \frac{c}{\lambda} \quad (3.3)$$

donde,

W: es el nivel de luz [W]

N: es el número de fotones por segundo [s^{-1}]

El nivel de luz también puede ser expresado como el número de fotones por unidad de tiempo y por área de la superficie incidente (la unidad típica es $mm^{-2}s^{-1}$). Existe una variedad de métodos para expresar el nivel de luz, estos métodos se pueden clasificar en dos grandes grupos: métodos por cantidad de radiación y métodos fotométricos. La cantidad de radiación expresa el nivel de luz como una cantidad puramente física de las ondas electromagnéticas. Los métodos fotométricos, por otro lado, expresan el nivel de luz por su posibilidad de ser capturado por el ojo humano.

Hay diferentes tipos de medidas para la cantidad de radiación y la fotometría de acuerdo a varias condiciones. En la tabla 3.1 se resumen algunas de estas medidas.

<i>Condición del nivel de luz</i>	<i>Cantidad de radiación</i>		<i>Fotometría</i>	
	<i>Nombre</i>	<i>Unidad</i>	<i>Nombre</i>	<i>Unidad</i>
<i>Energía radiante total emitida desde una fuente de luz por unidad de tiempo</i>	Flujo radiante	W	Flujo luminoso	lm (lumen)
<i>Cantidad de energía emitida desde una fuente de luz puntual por unidad de ángulo sólido</i>	Intensidad radiante	W/sr	Intensidad luminosa	cd(candela)
<i>Energía radiante por unidad de área de una fuente de luz que tiene un área emisión</i>	Emitancia radiante	W/m ²	Emitancia luminosa	lm/m ²
<i>Energía radiante por unidad de área de una fuente de luz que tiene un área de emisión por unidad de ángulo sólido</i>	Radiancia	W/(m ² ·sr)	Luminancia	cd/m ²
<i>Flujo radiante o luminoso que golpea una superficie por unidad de área</i>	Irradiancia	W/m ²	Iluminancia	lx (lux)

Tabla 3.1. Medidas del nivel de luz bajo diferentes condiciones para la cantidad de radiación y la fotometría.

La diferencia entre el lux y el lumen consiste en que el lux toma en cuenta la superficie sobre la que el flujo luminoso se distribuye, por ejemplo, 1000 lúmenes, concentrados sobre un metro cuadrado, iluminan esa superficie con 1000 luxes. Los mismos mil lúmenes, distribuidos sobre 10 metros cuadrados, producen una iluminancia de solo 100 luxes. Una iluminancia de 500 luxes es posible en una cocina con un simple tubo fluorescente. Pero para iluminar una fábrica al mismo nivel, se pueden requerir decenas de tubos. En otras palabras, iluminar un área mayor con la misma iluminancia requiere un número mayor de lúmenes. El brillo a nuestro alrededor en nuestras vidas cotidianas está típicamente entre varios y miles de luxes y el rango dinámico típico del ojo humano es de alrededor de 3 o 4 órdenes de magnitud de luxes.

En la figura 3.2 se representan ejemplos del rango de nivel de luz en el que operan algunos fotodetectores y la iluminancia de algunas fuentes naturales en diferentes escalas. La

correlación entre el número de fotones incidentes, la irradiancia y la iluminancia se realiza para una luz con 555 nm de longitud de onda.

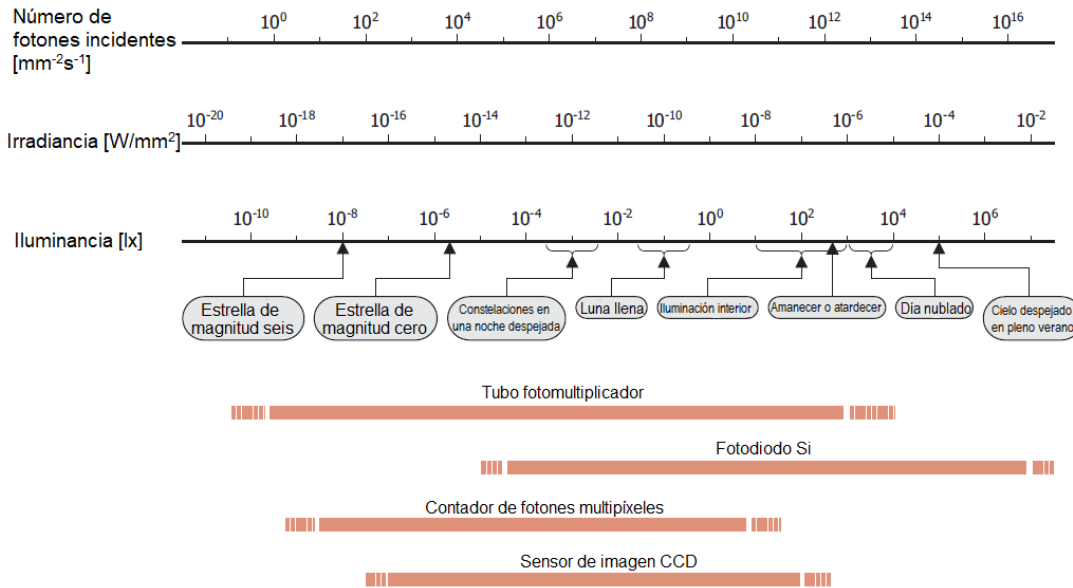


Figura 3.2. Nivel de luz y fotodetectores.¹⁸

El ojo humano responde a bajos niveles de luz ensanchando la pupila, lo cual permite que más luz entre al ojo. Esta respuesta resulta en una diferencia entre los niveles de luz percibida y medida. La relación entre la luz percibida y medida está da por:

$$Luz\ percibida\ (\%) = 100 \times \sqrt{\frac{Luz\ medida\ (\%)}{100}} \quad (3.4)$$

Como se muestra en la ecuación (3.4), una lámpara que emite un 10% de su potencia lumínica nominal se percibe como atenuación de la luz de solo el 32% [25].

3.1.2. Ledes (transmisor)

El led, (acrónimo en inglés de LED, Light-Emitting Diode), es un tipo especial de diodo semiconductor, que tiene la capacidad de emitir luz al disponerse en polarización directa. Funciona de forma análoga a la inmensa mayoría de diodos, es decir, el led solo emitirá luz si lo polarizamos de forma directa, colocando el positivo en el ánodo y el negativo en el cátodo, y si superamos su nivel de tensión umbral [178].

El efecto que describe el funcionamiento del led fue descubierto empíricamente y de forma independiente por el científico británico Henry J. Round en los laboratorios Marconi en 1907 y por el inventor ruso Oleg Losev en 1927, siendo este último quien dejó los cimientos para el futuro desarrollo de los ledes [179], [180]. Este efecto se denomina electroluminiscencia y ocurre cuando un voltaje adecuado se aplica a las terminales de una unión de semiconductor

¹⁸ Fuente: Hamamatsu Photonics K.K, «Introduction», en *Opto-Semiconductor Handbook*, 2014, pp. 3.

PN, entonces los electrones se pueden recombinar con los huecos (átomos a los que les falta un electrón) dentro del dispositivo, liberando energía en forma de fotones. Cada led emite luz en un rango muy estrecho de longitudes de onda, por lo que cada uno tiene un color específico, y la electroluminiscencia (la capacidad para liberar energía en forma de fotones) y el color de la luz emitida dependen del semiconductor del que están fabricados [181].

La gran variedad de materiales semiconductores, así como la propiedad de modificar su rango de emisión mediante la manipulación de impurezas, ha permitido crear ledes tan variados que en conjunto pueden emitir luz en el rango desde los 200 nm hasta los 1000 nm, estas longitudes de onda corresponden a emisiones ultravioleta (UV) cercanas a la luz visible (200 nm a 390 nm), emisiones de luz visible (390 nm a 700 nm) y emisiones de infrarrojo cercanas a la luz visible (700 nm a 1000 nm) [182]–[184]. Los ledes que emiten en este último grupo de longitudes de onda son conocidos como ledes infrarrojos o IREDs (acrónimo del inglés InfraRed Emitting Diodes: “diodos emisores de infrarrojo”).

Debido al hecho de que naturalmente cada led emite su luz en un rango del espectro muy estrecho sería imposible fabricar un led que emita luz blanca, que se compone de todas las longitudes de onda del espectro visible; por lo que para producir luz blanca lo que hacen los fabricantes es mezclar la luz emitida por ledes de diferentes longitudes de onda (RGB) o manipular con un material fosforescente la luz emitida por un led de longitud de onda corta (UV o azul) para generar otras longitudes de onda mayores y mezclarlas, de tal forma que el espectro resultante forme una luz que se percibe como blanca; siendo este último el método más utilizado por entregar una luz blanca más similar a la de la luz solar [185], [186]. En la figura 3.3 se puede ver el espectro de un led blanco RGB donde se diferencia el espectro emitido por cada led integrante del arreglo (rojo, amarillo-verde y azul).

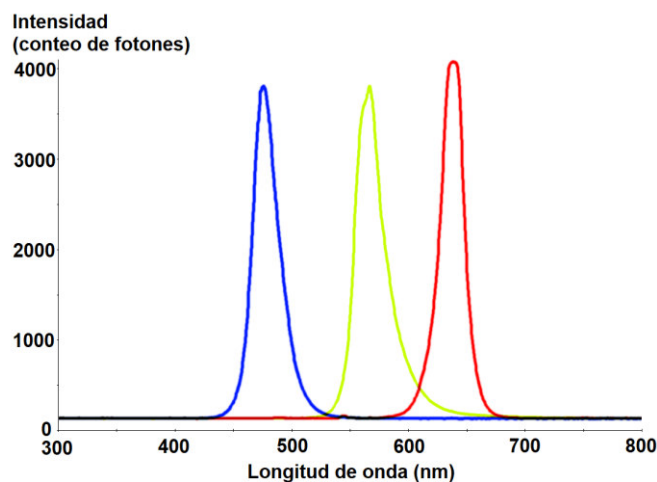


Figura 3.3. Espectro de un led blanco RGB.¹⁹

En la figura 3.4 se observa el espectro emitido por un led blanco basado en la redistribución del espectro emitido por un led azul mediante materiales fosforescentes. Al comparar las figuras 19 y 20 podemos notar que la redistribución de la luz de una longitud de onda corta produce un espectro mucho más uniforme que el emitido por la combinación ledes

¹⁹ Fuente: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/f/f4/Red-YellowGreen-Blue_LED_spectra.png Accedido: [04-ago-2017]

de diferentes colores, esta es la razón fundamental por la que el método de la redistribución del espectro es más usado por la industria.

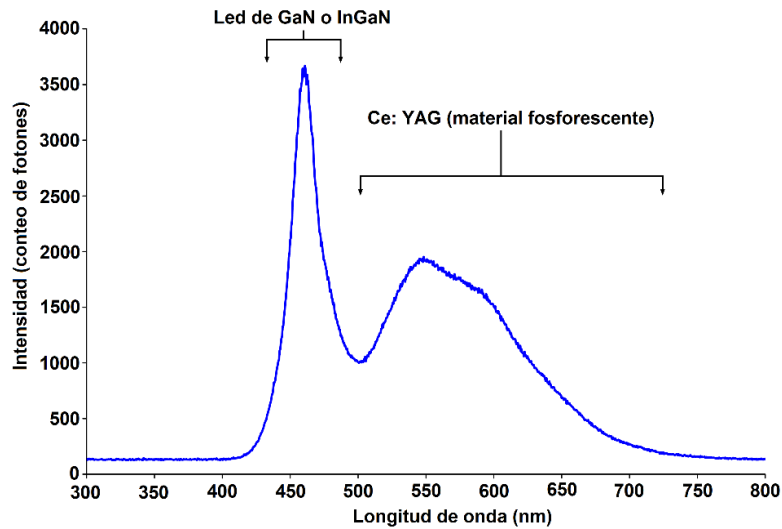


Figura 3.4. Espectro de un led blanco constituido por un led azul y un material fosforescente.²⁰

En los diagramas de circuitos eléctricos, los ledes se representan por el símbolo de un diodo con unas flechas, que significan la emisión de luz desde el dispositivo hacia el exterior. En la figura 3.5 (a) se puede ver el símbolo en los diagramas de circuitos de los ledes.

En los ledes de inserción se puede distinguir el ánodo porque, dentro de la cúpula de epoxi representa la terminal con menor área, y también coincide con la terminal o patilla de mayor longitud fuera de la cúpula. Otra característica que permite distinguir, en este caso el ánodo, es la ausencia de forma redonda en el borde de la cúpula, siendo en este lado del led plana. En la figura 3.5 (b) se puede visualizar mejor esta descripción del aspecto físico de un led de inserción.

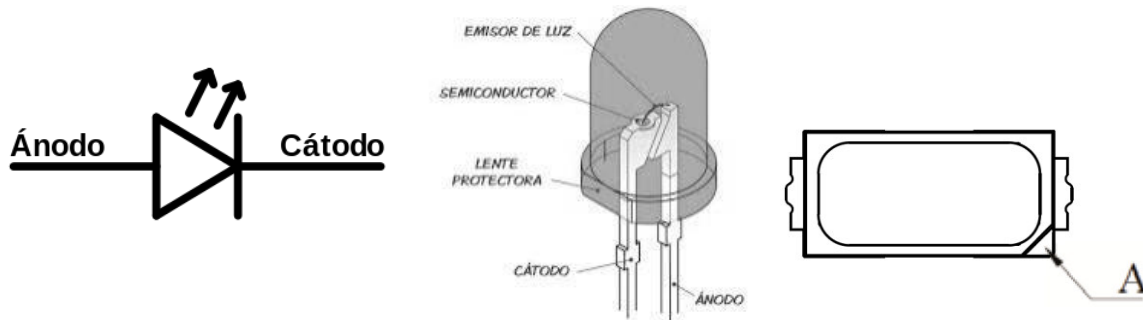


Figura 3.5. Representaciones gráficas de los ledes: símbolo del led en los diagramas de circuitos eléctricos (izq.), apariencia de un led de inserción y sus partes identificadas (cen.) y aspecto físico de un led SMD donde se señala el ánodo con la letra A (der.).²¹

La miniaturización y el aumento en la eficiencia de los ledes ha permitido la fabricación de estos con la tecnología SMD (acrónimo en inglés de Surface Mounting Device: “dispositivo de montaje superficial”), esta tecnología presenta una gran variedad de encapsulados, pero en general, la identificación del ánodo en estos encapsulados se realiza mediante una muesca que

²⁰ Fuente: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/4/48/White_LED.png Accedido: [04-ago-2017]

²¹ Fuentes:

(a) https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/3/30/Simbolo_Electrico_diodo_LED.svg Accedido: [14-jun-2017]

(b) <http://www.ideatumismo.com/led-vs-bombillas-incandescentes/> Accedido: [14-jun-2017]

(c) Lumileds, «DS208 Luxeon 3014 Product Datasheet», Lumileds Holding B.V., 2016

deja el fabricante en esta terminal. En la figura 3.5 (c) se puede observar una representación gráfica de un led de montaje superficial en la cual se señala el ánodo con la letra A.

Los ledes necesitan ser polarizados con una tensión directa para funcionar, haciendo circular la corriente de ánodo a cátodo del led. La corriente que circule por un por led es directamente proporcional a la cantidad de luz que emite. Sin embargo, la cantidad de corriente que circula por él debe estar entre unos límites si no queremos averiarlo. Para limitar la corriente, bajo un voltaje de alimentación dado, podemos emplear una resistencia en serie con el led; para calcular el valor de esta resistencia empleamos la ecuación (3.5):

$$R_{mínima} = \frac{V_{alimentación} - V_{led}}{I_{max_led}} \quad (3.5)$$

donde, $R_{mínima}$ es valor de resistencia mínima que se va a colocar en serie con el led para limitar la corriente, $V_{alimentación}$ es el voltaje con el que se está alimentando el circuito del led, V_{led} es la caída de tensión o tensión umbral del led que normalmente está entre 1.5 y 4 V dependiendo del color, y I_{max} es la corriente máxima que puede soportar el led, normalmente está entre 30 y 50 mA, y el valor nominal recomendado normalmente es de unos 20 mA.

Ventajas de los ledes

Los ledes presentan muchas ventajas sobre las fuentes de luz incandescente y fluorescente, algunas de estas son:

- Eficiencia. Los ledes emiten más lúmenes por watt que las bombillas incandescentes, además la eficiencia de los ledes no se afecta por su forma o su tamaño , a diferencia de las lámparas o tubos fluorescentes [187].
- Color. Los ledes pueden emitir luz de un color deseado sin la necesidad de usar filtros de color como lo hacen los métodos tradicionales de iluminación, lo cual los hace más eficientes en este aspecto.
- Tamaño. Se pueden fabricar ledes de un tamaño menor a 2 mm y se pueden de agregar fácilmente a una tarjeta de circuito impreso [188].
- Encendido rápido y funcionamiento intermitente. Los ledes encienden muy rápido. Un típico led de un indicador logra su brillo completo en un tiempo menor a un microsegundo. Los ledes usados en los dispositivos de comunicación pueden tener tiempo de respuesta incluso aún menores, que pueden estar alrededor de unos cuantos nanosegundos. Además, los ledes son ideales para sistemas en los que se requiera en encendido y apagado periódico, como los estroboscópicos; en contraste con las lámparas incandescentes y fluorescentes que fallan rápidamente cuando la alimentación se interrumpe y habilita rápida, y repetitivamente, o de las lámparas de descarga de alta intensidad que requieren un largo tiempo antes de reiniciarse. Estas ventajas son las que hace a los ledes ideales para la transmisión de datos en las VLC.
- Regulación de la intensidad. Los ledes pueden fácilmente regular su intensidad, ya sea mediante una modulación por ancho de pulso en la alimentación, o a través de la reducción de la corriente de alimentación [189].

- Luz de baja temperatura. A diferencia de la mayoría de las fuentes de luz, los ledes irradian muy poco calor en forma de ondas infrarrojas, que puede causar daños en la sensibilidad de objetos o tejidos.
- Baja probabilidad de falla. Los ledes normalmente fallan reduciendo su luminosidad con el tiempo, en contraste con las fallas abruptas que pueden presentar las bombillas incandescentes.
- Tiempo de vida. Los ledes pueden tener una larga vida, relativamente. Un reporte estima que su vida útil es de 35,000 a 50,000 horas, aunque el tiempo para una falla completa puede ser mayor [190]. Los tubos fluorescentes típicamente fallan entre las 10,000 y 15,000 horas, dependiendo parcialmente de las condiciones de uso, y las bombillas incandescentes fallan entre las 1,000 y 2,000 horas.
- Resistencia a las vibraciones y los golpes. Los ledes, por ser dispositivos de estado sólido, son difícilmente dañados con un golpe externo, a diferencia de las bombillas fluorescentes e incandescentes que son frágiles.
- Luz dirigida. El paquete sólido de los ledes puede ser diseñado para enfocar su luz. Las fuentes incandescentes y fluorescentes con frecuencia requieren de un reflector externo para recolectar y dirigir la luz de una forma útil.

Desventajas de los ledes

Algunas de las desventajas que pueden presentar a los ledes se describen a continuación:

- Precio inicial. Los ledes actualmente son ligeramente más caros (precio por lumen) con base en el capital inicial, que otras tecnologías de iluminación.
- Dependencia de la temperatura. El funcionamiento de un led depende ampliamente de la temperatura ambiente, o del manejo de sus propiedades térmicas. Sobrecargar un led en ambientes con alta temperatura puede resultar en el sobrecalentamiento del empaquetado del led, lo cual conduciría al fallo del dispositivo.
- Sensibilidad al voltaje. Los ledes operan normalmente con una tensión superior a su tensión umbral y con una corriente inferior a su límite. La corriente y el tiempo de vida cambian enormemente con un pequeño cambio en el voltaje aplicado. Por lo tanto, los ledes requieren una fuente de corriente regulada (normalmente esto se hace con una resistencia en serie).
- Fidelidad del color. Los ledes de color blanco frío tienen un espectro diferente al de un cuerpo negro radiante como el sol o la luz incandescente. Esta diferencia puede causar que el color de un objeto bajo la iluminación led y bajo la luz del sol o fuentes incandescentes se perciba diferente, debido al metamerismo.
- Área de la fuente de luz. Los ledes por sí solos no se aproximan a una fuente de luz puntual que da una distribución de luz esférica, en cambio dan una distribución lambertiana. Por lo tanto, los ledes son difícilmente aplicables en usos que necesitan un campo de luz esférico; sin embargo, los diferentes campos de luz de un led pueden ser manipulados al aplicar diferentes ópticas o lentes.
- Polaridad eléctrica. A diferencia de las bombillas incandescentes, las cuales iluminan sin importar la polaridad eléctrica, los ledes solo iluminan con la correcta polaridad

eléctrica. Por lo tanto, para el correcto funcionamiento de los ledes con la red eléctrica de alterna, es necesario utilizar rectificadores.

- Polución lumínica y riesgo de la luz azul. Los ledes de color blanco frío y los ledes azules emiten longitudes de onda mucho más cortas que las fuentes de luz convencionales. Estas longitudes de onda en las luces de exterior causan sustancialmente más brillo del cielo nocturno, debido a la alta sensibilidad al azul y al verde de la visión escotópica (percepción visual que se produce cuando los niveles de iluminación son bajos), y también pueden exceder los límites seguros del llamado *riesgo de la luz azul* (daño potencial de la retina al exponerse a longitudes de onda principalmente entre los 400 y los 500 nm). Por lo que, estos ledes tienen un mayor impacto en la salud humana y en el ambiente, que las fuentes de luz con bajo contenido de color azul [191]–[193].
- Decaimiento de la eficiencia. La eficiencia de los ledes decae con el aumento de la corriente. El calentamiento del led también aumenta con mayores corrientes, lo cual compromete su tiempo de vida. Estos efectos ponen límites prácticos a la corriente que fluye a través de un led en aplicaciones de alta potencia [194].
- Uso en condiciones de invierno. Debido a que los ledes no entregan mucho calor en comparación con las luces incandescentes, el usarlos en los semáforos durante el invierno hace que pueden ser tapados por la nieve, conduciendo a accidentes [195].
- Metales tóxicos. Aunque los ledes tienen la ventaja de no contener mercurio con respecto a las lámparas fluorescentes, pueden contener otros metales de riesgo como plomo o arsénico. Un estudio publicado en 2011 declaró que: “de acuerdo a los estándares federales, los ledes no son riesgosos a excepción de los rojos de baja intensidad, los cuales filtran plomo en niveles que exceden los límites regulatorios (186 mg/L; límite regulatorio: 5). Sin embargo, de acuerdo a las regulaciones de California, excesivos niveles de cobre (hasta 3892 mg/kg; límite: 2500), plomo (hasta 8103 mg/kg; límite: 1000), níquel (hasta 4797 mg/kg; límite: 2000), o plata (hasta 721 mg/kg; límite: 500) vuelven a todos los ledes riesgosos, a excepción de los amarillos de baja intensidad” [196].

Los recientes desarrollos (en eficiencia y miniaturización) y la reducción de costos de producción en los ledes les permiten ser usados en la iluminación de ambientes, de tareas específicas, de aeronaves, de lámparas frontales de los autos, de avisos de publicidad, de semáforos, de flashes de las cámaras, etc.; esto ha impulsado una revolución que busca reemplazar las fuentes de iluminación artificial tradicionales por las basadas en tecnología led [197], [198].

3.1.3. Conceptos en los ledes y en las lámparas de ledes

IRC (Ra)

Es el índice de reproducción cromática. Es el nivel de calidad de reproducción de los colores naturales en función de la fuente de luz. Numéricamente el IRC se mide en CIE Ra. Una fuente de luz con un IRC de 100 Ra significa que todos los colores aparecerán exactamente como cabría esperar bajo condiciones normales de luz. El IRC 100 lo da el sol. El IRC de un led blanco

cálido es de unos 90 Ra, lo que aporta una excelente percepción del color. Actualmente, los ledes alcanzan un IRC de hasta 95 Ra. Un IRC elevado permitirá ver los objetos con mayor naturalidad.

Ángulo del haz de luz

El ángulo del haz de luz es el ángulo entre dos planos de luz donde la intensidad es al menos el 50% de la máxima intensidad en el centro del haz. Este concepto se puede comprender mejor al observar la figura 3.6.

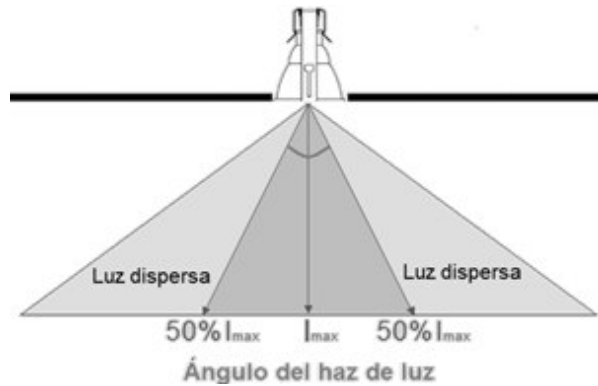


Figura 3.6. Ángulo del haz de una fuente luz.²²

Patrón de radiación

Para entender mejor la forma en que la luz se dispersa por el espacio, los fabricantes entregan las especificaciones del patrón de radiación, este es una gráfica que muestra cómo decae la luz a medida que se aumenta el ángulo de vista. En la figura 3.7, se muestra el ejemplo de un patrón de radiación normalizado de un led de montaje superficial.

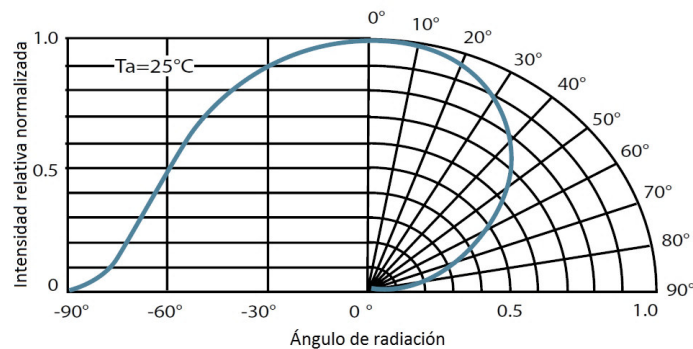


Figura 3.7. Patrón de radiación de un led de montaje superficial.²³

Temperatura de la luz (CCT)

La temperatura de color de una fuente de luz es la temperatura de un cuerpo negro radiante ideal que irradia luz de un color comparable a la de esa fuente de luz. Por esta razón la temperatura de color es convencionalmente expresada en kelvin K. Algunas fuentes de luz como las lámparas fluorescentes o los ledes emiten luz con un espectro que no siguen la forma de radiación de un cuerpo negro. Estas fuentes son caracterizadas con un parámetro conocido como CCT (del inglés Correlated Color Temperature: “temperatura de color correlacionada”). El CCT

²² Fuente: <https://ezatbaroudi.wordpress.com/2016/02/27/ldg-4-ddr-and-beam-angle-of-light/> Accedido: [04-may-2017]

²³ Fuente: Edison Lighting Design Manufacturing Service, «PLCC 3014 0.1W CRI 80», Datasheet ver. 5, 2014, pp. 11

es la temperatura de color de un cuerpo negro radiante que para la percepción humana del color más se asemeja a la luz de la lámpara. Los ledes de luz blanca disponibles en el mercado normalmente se presentan con algunas de las temperaturas de color que se mencionan a continuación.

Blanco cálido: Temperatura de color entre 2700 K y 3000 K, aporta una luz blanca con un toque amarillento.

Blanco Neutro/Natural: Temperatura de color entre 4000 K y 4500 K, aporta una luz blanca limpia.

Blanco Frío: Temperatura de color entre 6000 K y 7000 K, aporta una luz blanca con un toque azulado.

En la figura 3.8 se puede observar el espectro de radiación típico de un led para las temperaturas de luz blanco cálido, blanco neutro y blanco frío.

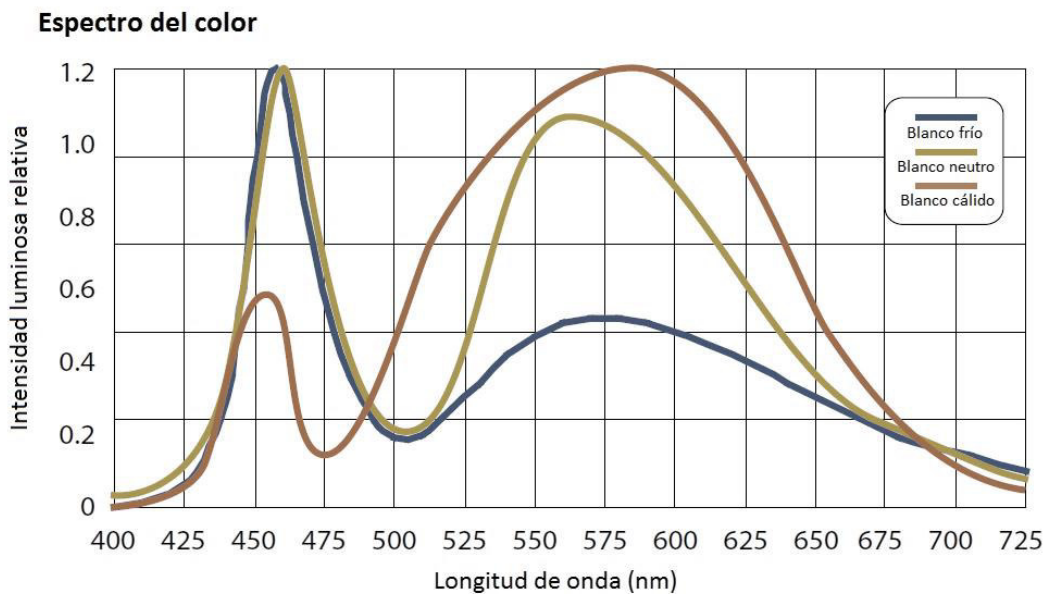


Figura 3.8. Espectro de radiación emitido por los ledes blancos de diferentes temperaturas de color.²⁴

Grado de protección IP

El grado de protección IP hace referencia a la clasificación dada en la norma 60529 de la IEC (del inglés International Electrotechnical Commission: “Comisión Electrotécnica Internacional”) [199]. Este estándar da una clasificación a las carcasas o contenedores de los equipos eléctricos con voltajes que no excedan 72.5 kV. La clasificación se realiza mediante un código alfanumérico en función del nivel de protección que las carcasas le dan al equipamiento eléctrico contra la entrada de materiales extraños.

La estructura de los códigos es muy fácil de identificar, se compone de dos letras y dos números: **IP**[][]. Las letras son siempre IP (del inglés Ingress Protection: “protección de ingreso”) y los números tienen la estructura descrita a continuación.

²⁴ Fuente: Edison Lighting Design Manufacturing Service, «PLCC 3014 0.1W CRI 80», Datasheet ver. 5, 2014, pp. 11

Primer dígito ($IP[X][]$). Es el nivel de protección contra el ingreso de objetos sólidos y tiene los siguientes grados:

<i>Nivel</i>	<i>Tamaño del objeto entrante</i>	<i>Efectivo contra</i>
0	---	Sin protección.
1	<50 mm	Una esfera de 50 mm de diámetro no debe entrar por completo.
2	<12.5 mm	Una esfera de 12.5 mm de diámetro no debe entrar por completo.
3	<2.5 mm	Una esfera de 2.5 mm de diámetro no debe entrar por completo.
4	< 1 mm	Una esfera de 1 mm de diámetro no debe entrar por completo.
5	Protección contra polvo	No se evita la entrada de polvo, pero se asegura que no entre en una cantidad suficiente como para afectar el correcto funcionamiento del equipo.
6	Protección fuerte contra polvo	El polvo no debe entrar en ninguna circunstancia.

Tabla 3.2. Valores y descripción del primer dígito del grado de protección. IP.

Segundo dígito ($IP[][X]$). Es el nivel de protección contra el ingreso de agua y puede tener los siguientes valores.

<i>Nivel</i>	<i>Protección ante</i>	<i>Detalles de la forma de protección</i>
0	Sin protección	El agua entrará en el equipo en poco tiempo.
1	Goteo de agua	No debe entrar agua cuando se la deja caer desde 200 mm de altura durante 10 minutos, a razón de 3-5 mm ³ /min.
2	Goteo de agua	No debe entrar agua cuando se la deja caer durante 10 minutos a razón de 3-5 mm ³ /min desde ángulos de 15° tanto en sentido vertical como horizontal.
3	Agua nebulizada (spray)	No debe entrar agua nebulizada en un ángulo de 60° a derecha e izquierda de la vertical a un promedio de 11 L/min y a una presión de 80-100 kN/m ² durante un tiempo que no sea menor a 5 minutos.
4	Chorros de agua	No debe entrar el agua arrojada desde cualquier ángulo a un promedio de 80-100 kN/m ² durante un tiempo que no sea menor a 5 minutos.
5	Chorros de agua	No debe entrar el agua arrojada a chorro desde cualquier ángulo por medio de una boquilla de 6.3 mm de diámetro, a un promedio de 12.5 L/min a una presión de 30 kN/m ² durante un tiempo que no sea menor a 3 minutos y a una distancia no menor de 3 metros.
6	Chorros muy potentes de agua	No debe entrar agua arrojada a chorro desde cualquier ángulo por medio de una boquilla de 12.5 mm de diámetro, a un promedio de 100 L/min y a una presión de 100 kN/m ² durante no menos de 3 minutos y a una distancia no menor de 3 metros.
7	Inmersión completa en agua	El objeto debe soportar sin filtración alguna la inmersión completa a 1 metro durante 30 minutos.
8	Inmersión completa y continua en agua	El equipo debe soportar sin filtración alguna la inmersión completa y continua a la profundidad y durante el tiempo que especifique el fabricante del producto, pero deben ser condiciones más severas que las especificadas para el valor 7.
9K	Potentes chorros de agua a alta temperatura	El dispositivo debe estar protegido contra chorros de corto alcance a alta presión y de alta temperatura. Los parámetros de prueba deben ser volúmenes agua de 14-16 L/min, presiones de 8000/10000 kPa, distancias no menores a 0.1 m y temperaturas de hasta 80 °C.

Tabla 3.3. Valores y descripción del segundo dígito del grado de protección. IP.

3.1.4. Lámparas led de luz descendente

Se denomina luz descendente o luz empotrada descendente a cualquier lámpara que ilumine de manera directa y en posición horizontal hacia abajo, estando la luz que esta proyecta

concentrada en un único punto, evitando así que la luz se expanda por el resto del habitáculo. Estas lámparas se encuentran empotradas y comúnmente están envueltas en un reflector para concentrar el haz de luz en un área bastante reducida evitando la dispersión de luz, consiguiendo una iluminación muy característica.

Hay tres partes que componen una lámpara led: la moldura, el armazón y la bombilla led. La moldura es la porción donde se concentra la luz. Esta es la inserción que se ve cuando se mira hacia arriba en el accesorio, e incluye además el forro delgado alrededor del borde de la luz. El armazón es el accesorio que se instala dentro del techo y contiene el soporte de la lámpara. Actualmente, la fuente de luz de las lámparas de luz descendente basadas en la tecnología led está constituida por arreglos de ledes de montaje superficial o SMD y los encapsulados más comunes de estos elementos son: el SMD3014 y el SMD2835, siendo este último el más utilizado. Algunas características básicas de estos módulos de montaje superficial se muestran en la tabla 3.4.

<i>Módulo SMD</i>	<i>Dimensiones (mm x mm)</i>	<i>Potencia (watt)</i>	<i>Flujo (lumen)</i>	<i>CRI (Ra)</i>	<i>Ángulo del haz</i>	<i>Eficacia mín. (lm/W)</i>	<i>Eficacia máx. (lm/W)</i>
3014	3.0 x 1.4	0.1	9 - 12	75 - 85	120°	90	120
2835	2.8 x 3.5	0.2	14 - 25	75 - 85	120°	70	125

Tabla 3.4. Propiedades de los módulos de ledes de montaje superficial más usados en las lámparas de luz descendente.

Las lámparas led de luz descendente se han comercializado muy bien en los últimos años, y se pueden conseguir en forma circular o en forma cuadrada. Estas lámparas al estar constituidos por arreglos de ledes superficiales tienen la característica de presentar diferentes tamaños para diferentes consumos de potencia, existiendo ya algunos tamaños estandarizados en el comercio. Adicionalmente, estas lámparas al trabajar con corriente continua vienen con un driver que se encarga de rectificar la onda de los tomacorrientes y entregar los valores de voltaje de corriente continua adecuados. En la tabla 3.5 se encuentran datos característicos de lámparas de este tipo ultradelgadas que se encuentran en el mercado.

Asimismo, existen propiedades de estas lámparas que son invariables a la potencia consumida, es decir, lámparas de diferente potencia pueden compartir estos valores, algunas de estas propiedades con sus valores típicos se presentan en la tabla 3.6.

<i>Potencia</i>	<i>Tamaño (diámetro x altura)</i>	<i>Tamaño del agujero para empotrarla</i>	<i>Peso neto</i>	<i>Flujo lumínico</i>
3 W	90 mm x 13 mm	70 mm	100 g	260 lm
4 W	105 mm x 13 mm	90 mm	120 g	320 lm
6 W	120 mm x 13 mm	105 mm	150 g	420 lm
9 W	150 mm x 13 mm	130 mm	250 g	620 lm
12 W	170 mm x 13 mm	150 mm	350 g	860 lm
15 W	190 mm x 13 mm	180 mm	500 g	1060 lm
18 W	225 mm x 13 mm	200 mm	550 g	1480 lm

Tabla 3.5. Características de algunas lámparas led de luz descendente ultradelgadas que se comercializan.

<i>Voltaje de alimentación</i>	85 – 265 VAC a 50 – 60 Hz
<i>Temperatura de la luz</i>	Blanco cálido (2800 – 3200 K)
	Banco natural (4000 – 4500 K)
	Blanco frío (5500 – 6500 K)
<i>Ángulo del haz</i>	160°

Vida útil	50000 horas
Protección	IP20
Temperatura de trabajo	-25 °C – 65 °C

Tabla 3.6. Propiedades generales de las lámparas led de luz descendente ultradelgadas que se comercializan.

En la figura 3.9 se pueden apreciar algunas lámparas led de luz descendente ultradelgadas que se consiguen en el mercado.



Figura 3.9. Algunas lámparas led de luz descendente ultradelgadas comercializadas. De izquierda a derecha y de arriba hacia abajo se muestran la de 3W, la de 6W, la de 9W, la de 6W, la de 9W y la de 18W.²⁵

3.1.5. Fotodetector (receptor)

Un detector de luz, conocido también fotodetector o fotorreceptor, es un sensor que genera una señal eléctrica dependiente de la luz u otra radiación electromagnética que recibe. Los fotodetectores se clasifican en aquellos que utilizan el efecto fotoeléctrico y los de tipo térmico.

El efecto fotoeléctrico se puede considerar como el efecto contrario a la electroluminiscencia de los ledes. Este efecto fue descrito teóricamente por Albert Einstein en 1905 y demostrado experimentalmente por Robert Andrews Millikan en 1914. En este efecto se utiliza el comportamiento de los fotones como partículas, los cuales al chocar con algunos materiales especiales pueden hacer que se desprendan electrones y se alteren las propiedades eléctricas del material. Los fotones se pueden ver como partículas cuánticas que tienen una cantidad de energía descrita por la ecuación (3.1) y esta energía depende de sus propiedades ondulatorias, más específicamente de su longitud de onda. Algunos materiales semiconductores tienen la propiedad de emitir electrones al ser golpeados en una unión PN por fotones con ciertos niveles de energía, en otras palabras, cuando luz de ciertos colores incide en una unión PN puede modificar las propiedades eléctricas del material [200], [201].

Existe una subdivisión de los dispositivos que utilizan el efecto fotoeléctrico basada en la forma en la que se recolectan los electrones emitidos o *fotoelectrones*. Cuando los fotoelectrones son emitidos hacia un sólido en lugar de hacia el vacío se denomina *fotoemisión interna*, y cuando

²⁵ Fuente:
<https://ae01.alicdn.com/kf/HTB19ow5GVXXXXXVXXXXq6xXFXXXZ/201454003/HTB19ow5GVXXXXXVXXXXq6xXFXXXZ.jpg>
 Accedido: [14-12-2016]

se emiten hacia el vacío se conoce como *fotoemisión externa*. La fotoemisión interna se divide, a su vez, en el *efecto fotovoltaico*, en el cual la luz incidente hace que aparezca un voltaje en la unión PN, y en el *efecto fotoconductor*, donde la luz incidente hace que cambie la resistencia interna del material.

Los fotodetectores de tipo térmico incluyen a los de fuerza electromotriz que convierten el calor en una fuerza electromotriz, a los de tipo conductor que convierten el calor en conductividad, y a los de carga superficial que convierten el calor en una carga superficial. Estos fotorreceptores ofrecen las ventajas de que la sensibilidad no depende de la longitud de onda y que no necesitan controlar su temperatura. Sin embargo, hay inconvenientes en el tiempo de respuesta y la capacidad de detección [177].

En la tabla 3.7 se muestran algunos fotodetectores clasificados según su tipo, así como las características generales de cada tipo.

	<i>Tipo</i>	<i>Fotodetectores</i>	<i>Características</i>
<i>Efecto fotoeléctrico interno</i>	Fotovoltaico	<ul style="list-style-type: none"> - Fotodiodo - Fotodiodo de avalancha - Fotodiodo PIN - Contador de fotones multipíxeles - Sensores IC fotográficos - Dispositivo sensible a la posición - Sensor de imagen 	<ul style="list-style-type: none"> - Alta velocidad de respuesta - Rango de respuesta espectral: desde UV hasta IR cercano - Tamaño pequeño - Fáciles de integrar
	Fotoconductor	<ul style="list-style-type: none"> - Detector fotoconductor PbS/PbSe - Detector fotoconductor MCT - Tubo de captura de imagen 	<ul style="list-style-type: none"> - Rango de respuesta espectral: desde luz visible hasta IR - Generalmente la respuesta es lenta
<i>Efecto fotoeléctrico externo</i>		<ul style="list-style-type: none"> - Fototubo - Tubo fotomultiplicador - Tubo de imagen 	<ul style="list-style-type: none"> - Alta sensibilidad - Alta velocidad de respuesta - Rango de respuesta espectral: desde UV hasta IR cercano - Amplia área fotosensible posible
<i>Térmico</i>	Fuerza electromotriz	<ul style="list-style-type: none"> - Termopila detectora 	<ul style="list-style-type: none"> - Sensibilidad no depende de la longitud de onda
	Conductor	<ul style="list-style-type: none"> - Bolómetro 	<ul style="list-style-type: none"> - Respuesta es lenta
	Carga superficial	<ul style="list-style-type: none"> - Detector piroeléctrico 	

Tabla 3.7. Clasificación de los fotorreceptores

Las comunicaciones por luz visible requieren que los fotodetectores tengan ciertas características para que puedan captar lo mejor posible las señales que los transmisores envían. Entre estas características tenemos: sensibilidad a lo largo de todo el espectro de la luz visible, alta velocidad de respuesta, bajo ruido, tiempo de vida largo, tamaño compacto y ligero, y una alta sensibilidad a cambios en la intensidad de luz. Con base en estos lineamientos, a continuación, se explicará la razón por la cual los *fotodiodos* han sido los fotodetectores más ampliamente utilizados en los sistemas VLC.

3.1.6. Fotodiodos

Los fotodiodos son fotodetectores que generan una corriente (denominada fotocorriente) o un voltaje cuando la unión PN en el material semiconductor es irradiada por la luz. El término fotodiodo se puede expandir para incluir incluso a las celdas solares, pero usualmente se refiere a los sensores que detectan los cambios de luz de forma precisa. Los fotodiodos de silicio (Si) son ampliamente usados para detectar la presencia o ausencia, intensidad, y color de la luz. Estos dispositivos poseen las siguientes características generales: excelente linealidad con respecto a la luz incidente, son compactos y ligeros, son mecánicamente resistentes, tienen un amplio rango de respuesta espectral, presentan bajo ruido y tienen un largo tiempo de vida útil.

Los fotodiodos estructuralmente son similares a los diodos comunes, con la diferencia de que en los primeros la unión PN se cubre con materiales transparentes que permitan el paso de la luz para producir el efecto fotoeléctrico, mientras que en los segundos se utilizan materiales opacos para evitar este efecto. Las células o celdas de los paneles solares son fundamentalmente fotodiodos de gran área; el aumento del área hace que se mejore la cantidad de energía eléctrica generada a partir de la luz incidente, pero hace decrecer enormemente la velocidad de respuesta y la sensibilidad del fotodiodo, por lo que una celda solar no es prácticamente útil como sensor de luz visible.

Existen algunos parámetros, que se definen a continuación, y que son críticos para medir el rendimiento de estos dispositivos, estos dependen del material usado y de la forma de construcción del fotodiodo.

Fotosensibilidad

La fotosensibilidad o sensibilidad espectral es la relación entre la fotocorriente generada y la potencia de la luz incidente, se mide en amperes sobre watts [A/W] cuando se utiliza el fotodiodo en el modo fotoconductor. Este parámetro entrega información sobre la eficiencia del sensor cuando es irradiado por luz de una longitud de onda específica. La dependencia de la longitud de onda puede ser también expresada como una *eficiencia cuántica*, o la relación entre el número de portadores de carga generados y el número de fotones incidentes, esta es una cantidad sin unidades. La eficiencia cuántica también se puede expresar con la ecuación (3.6) [202].

$$EQ = \frac{S \times 1240}{\lambda} \times 100\% \quad (3.6)$$

donde,

EQ: es la eficiencia cuántica

S: es la fotosensibilidad del sensor [A/W]

λ : es la longitud de onda de la luz incidente [nm]

En la figura 3.10 se puede visualizar la fotosensibilidad típica de un fotodiodo de silicio y de un fotodiodo de silicio PIN que se mejoró para tener una mejor respuesta en el espectro infrarrojo, ambos a 25°C y comparados con la eficiencia cuántica teórica del 100%.

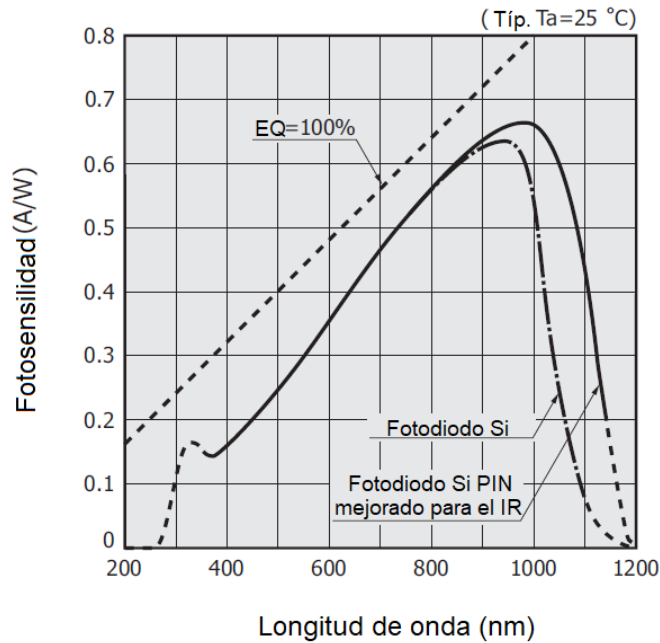


Figura 3.10. Fotosensibilidad de un fotodiodo de silicio y de un fotodiodo de silicio PIN mejorado para el IR.²⁶

Corriente de oscuridad

Es la corriente que fluye a través del fotodiodo en ausencia de luz, cuando opera en el modo fotoconductor. La corriente de oscuridad incluye la fotocorriente generada por la radiación de fondo y la corriente de saturación de la unión del semiconductor. Esta corriente debe ser tomada en cuenta para la calibración si un fotodiodo es usado para hacer una medición exacta de potencia óptica, y también es una fuente de ruido cuando el fotodiodo se usa en un sistema de comunicación óptico.

Tiempo de respuesta

Es una medida de qué tan rápido los portadores de carga generados son extraídos a un circuito externo como una salida de corriente, y es expresado normalmente como el tiempo de subida o la frecuencia de corte. El tiempo de subida es el tiempo requerido para que la señal de salida cambie del 10% al 90% de su valor pico. Cuando un fotodiodo recibe una señal de luz modulada de forma sinusoidal emitida desde un diodo láser, la frecuencia de corte (f_c) es definida como la frecuencia a la cual la salida del fotodiodo cae 3dB relativos al nivel de salida del 100% que se mantiene mientras la frecuencia de la señal sinusoidal aumenta. Esta se puede aproximar de forma brusca a partir del tiempo de subida (t_r) por la ecuación (3.7) [202].

$$f_c = \frac{0.35}{t_r} \quad (3.7)$$

Potencia del ruido equivalente

Este parámetro, también conocido como NEP (del inglés Noise-Equivalente Power), es la mínima potencia óptica para generar una fotocorriente que sea igual a la corriente eficaz de ruido en un ancho de banda de 1 Hz, o ruido equivalente. La potencia del ruido equivalente es esencialmente la mínima potencia detectable, y es descrita por la ecuación (3.8).

²⁶ Fuente: Hamamatsu Photonics K.K, «Si Photodiodes», en *Opto-Semiconductor Handbook*, 2014, p.p. 7.

$$NEP = \frac{i_n}{S} [W/\sqrt{Hz}] \quad (3.8)$$

donde,

i_n : es la corriente de ruido [A/\sqrt{Hz}]

S : es la fotosensibilidad [A/W]

Cuando se utiliza un sistema de comunicaciones por luz visible, todos estos parámetros contribuyen a la sensibilidad del receptor, lo cual es la mínima potencia de entrada requerida para que el receptor logre una *tasa de error de binaria* específica.

En los diagramas de circuitos los fotodiodos se representan por el símbolo de un diodo con flechas que apuntan hacia él donde las flechas indican la luz incidente en el dispositivo, de forma análoga a la representación de los ledes. En la figura 3.11 se muestra la representación de un fotodiodo en los diagramas de circuitos.

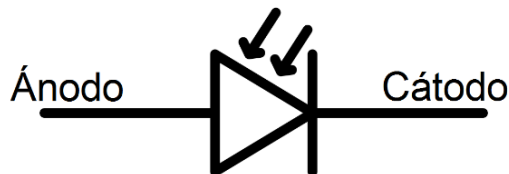


Figura 3.11. Símbolo en circuitos del fotodiodo.²⁷

Estos dispositivos tienen dos formas de operación que se diferencian principalmente por la forma en que se conecta la alimentación:

- Modo fotovoltaico. En este modo el fotodiodo no se polariza y el flujo de corriente generado por la incidencia de luz se restringe, por lo que un voltaje es generado. Este modo utiliza el efecto fotovoltaico, el cual es la base de las celdas solares.
- Modo fotoconductor. En este modo el fotodiodo es frecuentemente polarizado de forma inversa (con el cátodo conectado al positivo). Esto reduce el tiempo de respuesta, aunque aumenta la corriente de oscuridad sin alterar mucho la fotocorriente generada. Para una distribución espectral dada, la fotocorriente es linealmente proporcional a la iluminancia. Aunque en este modo el dispositivo es más rápido, también tiende a exhibir más ruido electrónico.

Estos dispositivos por su forma de construcción se pueden clasificar en:

- Fotodiodo de silicio (Si). Son fotodiodos creados con una típica unión PN de silicio. Estos dispositivos se caracterizan por tener alta sensibilidad y bajo nivel de ruido, y son específicamente diseñados para la fotometría de precisión y la fotometría general en el rango visible.
- Fotodiodo Si PIN. Son fotodiodos con una capa de semiconductor intrínseco (silicio sin dopar) entre las capas p y n. Esta capa hace sean generados menos portadores de carga fuera de la región de agotamiento, se reduzca la capacitancia de salida, y el tiempo de tránsito de los portadores en la zona de agotamiento sea menor. Todo esto hace que el tiempo de respuesta sea menor, por lo que estos dispositivos se usan para las comunicaciones ópticas y

²⁷ Fuente: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/2/2b/Photodiode_symbol.svg Accedido: [03-sept-2017]

otras aplicaciones que requieran gran velocidad de respuesta, con frecuencias de corte por encima de los 10 MHz.

- Fotodiodo de avalancha o APD (del inglés Avalanche PhotoDiode). Son dispositivos de gran velocidad y alta sensibilidad que internamente multiplican la fotocorriente cuando altos voltajes de reversa son aplicados. La función de multiplicación interna, referida como multiplicación de avalancha, se produce cuando el voltaje de reversa se aproxima a la tensión de ruptura del semiconductor (entre 100 y 200 V en el silicio), entonces cada portador generado es multiplicado por la ruptura de avalancha, resultando en una ganancia interna en el fotodiodo. Esta ganancia hace que aumente la fotosensibilidad, lo cual permite la medición de señales de luz de baja intensidad. La habilidad de los fotodiodos de avalancha de multiplicar las señales reduce el efecto del ruido y logra mejores relaciones señal/ruido o S/N (de las siglas en inglés Signal/Noise) que los fotodiodos PIN, manteniendo una excelente linealidad.

3.1.7. Fototransistores

Un fototransistor es un transistor sensible a la luz. Un tipo de fototransistor común, llamado transistor fotobipolar, es en esencia un transistor bipolar encapsulado en un material transparente de tal forma que la luz pueda llegar a la unión base-colector (esta unión no es más que un fotodiodo). Los electrones que son generados por los fotones en la unión base colector son inyectados a la base, y esta fotocorriente es amplificada por la ganancia de corriente del transistor β (o h_{fe}), que típicamente está entre 100 y 1000 dependiendo del tipo de aplicación [203]. Si la base y el colector son conectados y el emisor no, el fototransistor se convierte en un fotodiodo. Aunque los fototransistores tienen una mayor a fotosensibilidad, no son capaces de detectar bajos niveles de luz mejor que los fotodiodos. Los fototransistores tienen un tiempo de respuesta significativamente mayor que los fotodiodos, de alrededor de 30 ms y 1 ms; por lo que tienen frecuencia de corte mucho más bajas, de alrededor de uno pocos cientos de kHz. Los fototransistores de efecto campo, también conocidos como fotofets, son transistores de efecto campo sensibles a la luz, y a diferencia de los transistores fotobipolares, controlan la corriente entre dren y fuente creando un voltaje de compuerta. En la figura 3.12 se pueden ver dos símbolos electrónicos usados para representar a los fototransistores.

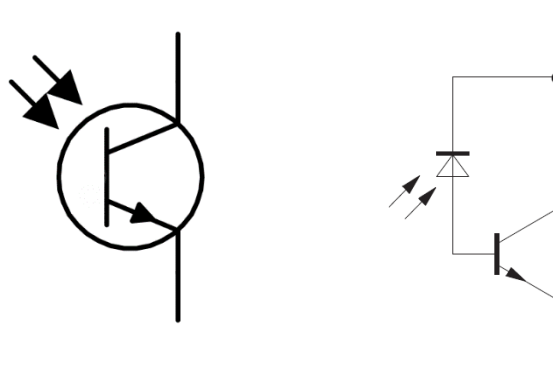


Figura 3.12. Símbolos electrónicos usados para los fototransistores.²⁸

²⁸ Fuentes:

3.2. Esquemas de modulación y de demodulación

3.2.1. Modulación digital de amplitud (OOK)

La modulación digital de amplitud, también conocida como modulación binaria sencilla u OOK (acrónimo en inglés de On-Off Keying), es la forma más sencilla de modulación por cambio de amplitud (ASK, del inglés Amplitud Shift Keying) que representa datos digitales como la presencia o ausencia de una señal portadora. Este tipo de modulación es usado para transmitir el código Morse sobre frecuencias de radio, aunque en principio cualquier esquema de codificación digital puede ser usado. La modulación digital de amplitud ha sido usada en las bandas ISM (siglas en inglés de Industrial, Scientific and Medical: “industriales, científicas y médicas”) para transferir información entre computadores, por ejemplo. La expresión de un modulador OOK se muestra en la ecuación (3.9).

$$v_{AM}(t) = v_m(t) * v_i(t) \quad (3.9)$$

donde,

$v_{AM}(t)$: es la salida del modulador digital de amplitud.

$v_m(t)$: es la señal digital moduladora.

$v_i(t)$: es la señal de entrada, que puede ser una señal sinusoidal, o un valor de voltaje constante, lo cual generaría una señal con forma similar a la moduladora, pero puede tener una amplitud diferente.

En la figura 3.13 se puede ver la señal resultante de la modulación digital de amplitud a una señal sinusoidal. Se puede ver que la señal sinusoidal solo se envía en los intervalos en los que la secuencia binaria de entrada se encuentra en el nivel lógico alto (1 V).

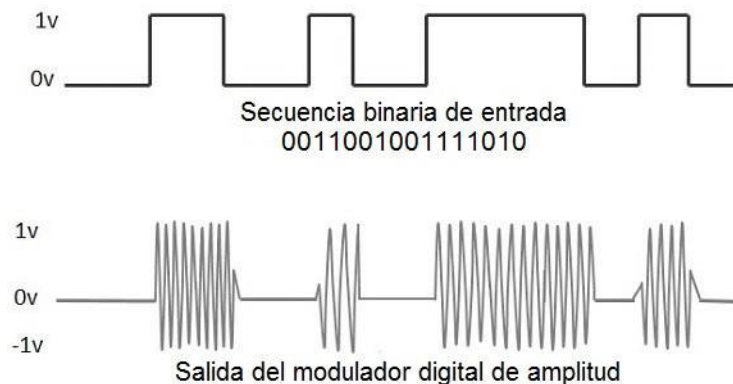


Figura 3.13. Modulación OOK de una sinusoidal.²⁹

En los sistemas de comunicación ópticos, es común utilizar la modulación binaria sencilla de la fuente de luz para transmitir los datos. De esta forma se puede transmitir información digital a través de luz, de forma cableada (fibra óptica) o inalámbrica (VLC),

<https://en.wikipedia.org/wiki/File:PhototransistorSymbol.png> Accedido: [03-sept-2017]
Vishay Semiconductors, «Physics and Technology». 06-oct-2014, p.p. 8

²⁹ Fuente: https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/images/ask_modulated_waveform.jpg Accedido: [04-sept-2017]

haciendo parpadear la fuente (láseres o ledes) rápidamente. Específicamente, en las comunicaciones inalámbricas por luz visible, se envía la información tratando de afectar lo menos posible la función original de las luminarias, que es alumbrar, por lo que se busca que la frecuencia de los parpadeos se encuentre muy por encima del valor umbral en que el ojo humano los pueda percibir, que es de alrededor de 200 Hz [204], pero que aún sean perceptibles por el fotorreceptor utilizado.

3.2.2. Multiplexación por división de frecuencia (FDM)

La multiplexación por división de frecuencia o FDM (del inglés Frequency Division Multiplexing) es una técnica utilizada en comunicaciones que busca transmitir diferentes mensajes por un medio en simultáneo mediante la asignación de un rango del espectro en frecuencia específico para cada mensaje, y evitando al máximo que se interfieran entre sí. Cada rango del espectro en frecuencia asignado se denomina canal, y la extensión de este rango se conoce como ancho de banda del canal. De esta forma se pueden transmitir mensajes de diferentes fuentes al tiempo o trozos de un mensaje largo en simultáneo; incluso se puede crear un canal full dúplex, donde se puedan enviar y recibir datos en simultáneo, asignando un canal para el envío y otro para la recepción de datos. La banda o conjunto de frecuencias ocupadas por una señal en su forma natural se conoce como banda base y, durante la modulación, esta señal se mezcla (con cambios en amplitud, frecuencia o fase) con una señal de más alta frecuencia, denominada portadora. Por lo tanto, la información de la señal en banda base viaja en un espectro alrededor de la señal portadora (canal), y se pueden emplear varias señales portadoras para transmitir diferentes señales de banda base; pero se debe asegurar que el ancho del espectro ocupado alrededor de cada portadora no se solape con el de las vecinas. En la figura 3.14 se puede observar una representación gráfica de la forma en que 3 señales en banda base se envían por tres portadoras contiguas entre sí.

La cantidad de información que se puede enviar por un canal mediante la FDM depende del espectro en frecuencia ocupado por las señales en banda base, y del ancho de banda disponible en el medio en que se realizará la transmisión. La clave para una buena transmisión y recepción de las señales mediante la multiplexación por división de frecuencias está en separar lo suficiente las señales portadoras, para que los datos no se mezclen y para que en la demodulación se pueda separar cada canal con facilidad.

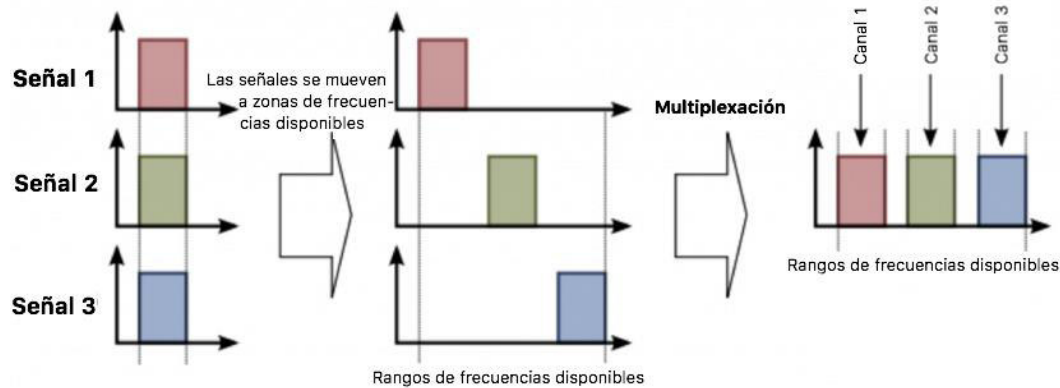


Figura 3.14. Ilustración del proceso de multiplexación por división de frecuencias.³⁰

³⁰ Fuente: <https://www.kullabs.com/classes/subjects/units/lessons/notes/note-detail/10008> Accedido: [28-11-2017]

3.2.3. Multiplexación por división de tiempo (TDM)

Esta es una técnica usada en comunicaciones que busca transmitir diferentes mensajes por un medio, mediante la asignación de un tiempo de transmisión para cada mensaje. Esta es la forma más simple de transmisión y se puede comparar con la conversación entre las personas, en la cual para que se pueda transmitir el mensaje de forma correcta, cada persona habla en un determinado momento. Claramente los canales de comunicación que utilizan esta técnica son semi-duplex, es decir que solo un trasmisor puede transmitir a la vez. Una desventaja de esta técnica es que para transmitir grandes mensajes se requeriría mucho tiempo, y que el receptor tendría que esperar todo ese tiempo para reconstruir el mensaje; pero este inconveniente se puede superar dividiendo el mensaje en trozos que se pueden ir reconstruyendo y acumulando para formar el mensaje original.

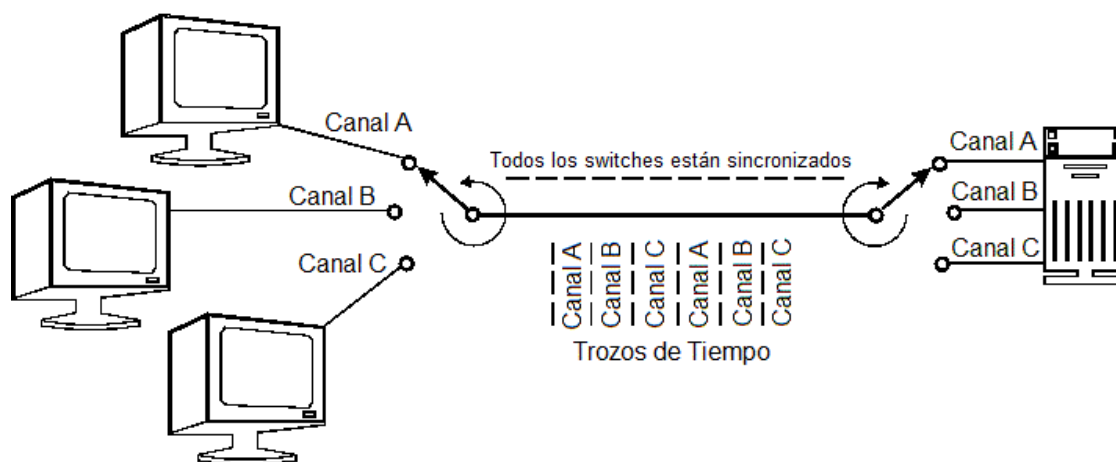


Figura 3.15. Representación gráfica de una multiplexación por división de tiempo.³¹

En la TDM (acrónimo en inglés de Time Division Multiplexing) se pueden emplear diferentes métodos para transmitir un mensaje. Se puede variar el tiempo de transmisión de una señal constante para diferenciar los símbolos del mensaje, del tal forma que unos símbolos empleen un corto tiempo y otros símbolos empleen un mayor tiempo; de esta forma funcionó el telégrafo y fue una de las primeras formas de transmitir mensajes con datos binarios. También se puede asignar un tiempo definido a cada símbolo, y que cada símbolo tenga características que permitan diferenciarlo fácilmente de los otros; las conversaciones de las personas se pueden ver como un ejemplo analógico de esta técnica, o los protocolos de comunicación serial o de internet de las computadoras son un ejemplo digital de esta técnica. En la figura 3.15 se muestra una representación gráfica de un ejemplo de esta forma de operación, donde el control de acceso al medio lo tienen interruptores sincronizados y cada equipo de la izquierda tiene un tiempo de transmisión. Por último, se puede controlar el tiempo que tiene cada fuente para usar el medio, mediante el uso de un código o una señal que indique el cambio de transmisor, de la misma forma en que funcionan los walkie-talkie usados en el sector militar.

³¹ Fuente: <http://www.telecomworld101.com/Intro2dcRev2/page99.html> Accedido: [19-12-2017]

3.2.4. Multiplexación espacial

Este método emplea la distancia de separación que puede existir entre varios transmisores como una ventaja, pues se busca que el mensaje entregado por cada transmisor solo sea percibido en una zona alrededor de este. Para sacar el máximo provecho a esta técnica los transmisores deben ser unidireccionales, de tal forma que los mensajes emitidos por ellos se puedan recibir solo en zonas delimitadas. De esta forma se pueden transmitir varios mensajes en simultáneo por un mismo medio, con las desventajas de que se requiere de un receptor exclusivo por cada transmisor y de que el sistema ocuparía una mayor área; algo así como una transmisión digital en paralelo, pero en lugar de cables se utilizan medios inalámbricos para la transmisión.

La multiplexación espacial se puede emplear de diferentes formas. Se puede segmentar un mensaje para difundirlo con diferentes transmisores, y que sea recibido por diferentes receptores que luego entreguen la parte que cada uno de ellos capturó a un equipo central que unifique las partes y reconstruya el mensaje original. También se pueden enviar diferentes mensajes en simultáneo por diferentes transmisores, que sean capturados por diferentes receptores y cada uno de estos mensajes alimentaría a un sistema de información.

En general, una condición para que esta técnica permita la correcta transferencia de información es que los mensajes difundidos en cada vecindad de transmisores tengan una baja correlación entre ellos, es decir, aunque haya ciertas zonas compartidas por mensajes de diferentes transmisores, estos no se mezclen o lo hagan mínimamente, de tal forma que en esas zonas se puedan diferenciar los mensajes y se pueda determinar el dominante sin que se vean afectados los datos de este por las demás señales presentes.

3.2.5. Filtrado de señales

Se le denomina filtrado de señales al conjunto de técnicas empleadas para separar, discriminar o seleccionar señales en un medio. En general, estas técnicas se aplican a las frecuencias del medio, tratando de permitir solo el paso de las frecuencias que componen la señal deseada. Los dispositivos empleados para este fin se denominan filtros, y en su concepción ideal solo deben afectar la frecuencia de las señales que pasan por él, pero en la realidad afectan también parámetros de estas como la fase y la amplitud.

En el proceso del filtrado de señales existen dos formas diferentes de dar una solución al diseño de filtros. La primera aborda el problema desde el enfoque de la matemática determinística y se podría decir que es la solución más sencilla, pero al mismo tiempo más ideal, puesto que las señales deben cumplir con ciertas características para poder ser filtradas mediante estas técnicas. La principal condición que deben cumplir las señales para ser filtradas de esta primera forma es que sean lineales e invariantes en el tiempo, y de esta condición también surge el nombre de este tipo de filtros, pues se denominan *filtros lineales*. La segunda forma da una solución basada en métodos estocásticos o probabilísticos, y aunque el proceso de diseño y los conceptos se tornan más complicados de esta forma, es una solución más generalizada, más exacta y más acorde al comportamiento real de las señales. Los filtros diseñados por estos métodos se denominan *filtros no lineales* o *estocásticos*.

Los filtros lineales, a pesar de ser considerados ideales, son una buena solución cuando se quiere hacer un diseño rápido y las condiciones del medio se pueden controlar. Por lo tanto, en este trabajo los filtros lineales son una solución válida y todos los diseños de filtros que se requirieron fueron hechos basados en este tipo de filtros.

Filtros lineales

Matemáticamente un filtro lineal se representa por una expresión denominada función de transferencia, que se relaciona con las señales presentes en el medio y la señal filtrada mediante la fórmula de la ecuación (3.10):

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (3.10)$$

donde,

$y(t)$: es la señal de salida luego de aplicar el filtro, o señal filtrada

$x(t)$: es la señal de entrada, la información presente en el medio

$h(t)$: es la operación de convolución

*: es la función de transferencia o filtro

Como se puede observar en la ecuación (3.10) la señal de entrada, el filtro y la señal filtrada se relacionan mediante una operación matemática denominada convolución. La convolución se representa matemáticamente por la fórmula (3.11).

$$x(t) * h(t) = (x * h)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\eta)g(t - \eta)d\eta \quad (3.11)$$

En la ecuación (3.11) se puede observar que la convolución es una expresión matemática algo compleja, pero existe una forma de simplificar esta expresión al aplicar la transformada de Laplace a cada uno de los elementos de la expresión original. Si aplicamos la transformada de Laplace a la ecuación (3.12) obtenemos:

$$Y(s) = X(s) \cdot H(s) \quad (3.12)$$

donde,

$Y(s)$: es la transformada de Laplace de la señal de salida

$X(s)$: es la transformada de Laplace de la señal de entrada

$H(s)$: es la transformada de Laplace de la función de transferencia

Como se visualiza en la ecuación (3.12), al aplicar la transformada de Laplace, la expresión de la ecuación (3.11) se convirtió en una simple multiplicación, y al despejar se puede obtener la expresión de la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (3.13)$$

La ecuación (3.13) representa la función de transferencia, es decir los datos del filtro, en el dominio de Laplace; si deseamos conocer la forma de nuestro filtro en el dominio del tiempo debemos aplicar la transformada inversa de Laplace a la expresión (3.13).

La función de transferencia de un filtro tiene la siguiente forma matemática en el dominio de Laplace:

$$H(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} = \frac{b_m (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{a_n (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} \quad (3.14)$$

En la ecuación (3.14), los valores z_1, z_2, \dots, z_m se conocen como ceros, mientras que, los valores p_1, p_2, \dots, p_n se conocen como polos del sistema. En esta ecuación, a su vez el número de factores con forma $(s - z_x)$ en el numerador, que es el mismo valor de m , representa el número de ceros del sistema y el número de factores con forma $(s - p_x)$ en el denominador, que equivale al valor de n , representa el número de polos del sistema; a su vez, el número de polos representa el orden del filtro.

El comportamiento del filtro está directamente influenciado por el número de polos y ceros del sistema, así como los valores de estos. El número de polos y sus valores son los elementos más influyentes, debido a que son los definen la estabilidad del filtro y su respuesta dinámica. Por lo anterior, el denominador de la expresión (3.14) se conoce como la ecuación característica del filtro.

La transformada de Laplace fue concebida para señales con naturaleza exponencial y periódica, por lo cual es útil para analizar el comportamiento de los sistemas al recibir entradas de este tipo; pero cuando se hace un diseño de filtros solo se requiere analizar el comportamiento del sistema al recibir señales de diferente frecuencia, es decir, solo periódicas. Cuando se quiere limitar el análisis de un sistema solo a su respuesta en frecuencia, la transformada de Laplace se conoce como transformada de Fourier, y la variable s de Laplace se reemplaza por la variable $j\omega$.

Tipos de filtros

Los filtros tienen diferentes criterios de clasificación de acuerdo a su forma de funcionar, algunos de estos criterios son:

- Por el tipo de sistema donde se van a implementar
- Por la manipulación que hacen a las frecuencias
- Por la forma en que se optimiza su diseño

Clasificación de filtros por el tipo de sistema a implementar

Por el tipo de sistema donde se van a implementar los tipos se clasifican en *analógicos* y *digitales*. Los filtros analógicos son formados por circuitos eléctricos y fueron los primeros filtros en implementarse, estos a su vez se clasifican en *filtros pasivos* y *activos*, dependiendo del tipo de elementos de circuito que utilicen.

Los *filtros analógicos pasivos* se conforman por elementos electrónicos pasivos como lo son resistencias, capacitores e inductores. Para que un circuito eléctrico se comporte como filtro debe tener al menos un elemento resistivo y elemento almacenador de energía, es decir, un capacitor o un inductor; por esta razón estos filtros también se conocen como filtros RC, RL o RLC, dependiendo del tipo de elementos del que estén formados. El número de componentes almacenadores de energía que conformen el circuito del filtro nos indica el orden del filtro, en otras palabras, cada elemento almacenador de energía agrega un polo al sistema. Por lo tanto, un filtro RLC debe ser por lo menos de orden 2, y los filtros RC y RL más básicos son de orden uno.

Los filtros pasivos tienen una desventaja práctica notoria, y es el hecho de depender de elementos con limitaciones físicas. Para frecuencias altas (> 1 MHz), los filtros RLC tienen un buen comportamiento, pero para frecuencias bajas (> 1 Hz < 1 MHz) el valor del inductor necesario se vuelve muy grande y por lo tanto el inductor se vuelve voluminoso, haciendo difícil su elaboración desde un punto de vista económico. En estos casos es que surge la necesidad de los *filtros analógicos activos*.

Los filtros activos son circuitos que usan amplificadores operacionales, conocidos como op-amp por sus siglas en inglés (operational amplifier), como dispositivo activo en combinación con resistores y capacitores para entregar un comportamiento similar al de un filtro RLC en bajas frecuencias, pero sin las desventajas prácticas de este [205].

En la figura 3.16 se visualiza el circuito de un filtro pasa-bajas de segundo orden pasivo, a la izquierda, y el circuito de un filtro pasa-bajas de segundo orden activo.

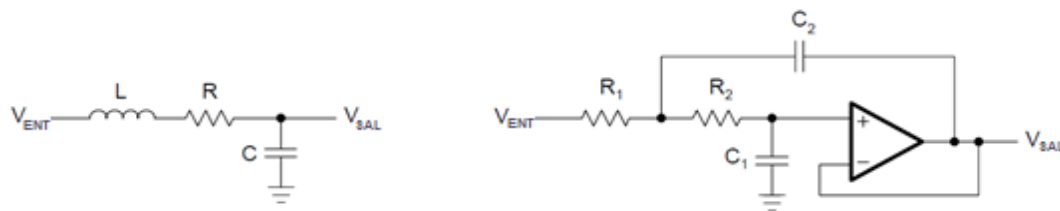


Figura 3.16. Filtro pasa-bajas pasivo de segundo orden y filtro pasa-bajas activo de segundo orden.³²

Los *filtros digitales*, surgieron a partir de la creación de las computadoras y de la electrónica digital; y con el aumento de las capacidades de cómputo de los ordenadores actuales, su uso se ha extendido enormemente. La principal ventaja práctica de estos filtros radica en el hecho de ser implementados a nivel lógico como operaciones entre datos de una computadora; es decir, estos filtros no requieren de una configuración componentes físicos para implementarse, solo requieren de un computador que reciba los datos de las señales, los procese y entregue los resultados como datos de salida. Por lo tanto, se pueden hacer reconfiguraciones y modificaciones al filtro sin repercutir en costos económicos por agregar, quitar o averiar componentes de hardware.

La forma en que estos filtros se diseñan y funcionan varía un poco de los filtros analógicos, debido principalmente a la naturaleza de las señales que utilizan. Un filtro analógico procesa señales que varían de forma continua en el tiempo y un filtro digital procesa señales que varían de forma discreta, es decir, los datos o muestras arriban cada determinado tiempo.

Aunque la mayoría de las señales del mundo real son continuas, se pueden tomar muestras periódicas de estas para, a partir de ellas, generar una señal discreta. Pero una señal discreta no es lo mismo que una señal digital, para entrar en el último grupo, los valores de las muestras tomadas deben convertirse a valores binarios, que son los valores que entiende una computadora digital. Este proceso normalmente se realiza mediante dispositivos denominados ADC (del inglés Analog to Digital Converter: “convertidor de analógico-digital”), que se encargan de estabilizar el valor de la señal continua mediante un proceso retención (o holding

³² Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-1 (285)

en inglés), muestrear el valor retenido (o sampling en inglés) y convertir el valor muestreado a un valor binario.

En la ecuación (3.15) se muestra la expresión matemática de un filtro digital. En dicha ecuación se puede observar que, en lugar de t , las señales varían en términos de n ; que corresponde al número de las muestras.

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad (3.15)$$

Los términos de la ecuación (3.15) corresponden a los de la ecuación (3.10), y de igual forma, la señal de entrada y los datos del filtro se relacionan mediante la convolución para generar la señal de salida. Pero en este caso, debido a la naturaleza de los datos se utiliza la convolución discreta que tiene por fórmula la descrita en la ecuación (3.16).

$$x[n] * h[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m]h[n - m] \quad (3.16)$$

La transformada de Laplace fue creada para señales continuas, por lo ya no aplica en el diseño de filtros digitales debido a la propiedad discreta de estos, y por esta razón para el diseño de filtros de este tipo se utiliza la transformada Z. Se puede decir que, sin ser rigurosos la transformada Z es la versión discreta de la transformada de Laplace. Por ende, es claro que si realizamos la conversión de las señales del filtro a la transformada Z obtenemos la expresión dada en la ecuación (3.17).

$$Y(z) = X(z) \cdot H(z) \quad (3.17)$$

La expresión general de un filtro digital en el dominio de la transformada de la transformada Z se puede ver en la ecuación (3.18).

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (3.18)$$

En los filtros digitales también se aplica el concepto de polos y ceros, pero el cálculo de estos y su cantidad no es tan trivial como en los filtros analógicos. Como generalización se puede decir que los polos de un filtro digital son aquellos valores de z en los que el denominador de $H(z)$ se hace cero, mientras que los ceros son los valores de z en los que el numerador de $H(z)$ se hace cero. De forma similar que en los filtros analógicos, los valores de los polos en un filtro digital determinan la estabilidad del sistema. Finalmente, el orden de un filtro digital es el máximo entre los valores M y N, que son los términos que determinan la cantidad de polos y ceros de la función de transferencia.

La conversión de la transformada Z al dominio de las muestras n , es bastante directa como lo veremos en la ecuación (3.19) en la cual se representa la expresión general de un filtro en el dominio de n .

$$y[n] = \sum_{k=0}^N b_k x[n - k] - \sum_{k=1}^M a_k y[n - k] \quad (3.19)$$

Como se observa en la ecuación (3.19), un filtro digital está definido por una serie de coeficientes a_k y b_k , por lo tanto, el diseño de este consiste en calcularlos. Además, podemos ver que la ecuación general de un filtro digital está compuesta de dos partes claramente diferenciables. El uso de una de las partes del filtro o de ambas permite realizar clasificarlos como *filtros FIR* (acrónimo en inglés de Finite Impulse Response: “respuesta al impulso finita”) o *filtros IIR* (de las siglas en inglés Infinite Impulse Response: “respuesta al impulso infinita”).

Los filtros IIR mantienen la forma completa de la ecuación (3.19), mientras que los filtros FIR solo están compuestos por la primera parte de la ecuación general de los filtros digitales, y su expresión general se muestra en la ecuación (3.20). Ambos tipos de filtros tienen sus características, y de acuerdo a la aplicación que se requiera un tipo puede ser más apto que otro.

$$y[n] = \sum_{k=0}^N b_k x[n - k] \quad (3.20)$$

Una vez se realiza el cálculo de los coeficientes del filtro digital es importante conocer la forma en que se van a llevar a cabo las operaciones entre las muestras de entrada y los coeficientes para generar la salida. Algunas formas de implementación comunes de los filtros digitales son:

- Forma directa
- Forma directa II
- En cascada

De la misma forma en que cada tipo de filtro FIR o IIR tiene sus ventajas y desventajas de acuerdo a la aplicación, cada forma de implementación tiene sus características que la hacen más indicada para unas aplicaciones que para otras.

Clasificación de filtros por la manipulación de las frecuencias

De acuerdo al tratamiento que hagan a las frecuencias los filtros se clasifican en:

- Pasa-bajas
- Pasa-altas
- Pasa-banda
- Rechaza-banda
- Pasa-todo

Cada nombre indica la forma en que interactúan con las frecuencias de la señal de entrada, de este modo, un filtro *pasa-bajas* deja pasar las frecuencias que se encuentran por debajo de una frecuencia dada, denominada frecuencia de corte, f_c , y atenúa las frecuencias que se encuentren por encima de este valor. La frecuencia de corte f_c es el punto en el que la señal de entrada decae -3 dB, y se expresa en Hz, pero también se puede expresar en radianes por segundo, utilizándose en este caso el símbolo ω_c .

Los filtros pasa-bajas de primer orden y de segundo orden conforman las unidades estructurales de filtros de mayor orden, pues estos últimos se pueden crear al conectar en cascada etapas con filtros pasa-bajas de orden uno y dos. Por lo antes dicho, la función de transferencia de transferencia general de un filtro pasa-bajas es:

$$H(s) = \frac{A_0}{\prod_i(1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (3.21)$$

El término A_0 de la ecuación (3.21) es la ganancia del filtro en la banda de paso. Por otro lado, la relación $\sqrt{b_i}/a_i$ se define como la calidad del polo. Entre más grande es el valor de Q , el filtro más selectivo es, pero más se inclina hacia la inestabilidad.

La función de transferencia de un filtro pasa-bajas ideal de orden uno se obtiene cuando y tiene la forma de la ecuación (3.22).

$$H(s) = \frac{A_0}{1 + a_1 s} \quad (3.22)$$

El filtro pasa-bajas más simple es el circuito RC pasivo que se muestra en la figura 3.17.

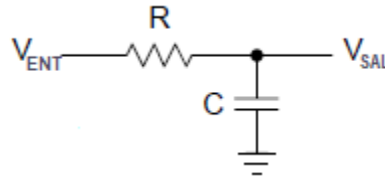


Figura 3.17. Circuito RC de un filtro pasa-bajas pasivo.³³

La función de transferencia del circuito de la figura 3.17 se muestra en la ecuación (3.23).

$$H(s) = \frac{1/RC}{s + 1/RC} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (3.23)$$

El valor de a_1 en la ecuación (3.22) se conoce como la *constante de tiempo* del circuito, normalmente se representa como τ , y si la comparamos con la ecuación (3.23) podemos ver que la constante de tiempo del circuito de la figura 3.17 es el valor de RC .

El valor de -3 dB designado para calcular la frecuencia de corte no es arbitrario, este valor corresponde al punto en el que la amplitud de la señal de entrada decae a un valor de 0.707 ($\sqrt{2}/2$) de su valor inicial. Esto equivale al valor en el que la potencia de la señal decae en un 50%, y para usos prácticos las funciones de transferencia de los filtros se acostumbran a expresar normalizadas con respecto a esta frecuencia de corte. Es decir, el valor de $a_1 s$ se reemplaza por s/ω_c , donde ω_c es el valor de la frecuencia de corte en radianes por segundo. Este nuevo término se expresa como Ω y es conocido como la frecuencia de esquina. Al normalizar (3.22) en términos de la frecuencia de corte obtenemos:

$$H(s) = \frac{A_0}{1 + \Omega} = \frac{A_0}{1 + s/\omega_c} = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_c} = \frac{A_0}{1 + jf/f_c} \quad (3.24)$$

Si comparamos las ecuaciones (3.23) y (3.24) podemos ver que el valor de frecuencia de corte de la figura 3.17 en Hz es:

³³ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-2 (286).

$$f_c = 1/(2\pi RC) \quad (3.25)$$

Un filtro *pasa-altas* deja pasar las frecuencias por encima de la frecuencia de corte, y atenúa las que se encuentren por debajo de ella. De la misma forma que en los filtros pasa-bajas, un filtro pasa-altas de alto orden se puede generar mediante la conexión en cascada de filtros pasa-altas de orden uno y dos. Por lo cual, la función de transferencia general de un filtro pasa-altas es:

$$H(s) = \frac{A_\infty}{\prod_i \left(1 + \frac{a_i}{s} + \frac{b_i}{s^2}\right)} \quad (3.26)$$

Siendo A_∞ la ganancia de la banda de paso. Cuando $b_1 = 0$ se forma la función de transferencia de un filtro pasa-altas ideal de orden uno, el cual se muestra en la ecuación (3.27).

$$H(s) = \frac{A_\infty}{1 + a_1/s} = \frac{sA_\infty}{s + a_1} \quad (3.27)$$

Al examinar las ecuaciones (3.22) y (3.27) podemos notar que ambas se relacionan al reemplazar la variable s de la ecuación (3.22) por el término $1/s$, en otras palabras, si en la ecuación de un filtro pasa-bajas reemplazamos s por $1/s$ obtenemos un filtro pasa-altas. En la figura 3.18 se muestra un circuito RC pasivo configurado como pasa-altas.

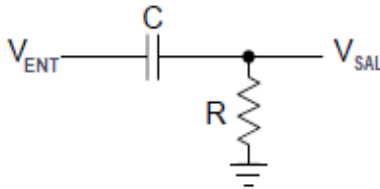


Figura 3.18. Circuito RC de un filtro pasa-altas pasivo.

De la misma forma en que comparamos las expresiones matemáticas de los filtros pasa-bajas y pasa-altas, podemos comparar sus circuitos al observar las figuras 3.17 y 3.18, y al hacer esto notaremos que, así como pasamos de la ecuación de un filtro pasa-bajas a la de un pasa-altas al reemplazar la variable s por el término $1/s$, también pasamos de un circuito pasa-bajas a uno pasa-altas al intercambiar la posición de los capacitores y las resistencias. La función de transferencia del circuito de la figura 3.18 se muestra en la ecuación 3.28.

$$H(s) = \frac{1}{1 + RC/s} = \frac{s}{s + RC} \quad (3.28)$$

La función de transferencia normalizada de un filtro pasa-altas se obtiene al reemplazar en la ecuación (3.27) el valor de s/a_1 por s/ω_c y expresando este valor como Ω . En la ecuación (3.29) se muestra la función de transferencia normalizada de un filtro pasa-altas de orden uno.

$$H(s) = \frac{\Omega A_\infty}{1 + \Omega} = \frac{(s/\omega_c)A_\infty}{1 + s/\omega_c} = \frac{(j\omega/\omega_c)A_\infty}{1 + j\omega/\omega_c} = \frac{jf/f_c}{1 + jf/f_c} \quad (3.29)$$

La frecuencia de corte de un filtro pasa-altas se puede inferir al observar las ecuaciones (3.28) y (3.29), y podemos ver que el valor de esta es igual al de la ecuación (3.25), es decir, $1/(2\pi RC)$. Es importante aclarar que pesar de que el valor de la frecuencia de corte de los

circuitos de las figuras 3.17 y 3.18 es el mismo, el comportamiento de ambos filtros es completamente inverso alrededor de este punto, como lo muestra la figura 3.19.

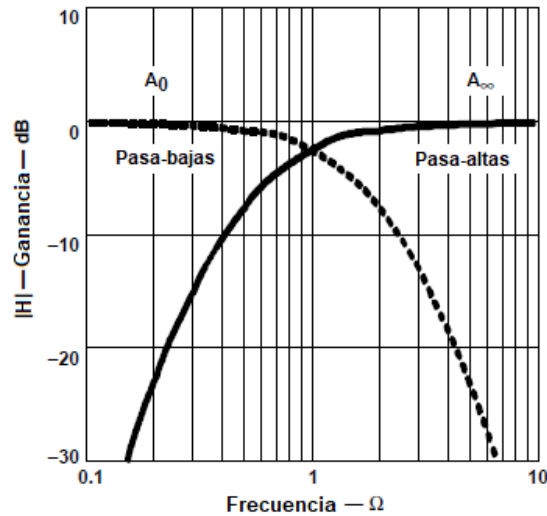


Figura 3.19. Comparación del comportamiento de un filtro pasa-bajas y un filtro pasa-altas de igual frecuencia de corte alrededor de este punto.³⁴

Un filtro *pasa-banda* deja pasar frecuencias que se encuentren dentro de un rango delimitado por dos frecuencias de corte; estos filtros se pueden obtener al aplicar un pasa-bajas y un pasa-altas en serie, por consiguiente, el orden mínimo que puede tener un filtro pasa-banda es dos. Anteriormente vimos que un filtro pasa-altas se puede generar al reemplazar la variable s por la transformación $1/s$ en un filtro pasa-bajas. De la misma forma, un filtro pasa-banda se genera al reemplazar la variable s por la transformación descrita en la ecuación (3.30).

$$\frac{1}{\Delta\Omega} \left(s + \frac{1}{s} \right) \quad (3.30)$$

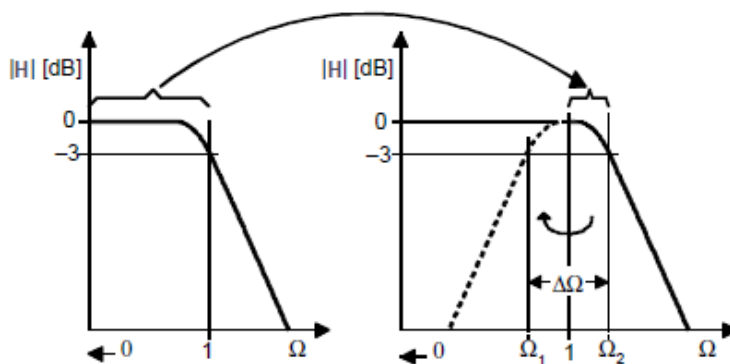


Figura 3.20. Visualización de la transformación de un filtro pasa-bajas a un filtro pasa-banda.³⁵

En este caso, la banda de paso característica de un filtro pasa-bajas es transformada en la banda de paso de la mitad superior de un filtro pasa-banda. La banda de paso superior es

³⁴ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-22 (306).

³⁵ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-28 (312).

entonces reflejada en la frecuencia central, f_m ($\Omega = 1$), como la mitad inferior del filtro pasa-banda. Esta explicación es algo confusa, pero se entiende mejor al observar la figura 3.20.

La frecuencia de esquina del filtro pasa-bajas se transforma en las frecuencias superior e inferior de -3 dB del filtro pasa-banda, Ω_1 y Ω_2 . La diferencia entre ambas frecuencias es definida como el ancho de banda normalizado $\Delta\Omega$.

$$\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1 \quad (3.31)$$

El factor de calidad Q de un filtro pasa-banda es definido como la relación entre la frecuencia media, f_m , y el ancho de banda entre los puntos a -3dB.

$$Q = \frac{f_m}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\Omega_2 - \Omega_1} = \frac{1}{\Delta\Omega} \quad (3.32)$$

La frecuencia media normalizada es el punto donde $Q = 1$.

$$\Omega_m = 1 = \Omega_2 \cdot \Omega_1 \quad (3.33)$$

Como se mencionó previamente, la forma más simple de realizar un filtro pasa-banda es conectando en serie un filtro pasa-bajas y uno pasa-altas. Por lo tanto, un filtro pasa-bajas de orden uno con un filtro pasa-altas de orden uno, generan un filtro pasa-bandas de orden dos; y un filtro pasa-bajas de orden dos con un filtro pasa-altas de orden dos, generan un filtro pasa bandas de orden cuatro.

Si aplicamos la transformación mencionada de un filtro pasa-bajas a un filtro pasa-banda, obtenemos la función de transferencia de un filtro pasa-banda ideal de orden dos que se muestra en la ecuación (3.34).

$$H(s) = \frac{A_0 \cdot \Delta\Omega s}{1 + \Delta\Omega s + s^2} = \frac{(s/Q)A_0}{1 + s/Q + s^2} \quad (3.34)$$

De forma inversa a un filtro pasa-banda, un filtro *rechaza-banda* o notch (expresión común en inglés que traduce muesca) atenúa las señales que se encuentran dentro del rango delimitado por dos frecuencias de corte, dejando pasar las que se encuentran fuera de este rango. La expresión matemática de un filtro rechaza-banda ideal de segundo orden se forma al reemplazar el término s de un filtro pasa-bajas de primer orden con la transformación de la ecuación (3.35).

$$H(s) = \frac{(1 + s^2)A_0}{1 + \Delta\Omega s + s^2} \quad (3.35)$$

De esta forma la banda de paso característica del filtro pasa-bajas es transformado en la banda inferior del filtro rechaza-banda. La banda de paso inferior del filtro es entonces reflejada en la frecuencia media, f_m ($\Omega = 1$), como la banda de paso de la mitad superior. En la figura 3.21 se visualiza la transformación de un filtro pasa-bajas a un filtro rechaza-banda.

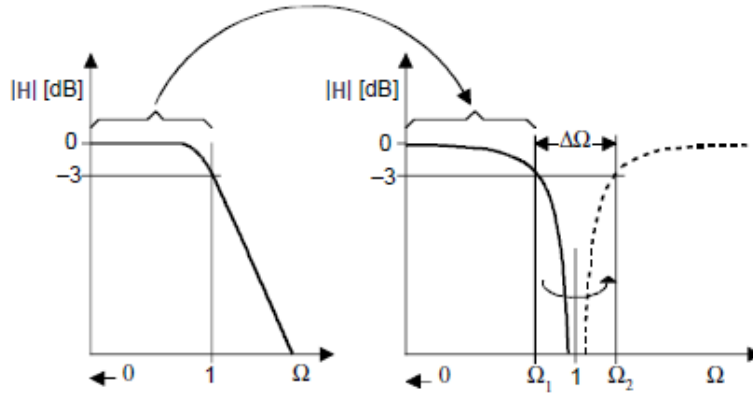


Figura 3.21. Transformación de un filtro pasa-bajas a uno rechaza-banda.³⁶

La frecuencia de esquina del filtro pasa-bajas se transforma en las frecuencias superior e inferior de -3 dB del filtro rechaza-banda: Ω_1 y Ω_2 . La diferencia entre ambas frecuencias es el ancho de banda normalizado $\Delta\Omega$:

$$\Delta\Omega = \Omega_{max} - \Omega_{min} \quad (3.36)$$

De forma idéntica a la selectividad de los filtros pasa-bandas, la calidad del filtro es definida como:

$$Q = \frac{f_m}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\Omega_2 - \Omega_1} = \frac{1}{\Delta\Omega} \quad (3.37)$$

Por lo tanto, reemplazando $\Delta\Omega$ en la ecuación (3.35) con $1/Q$ se obtiene:

$$H(s) = \frac{(1 + s^2)A_0}{1 + s/Q + s^2} \quad (3.38)$$

Finalmente, existen algunos filtros que se conocen como filtros *pasa-todo*, y se utilizan para realizar una compensación de fase o un retardo a una señal, sin afectar la frecuencia.

La expresión de un filtro pasa-todo se puede ver como la función de transferencia de un filtro pasa-bajas, en la que el numerador se reemplaza por el complejo conjugado del denominador. Por consiguiente, la función de transferencia general de un filtro pasa-todo es:

$$H(s) = \frac{\prod_i (1 - a_i s + b_i s^2)}{\prod_i (1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (3.39)$$

Expresando la ecuación (3.39) en magnitud y fase se obtiene:

$$H(s) = \frac{\prod_i \left(\sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \right) e^{-ja}}{\prod_i \left(\sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \right) e^{+ja}} \quad (3.40)$$

³⁶ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-37 (321).

Esto da una ganancia constante de 1, y un cambio de fase, ϕ , de:

$$\phi = -2\alpha = -2 \sum_i \arctan\left(\frac{a_i \Omega}{1 - b_i \Omega^2}\right) \quad (3.41)$$

Para transmitir una señal con la mínima distorsión de fase, el filtro pasa-todos debe tener un retardo de grupo constante a lo largo de la banda de frecuencia especificada. El retardo de grupo es el tiempo por el cual el filtro pasa-todo retarda cada frecuencia dentro de su banda de paso. La frecuencia en la cual el retardo de grupo cae $1/\sqrt{2}$ veces su valor inicial es la frecuencia de esquina, f_c . El retardo de grupo es definido como:

$$t_{gr} = -\frac{d\phi}{d\omega} \quad (3.42)$$

Para presentar el retardo de grupo de forma normalizada, t_{gr} es referido al período de la frecuencia de esquina, T_c , del circuito pasa-todo:

$$T_{gr} = \frac{t_{gr}}{T_c} = t_{gr} \cdot f_c = t_{gr} \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (3.43)$$

Sustituyendo t_{gr} en la ecuación (3.42) resulta:

$$T_{gr} = -\frac{1}{2\pi} \frac{\omega_c d\phi}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{d\Omega} \quad (3.44)$$

Si insertamos el término ϕ de la ecuación (3.41) en la ecuación (3.44) y realizamos la derivada, llegamos a:

$$T_{gr} = \frac{1}{\pi} \sum_i \frac{a_i(1 + b_i \Omega^2)}{1 + (a_i^2 - 2b_i)\Omega^2 + b_i^2 \Omega^4} \quad (3.45)$$

Si hacemos $\Omega = 0$ en la ecuación (3.45) nos da el retardo de grupo para las bajas frecuencias, $0 < \Omega < 1$, el cual es:

$$T_{gr_0} = \frac{1}{\pi} \sum_i a_i \quad (3.46)$$

Una vez vista la clasificación de los filtros por el tratamiento que hacen a las frecuencias, vale la pena mencionar que esta clasificación se aplica tanto a filtros analógicos como digitales, y a las subclases de estos, filtros activos y pasivos, y filtros FIR e IIR, respectivamente. La sección anterior se enfocó al diseño de filtros analógicos, pero los conceptos se pueden extrapolar a los filtros digitales, aunque las expresiones matemáticas y la implementación difieran.

Clasificación de filtros por la forma en que se optimiza su diseño

La magnitud de la expresión de la ecuación (3.24), que corresponde a la función de transferencia de un filtro pasa-bajas de orden uno normalizado, cuando $A_0 = 1$, es:

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (3.47)$$

Para frecuencias mayores que $\Omega \gg 1$, la pendiente de caída es de 20 dB/década, esto significa que cada vez que la frecuencia aumenta en 10 veces la magnitud de la señal ha caído 20 dB. Si queremos aumentar esta inclinación, se pueden conectar n etapas de filtros en serie como se muestra en la figura 3.22. Para evitar efectos de la carga, los op- amps operan como convertidores de impedancia, separando cada etapa.

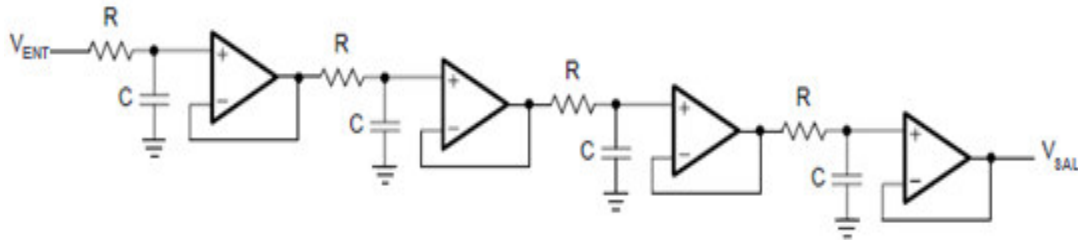


Figura 3.22. Filtro pasa-bajas pasivo RC de orden cuatro con amplificadores de desacoplamiento.³⁷

La función de transferencia resultante es:

$$H(s) = \frac{1}{(1 + \alpha_1 s)(1 + \alpha_2 s) \dots (1 + \alpha_n s)} \quad (3.48)$$

En el caso en el que todos los filtros tienen la misma frecuencia de corte, los coeficientes se convierten en $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = \alpha = \sqrt[n]{\sqrt{2} - 1}$, y la f_c de cada filtro parcial es $1/\alpha$ veces más grande que la f_c del filtro completo.

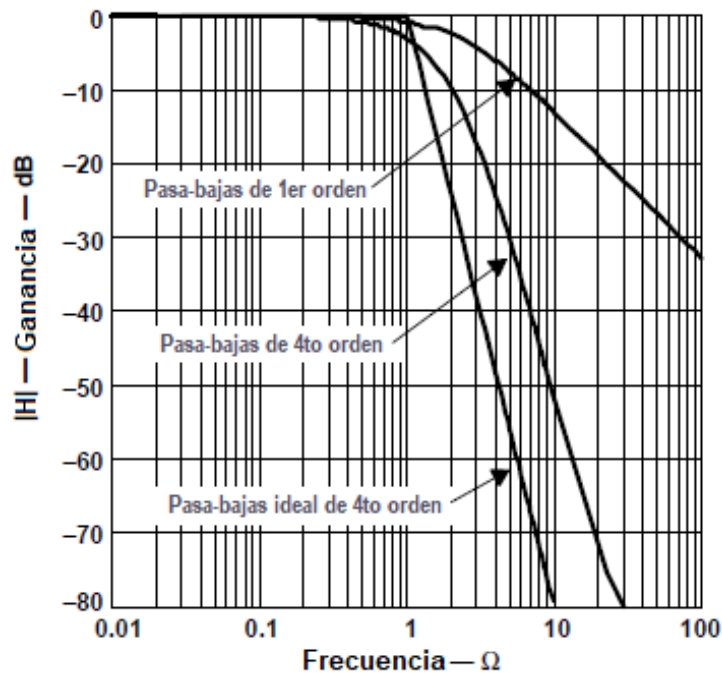


Figura 3.23. Respuesta en frecuencia de la ganancia en amplitud de un filtro pasa-bajas de orden cuatro.³⁸

³⁷ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-3 (287).

³⁸ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-4 (288).

En la figura 3.23 se muestra la respuesta de un filtro pasa-bajas RC de orden cuatro, como el que se muestra en la figura 3.22. La caída de cada filtro parcial (curva 1) es de 20 dB/década, y se incrementa hasta llegar a 80 dB/década en la cuarta etapa.

Aunque la respuesta de fase de los filtros no ha sido de mucho interés en este documento hasta el momento, en la figura 3.24 se observa la respuesta de fase del filtro de la figura 3.22, así como la de cada filtro parcial. Al analizar la figura 3.24, veremos que a medida que se aumenta la complejidad de un filtro, la respuesta de la fase se va convirtiendo en un factor importante que puede afectar la calidad de la señal de salida.

Adicionalmente, las figuras 3.23 y 3.24 comparan las respuestas de amplitud y fase, respectivamente, de un filtro pasa-bajas ideal de orden cuatro con las del filtro de la figura 3.22. En comparación al filtro pasa-bajas ideal, el filtro pasa-bajas RC carece de las siguientes características:

- La ganancia de la banda de paso varía un tiempo antes que la frecuencia de esquina, f_c , amplificando las frecuencias superiores a la banda de paso menos que las inferiores a esta banda.
- La transición de la banda de paso a la banda de rechazo no es abrupta, sino que sucede gradualmente, moviendo los 80 dB de caída del filtro real 1.5 octavas por encima de f_c .
- La respuesta de fase no es lineal, por lo tanto, se incrementa el grado de distorsión de la señal significativamente.

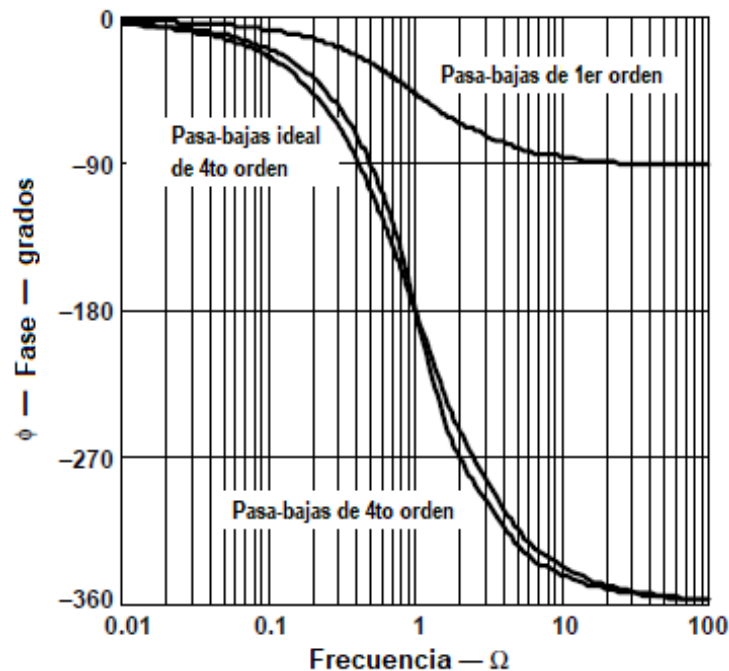


Figura 3.24. Respuesta en frecuencia de la fase de un filtro pasa-bajas de orden cuatro.³⁹

³⁹ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-4 (288).

La respuesta en amplitud y fase de un filtro pasa-bajas se puede optimizar para satisfacer uno de los siguientes criterios:

1. Un máximo de planitud en la banda de paso.
2. Una transición de la banda de paso a la de rechazo inmediata.
3. Una respuesta de fase lineal.

Para lograr esto, lo que se hace es mover los polos de la ecuación (3.21), que recordamos a continuación, buscando satisfacer alguno de estos criterios, y esto se logra modificando los valores de los coeficientes a_i y b_i .

$$H(s) = \frac{A_0}{\prod_i(1 + a_i s + b_i s^2)}$$

Con base en lo anterior, se han obtenido algunas optimizaciones, con valores de coeficientes predeterminados, que buscan cumplir con alguno de los criterios anteriores. Existen muchas optimizaciones, pero a continuación se describirán las tres más utilizadas.

- Los coeficientes de Butterworth optimizan la banda de paso para que tenga la respuesta más plana.
- Los coeficientes de Tschebyscheff agudizan la transición de la banda de paso hacia la banda de rechazo.
- Los coeficientes de Bessel linealizan la respuesta de fase de las frecuencias superiores a la frecuencia de corte.

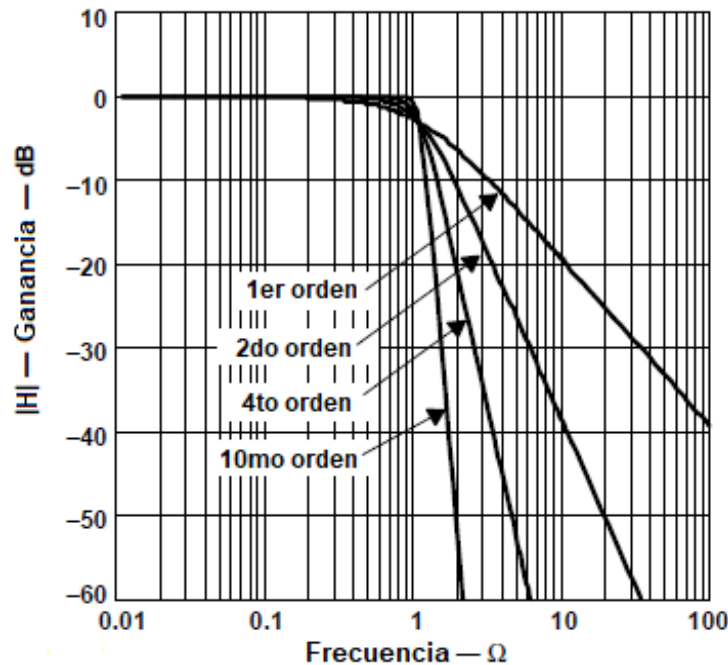


Figura 3.25. Respuestas de amplitud de filtros pasa-bajas Butterworth. ⁴⁰

⁴⁰ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-6 (290).

Existe una clasificación de filtros basada en estas optimizaciones, y cada una de ellas le da el nombre y las características al tipo de filtro que se forma, de este modo, un *filtro pasa-bajas Butterworth* provee una máxima planitud en la banda de paso. Por lo tanto, un *pasa-bajas Butterworth* es frecuentemente usado como filtro anti-aliasing en aplicaciones de conversión de datos, donde es requerido que los niveles de señal sean precisos a lo largo de la banda de paso. En la figura 3.25 se grafica la respuesta en ganancia de filtros Butterworth de diferente orden; entre más alto es el orden del filtro, más larga es la planitud de la banda de paso.

Los *filtros pasa-bajas Tschebyscheff* proveen una mayor pendiente de caída en las frecuencias inclusive por encima de f_c . Sin embargo, como se ve en la figura 3.26, la banda de paso no es monótona, en cambio contiene ondulaciones de magnitud constante. Para un orden de filtro dado, entre más ondulaciones, mayor es la pendiente de caída.

A medida que se incrementa el orden del filtro, la influencia de la magnitud de las ondulaciones en la pendiente del filtro se desvanece. Cada ondulación representa una etapa de filtro de segundo orden. Los filtros con número de orden par generan ondulaciones por encima de la línea de los 0 dB, mientras que los filtros con número de orden impar crean ondulaciones por debajo de los 0 dB.

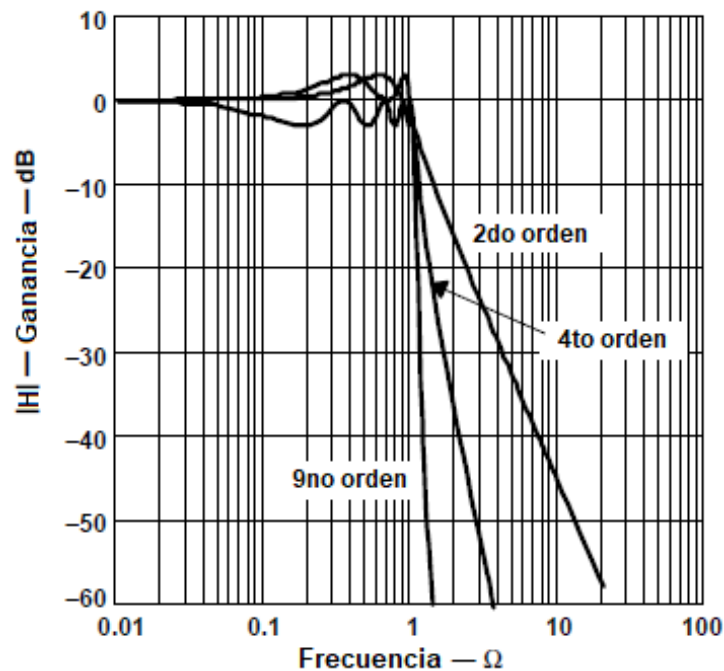


Figura 3.26. Respuesta de amplitud de un filtro pasa-bajas Tschebyscheff.⁴¹

Los filtros Tschebyscheff son a menudo usados en bancos de filtros, donde el contenido en frecuencia de una señal es más importante que una amplificación constante.

⁴¹ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-7 (291).

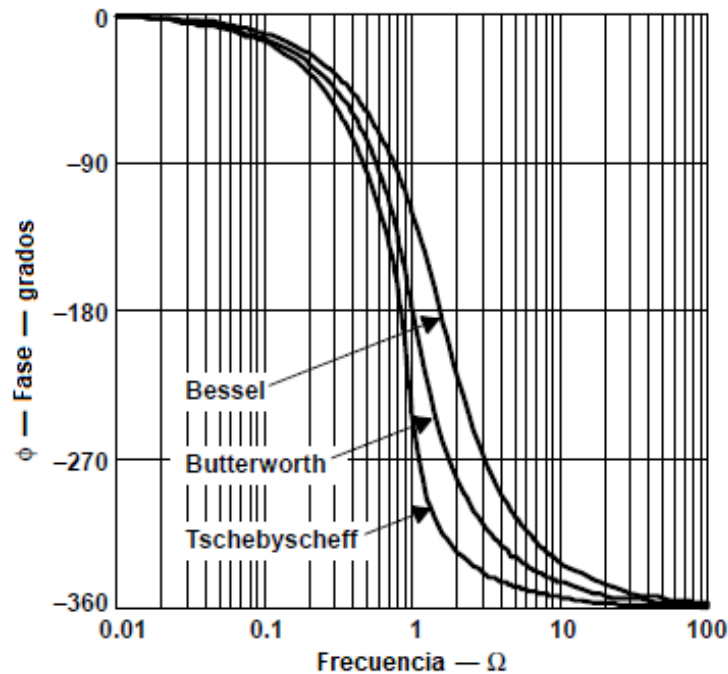


Figura 3.27. Comparación de la respuesta de fase de filtros pasa-bajas de cuarto orden.⁴²

Los *filtros pasa-bajas Bessel* tienen una respuesta de fase lineal sobre un amplio rango de frecuencias como se muestra en la figura 3.27, lo cual resulta en un retardo de grupo constante en ese rango de frecuencias, como se visualiza en la figura 3.28.

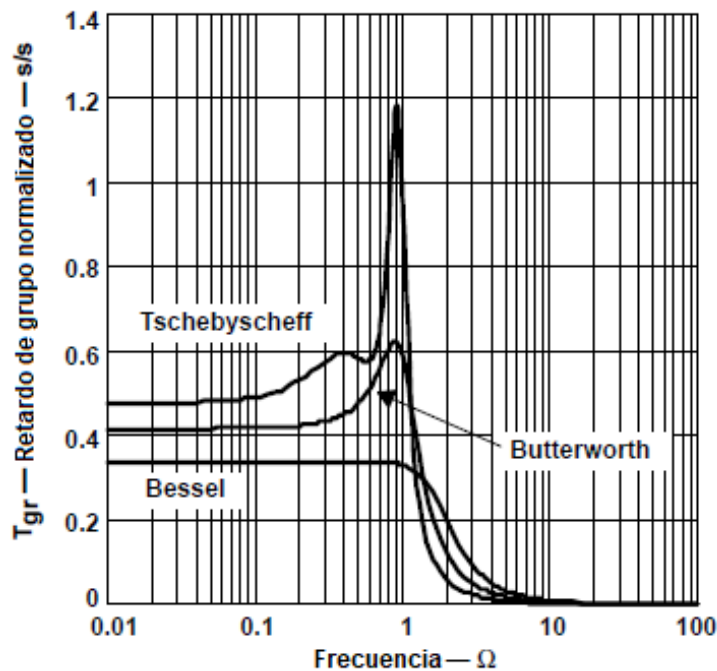


Figura 3.28. Comparación del retardo de grupo normalizado (T_{gr}) de filtros pasa-bajas de orden 4.⁴³

⁴² Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-8 (292).

⁴³ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-8 (292)

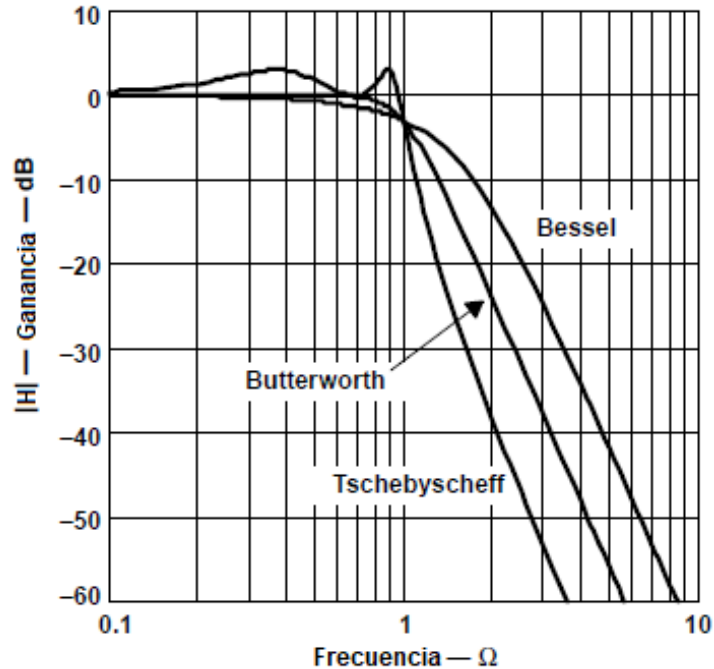


Figura 3.29. Comparación de la respuesta de ganancia de filtros de cuarto orden.⁴⁴

Los filtros pasa-bajas Bessel, por lo tanto, proveen un óptimo comportamiento para la transmisión de señales cuadradas. Sin embargo, la ganancia de un filtro Bessel no es tan plana como la del Butterworth, y la transición desde la banda de paso a la banda de rechazo es por mucho no tan abrupta como del Tschebyscheff, esto se puede observar en la figura 3.29.

Todas las categorías de los filtros enunciadas anteriormente son complementarias entre sí, es decir, un filtro puede ser parte de una clase de cada una de las categorías. Por ejemplo, se puede tener un filtro FIR pasa-bajas Butterworth o se puede tener un filtro activo pasa-banda Bessel.

3.2.6. Filtrado de datos de transmisión digital

En la sección anterior se realizó una asunción no mencionada, y es el hecho de que las señales deseadas se componen principalmente de una componente sinusoidal simple, o un rango de componentes sinusoidales no críticas. Las señales de transmisión digital no cumplen precisamente esas condiciones, por lo que las técnicas mencionadas anteriormente deben adaptarse para diseñar satisfactoriamente un filtro de datos digitales.

La transmisión de datos es mejor realizada diferencialmente, de tal forma que las componentes de modo común puedan ser eliminadas. Esto no significa que la transmisión de datos no se pueda hacer de manera unipolar, a través de un cable coaxial, etc.; la interferencia, sin embargo, es un mayor problema en un sistema unipolar. Por ejemplo, es común que en un diseño unipolar se requiera implementar un filtro notch de 60 Hz (frecuencia de la red eléctrica),

⁴⁴ Fuente: Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 16-9 (293).

pero la mejor de eliminar esta interferencia es usando transmisión diferencial, la cual rechazaría inherentemente la señal de 60 Hz.

Mientras que una onda seno es compuesta solamente por una componente de frecuencia, formas de onda más complejas son compuestas de muchas componentes de frecuencia; y estas componentes moldean la forma de la onda final cuando se suman juntas. Cualquier forma de onda continua con período puede ser descrita matemáticamente con una serie de Fourier de ondas sinusoidales individuales. La forma general de las series de Fourier es:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \text{sen}(k\omega_0 t)) \quad (3.49)$$

donde la frecuencia fundamental $\omega_0 = 2\pi/T$ rad/sec.

La serie de Fourier de una onda cuadrada de amplitud 1 es:

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \left(\text{sen}(\omega_0 t) + \frac{\text{sen}(3\omega_0 t)}{3} + \frac{\text{sen}(5\omega_0 t)}{5} + \dots + \frac{\text{sen}(N\omega_0 t)}{N} \right) \quad (3.50)$$

donde $N = 2 * n - 1$.

Esto significa que una señal cuadrada es una serie infinita de armónicos impares, sumados juntos para crear la forma cuadrada. Obviamente, si una onda cuadrada quiere ser transmitida sin distorsión, todos los armónicos (sin contar el infinito) deben ser transmitidos.

Cualquier filtro debe tomar en cuenta la estructura armónica de la onda. La remoción o modificación de cualquier armónico afectará la forma de la onda. Las modificaciones incluyen amplitud, fase, y tiempo (retardo de grupo) de cada uno de los armónicos. La modificación de los armónicos de mayor orden tendrá menos efecto en la forma de la onda que la modificación de los armónicos de menor orden, pero el efecto será a la derecha de las esquinas de la señal. Cuando se filtra una onda cuadrada o cualquier otro formato de datos, el diseñador debe decidir qué armónicos deben pasar y cuáles pueden ser eliminados.

Un filtro pasa-bajas de datos digitales afecta el contenido armónico de la forma de onda, porque, por definición, elimina los armónicos de alto orden. Por lo tanto, para que sea aplicable un filtro pasa-bajas, las frecuencias de interferencia deben estar mucho más altas que la frecuencia fundamental. Si el sistema requiere que el tercer, el quinto, o el séptimo armónico pasen, la frecuencia de esquina de -3 dB debe estar por encima de estos armónicos; 3, 5, 7 o más veces la frecuencia fundamental. En la figura 3.30 se ilustra la respuesta de un filtro pasa-bajas con una frecuencia de esquina entre los armónicos 9 y 11, aplicado a una señal cuadrada de 1 MHz. Los armónicos superiores al número 11 no se muestran, y se puede notar que hay una atenuación significativa de los armónicos 5 y 7, lo cual produce un redondeo en la señal final. La señal resultante luce como la figura 3.31.

La síntesis de Fourier permite al usuario jugar con los armónicos de Fourier y ver cómo estos afectan la forma de la onda. Una forma de onda imperfecta puede ser aceptable para el diseñador, lo cual depende de la sincronización de los bordes delanteros y traseros de la señal. Como se observó, la eliminación de armónicos se convierte en un redondeo de los bordes, y, por lo tanto, en retardos de los bordes delanteros y traseros de la señal digital. Además, se debe asegurar que la ondulación residual en las crestas y los valles de la onda no activen cambios de

nivel lógico en la siguiente etapa digital; que normalmente es un circuito comparador, como un disparador Schmitt, que se encarga de devolver la naturaleza cuadrada a la señal. Sin embargo, tal vez lo más importante es que los armónicos que pasen no sean retardados; ya que un armónico adelantado o retrasado puede cambiar la sincronización de los datos y la forma de la señal se debe preservar.

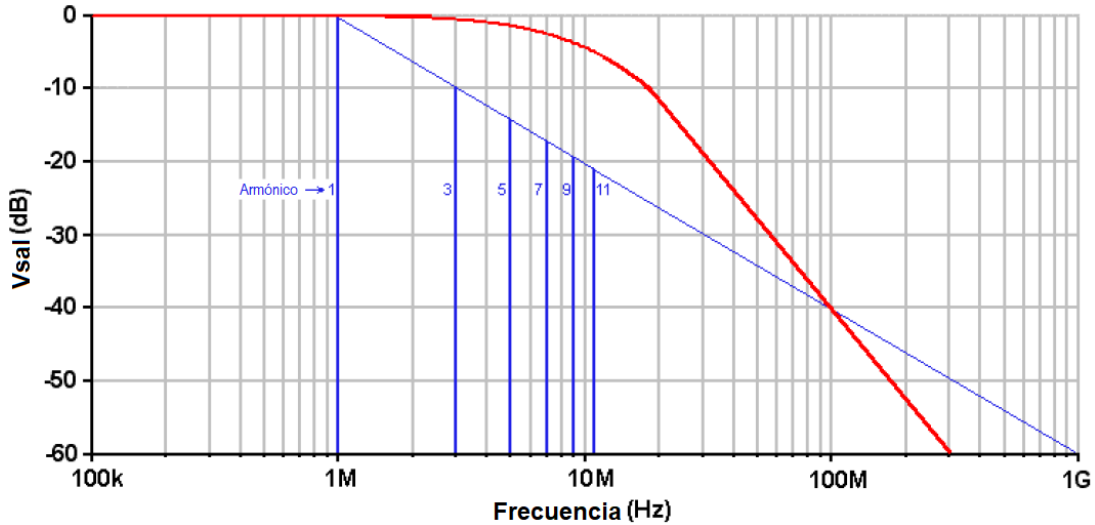


Figura 3.30. Respuesta en frecuencia de filtro pasa-bajas (rojo) y salida al filtrar una señal de cuadrada de 1 MHz (azul).⁴⁵

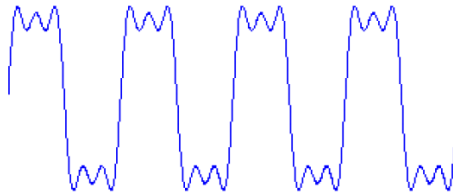


Figura 3.31. Señal cuadrada aproximada luego de aplicar el filtro pasa-bajas.⁴⁶

Uno de los trabajos del diseñador es seleccionar una frecuencia de esquina de -3 dB que elimine la interferencia, pero que no afecte de forma adversa el funcionamiento del sistema al atenuar armónicos que sean cruciales para la sincronización del sistema. El diseñador también debe asegurar que todos los armónicos cambien de fase en la misma cantidad, y arriben a la salida del filtro al mismo tiempo, en otras palabras, que tengan un retardo de grupo constante. Ante este requerimiento, y por lo visto en la sección anterior, podemos asegurar que la mejor optimización de coeficientes de filtros para la transmisión de datos es la Bessel, por su respuesta de fase lineal y por entregar un retardo de grupo constante [206].

El tipo de filtrado más simple para la transmisión de datos es tal vez el filtrado de pasa-altas. Los filtros pasa-altas pueden ser usados cuando se tiene interferencia de baja frecuencia (como audio o señales DSL). Sin embargo, un filtro pasa-altas no es la forma más efectiva de remover una sola frecuencia. Para frecuencia individuales se usan los filtros rechaza-banda. El único reto para el diseñador al implementar un filtro pasa-altas es seleccionar una frecuencia de esquina tal que la frecuencia fundamental sea ligeramente afectada por la pendiente de caída del

⁴⁵ Fuente: Bruce Carter, «Filters for Data Transmission». Texas Instruments, jul-2001, p.p. 3.

⁴⁶ Fuente: Bruce Carter, «Filters for Data Transmission». Texas Instruments, jul-2001, p.p. 3.

filtro. En la figura 3.32 se muestra un ejemplo de un filtro pasa-altas aplicado a una señal cuadrada de 1 MHz.

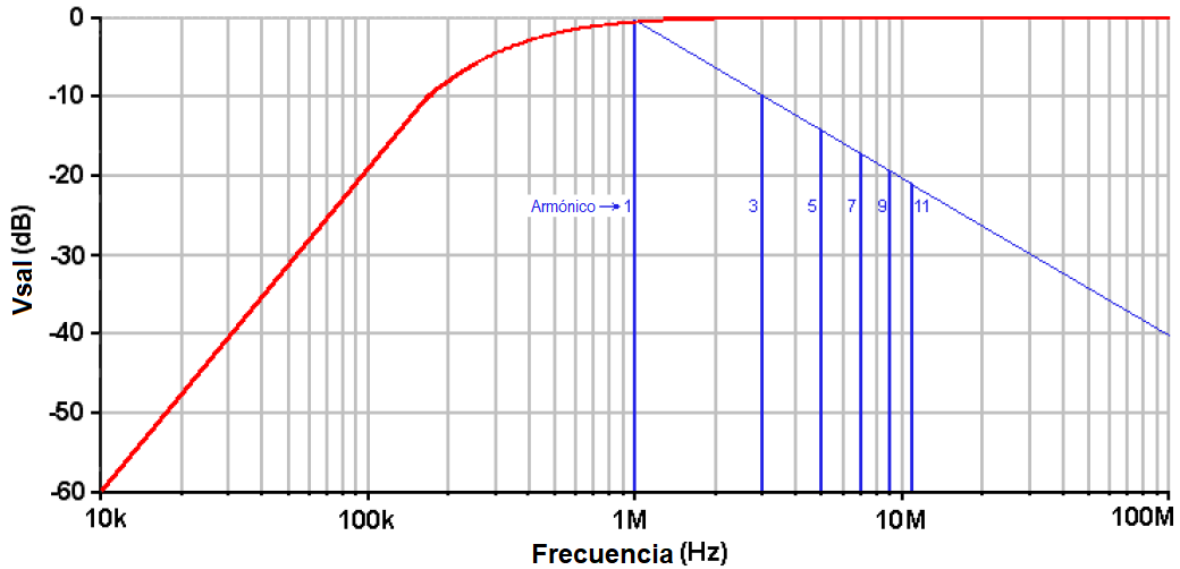


Figura 3.32. Respuesta en frecuencia de filtro pasa-altas (rojo) y salida al filtrar una señal de cuadrada de 1MHz(azul).⁴⁷

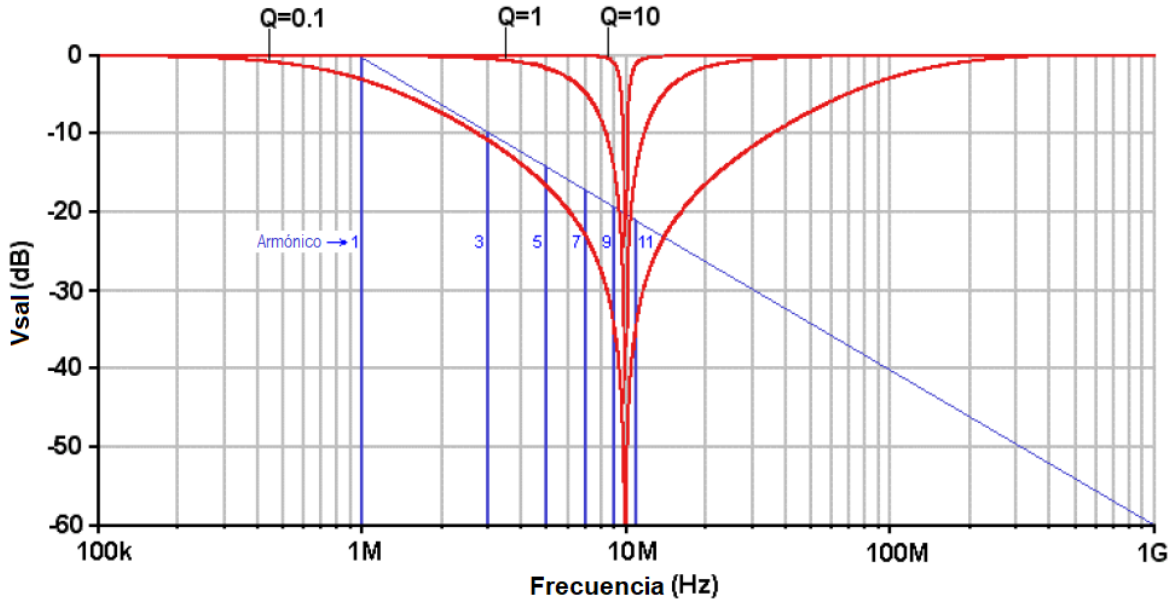


Figura 3.33. Salida de filtro notch aplicado a una señal cuadrada de 1 MHz con una interferencia a 10 MHz.⁴⁸

Los filtros notch se aplican a una señal de datos si la señal fundamental está en una frecuencia fija, si la señal de interferencia está en una frecuencia individual fija que no coincida con ningún armónico y si la señal de interferencia se encuentra por debajo de la frecuencia fundamental, o por encima, pero no tan cerca para sea fácil diferenciarla de armónicos importantes. Entonces, un filtro rechaza-banda con un alto factor de calidad, Q , puede ser usado para eliminar una interferencia con las características anteriores. En la figura 3.33, se visualiza

⁴⁷ Fuente: Bruce Carter, «Filters for Data Transmission». Texas Instruments, jul-2001, p.p. 7.

⁴⁸ Fuente: Bruce Carter, «Filters for Data Transmission». Texas Instruments, jul-2001, p.p. 8.

el espectro en frecuencia de una onda cuadrada de 1 MHz que contiene una interferencia en 10 MHz y se le aplican filtros notch con varios valores de Q . Debido a que los armónicos son cercanamente espaciados, solo un filtro rechaza-banda con un factor de calidad de 10 o mayor elimina la interferencia de 10 MHz sin afectar adversamente los armónicos de la onda cuadrada. Incluso, un Q de 10 produce cierta atenuación de los armónicos 9 y 11.

El diseñador debería asegurarse de que los armónicos afectados por el filtro notch no son críticos para la forma de la señal. Desafortunadamente, el retardo de grupo de un filtro rechaza-banda es máximo cerca a la frecuencia central, y normalmente los armónicos cerca a la frecuencia central son retardados con respecto a los otros armónicos.

Por último, los filtros pasa-banda usados en los datos de transmisión nunca deben tener un alto valor en su factor de calidad, debido a que un amplio rango de armónicos debe pasar. Por lo cual, un filtro de este tipo debe ser formado por la conexión en cascada de una etapa de filtro pasa-altas y una etapa de filtro pasa-bajas.

3.2.7. Codificación Manchester

Antes de describir el funcionamiento de la codificación Manchester, es importante diferenciar los términos modulación y codificación. Estos términos son frecuentes intercambiados, lo cual conlleva a errores porque ambos se refieren a aspectos completamente diferentes de un sistema de comunicaciones.

La modulación se refiere al hecho de agregar la señal de un mensaje a alguna forma de una onda portadora. La portadora, por definición, es una señal de una frecuencia mayor cuya fase, frecuencia, amplitud, o alguna combinación de estas, es modificada proporcionalmente al mensaje. Estos cambios se pueden detectar y recuperar (demodulación) en el otro extremo del canal de comunicación. Hay muchas formas de hacer esto y algunas de las más simples y comunes son: modulación de amplitud o AM (del inglés Amplitude Modulation), modulación digital de amplitud u OOK (que ya se describió en la sección 3.2.1), modulación de frecuencia o FM (acrónimo en inglés de Frequency Modulation) y modulación por cambio de frecuencia. Estos dos últimos tienen la ventaja de que la potencia de salida de la señal modulada es constante e independiente del mensaje que se envía.

La modulación explica cómo agregar a una portadora la señal del mensaje, pero no explica cómo se creó la señal del mensaje a partir de la información que se quiere enviar. La codificación define cómo se construye una señal de mensaje, de forma exacta, precisa, eficiente y robusta, a partir de la información que deseamos comunicar. Así como en la modulación, hay un gran número de formas de codificar la información, cada una tiene cualidades únicas y atributos, y cada una puede ser seleccionada para optimizar ciertos aspectos en el sistema deseado. De forma pedagógica se van a definir los métodos de codificación de no retorno a cero (NRZ) y bifase, para luego compararlos con la codificación Manchester; esto se hace para ayudar a comprender mejor la forma en el código Manchester funciona. Es importante aclarar que las técnicas de codificación descritas solo se aplican a señales digitales [207].

Código NRZ (del inglés Non-Return to Zero: “no retorno a cero”)

Es uno de los esquemas de codificación más simples. En este método, la señal del mensaje no realiza ningún retorno a cero después de que cada bit individual. Esto significa que el mensaje sigue exactamente la estructura de la información digital. Por ejemplo, una cadena

larga de datos en '1' producirá un largo período en alto en la señal del mensaje. Las transiciones solo ocurrirían en el mensaje cuando haya un cambio lógico en los bits. Este es un método muy fácil de implementar desde el punto de vista de la codificación, pero requiere que se conozca con exactitud la velocidad de los datos en el receptor para que sean decodificados. Cualquier disparidad en la sincronización de los relojes resultará en datos erróneos que solo pueden ser detectados con algún detector de errores como checksum (término en inglés para suma de verificación) o CRC (acrónimo en inglés de Cyclic Redundancy Check: "comprobación de redundancia cíclica"). Del mismo modo, los errores del canal de comunicación o interferencias no serían detectados sin alguna forma de verificación de la integridad de los datos.

Codificación bifase

La codificación bifase agrega un nivel de complejidad al proceso de codificación, pero a cambio incluye una forma de transferir la señal de reloj a la secuencia binaria, la cual puede ser usada en la decodificación para aumentar la exactitud. La codificación bifase indica que habrá una transición de estado en la señal de mensaje al final de cada bit. Además, un nivel lógico en '1' tendrá una transición adicional en la mitad del bit. Esto permite que el sistema de demodulación recupere la velocidad de los datos y se sincronice con los períodos de los bordes de los bits. Con esta información del reloj, la cadena de datos puede ser recreada. Este método es muy similar al Manchester, que veremos a continuación.

Codificación Manchester

La codificación Manchester es uno de los métodos de codificación de datos más utilizados en la actualidad. Al igual que la bifase, la codificación Manchester provee un medio de agregar la señal de reloj al mensaje para usarla en el receptor. Además, Manchester tiene el beneficio adicional de entregar un nivel de tensión continua promedio del 50%. Esto tiene implicaciones positivas en el diseño del circuito demodulador, así como en el manejo del espectro de radiofrecuencia transmitido después de la modulación. Esto significa que los tipos de modulación en los que la salida de potencia es una función del mensaje como en AM, la potencia promedio es constante e independiente de la cadena de datos que se codifique. La codificación Manchester establece que siempre habrá transiciones de la señal del mensaje en los puntos medios de cada bit. Lo que ocurre en los bordes de cada bit depende del estado del bit anterior y no produce siempre una transición. Un '1' lógico es definido como una transición de bajo a alto en el medio del bit, y un '0' es una transición de alto a bajo en la mitad del intervalo del bit. El código Manchester también puede funcionar invirtiendo la lógica, es decir, un '1' es una transición de alto a bajo, y un '0' una transición de bajo a alto. La primera forma de funcionamiento se conoce como Manchester según la norma IEEE 802.3, que es la usada en el protocolo Ethernet; y la segunda se conoce como Manchester según E.G. Thomas, quien fue el pionero en usar esta técnica.

En la figura 3.34 se muestra una comparación de la señal resultante de aplicar las formas de codificación a las secuencias binarias '00', '01', '10' y '11'. En esta figura se observa el comportamiento de las dos posibles formas de operación de la codificación bifase, y se muestra la codificación Manchester según la norma IEEE 802.3.

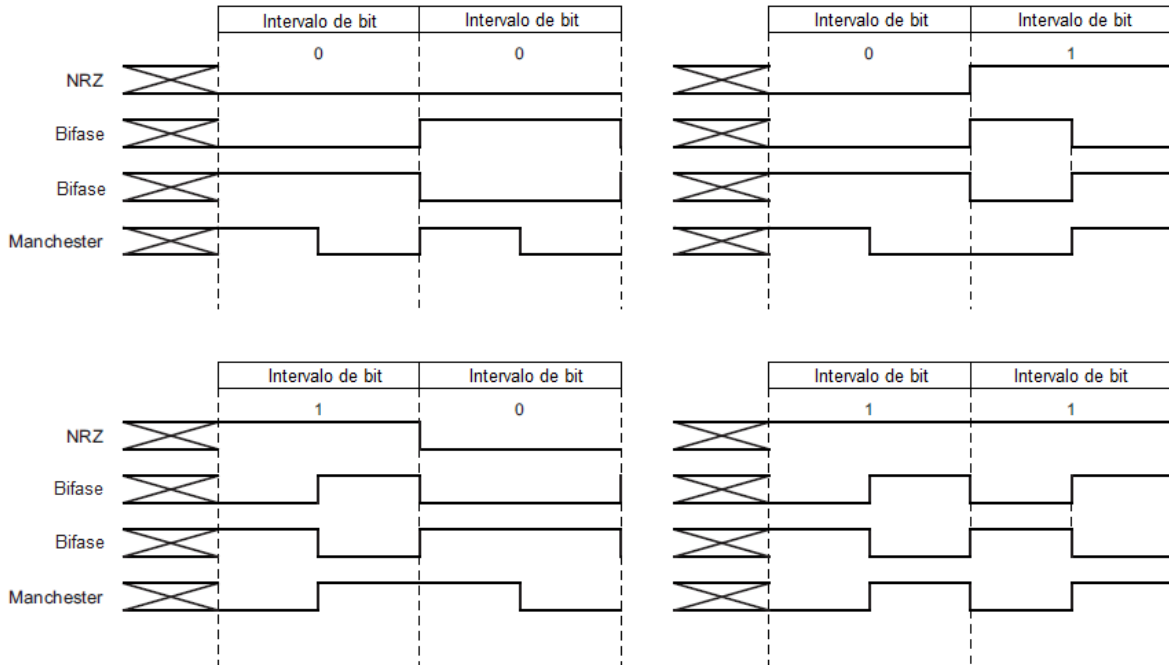


Figura 3.34. Ejemplos de codificación con NRZ, bífase y Manchester.⁴⁹

3.3. Algoritmo para el cálculo de la posición

3.3.1. Trilateración

Este es un método para determinar la posición absoluta o relativa de puntos mediante la medición de distancias, usando la geometría de círculos, esferas o triángulos. Existe un proceso análogo denominado triangulación que utiliza medidas de ángulo y al menos una distancia para conocer la posición. A diferencia de la triangulación, la trilateración utiliza las localizaciones conocidas de dos o más puntos de referencia, y la distancia medida entre el objeto y cada punto de referencia. Para determinar de forma única y precisa la localización relativa de un punto en un plano bidimensional usando solo trilateración, se necesitan generalmente al menos 3 puntos de referencia.

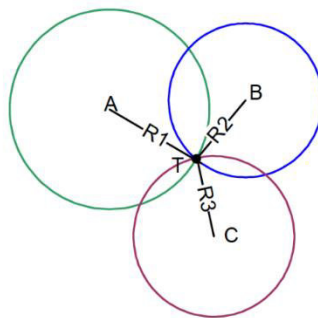


Figura 3.35. Esquema usado para la trilateración bidimensional.

⁴⁹ Fuente: Atmel, «Manchester Coding Basics - Application Note». jul-2015. p.p. 4

Supongamos que queremos hallar la posición exacta del punto T de la figura 3.35. Para ello conocemos la posición de los puntos A, B y C, y también conocemos las distancias del punto A al punto T (R1), del punto B al punto T (R2) y del punto C al punto T (R3). Asumiendo que:

$$\begin{aligned} A &= (x_1, y_1) \\ B &= (x_2, y_2) \\ C &= (x_3, y_3) \\ T &= (x, y) \end{aligned} \quad (3.51)$$

Podemos obtener las siguientes ecuaciones:

$$R_1^2 = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 \quad (3.52)$$

$$R_2^2 = (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 \quad (3.53)$$

$$R_3^2 = (x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 \quad (3.54)$$

Si realizamos las operaciones entre ecuaciones (3.52) – (3.53) y (3.52) – (3.54), obtenemos:

$$2(x_2 - x_1)x + 2(y_2 - y_1)y = (R_1^2 - R_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) \quad (3.55)$$

$$2(x_3 - x_1)x + 2(y_3 - y_1)y = (R_1^2 - R_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) \quad (3.56)$$

Las coordenadas x y y se encuentran tras resolver las ecuaciones (3.55) y (3.56) usando la regla de Cramer.

$$x = \frac{\begin{vmatrix} (R_1^2 - R_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) & 2(y_2 - y_1) \\ (R_1^2 - R_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) & 2(y_3 - y_1) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) \end{vmatrix}} \quad (3.57)$$

$$y = \frac{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & (R_1^2 - R_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) \\ 2(x_3 - x_1) & (R_1^2 - R_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) \end{vmatrix}} \quad (3.58)$$

La trilateración también se puede utilizar para localizar de forma precisa y única a un punto en tres dimensiones, pero en este caso se debe agregar la componente de profundidad al sistema de ecuaciones y se requiere de al menos cuatro puntos de referencia y las distancias a estos para obtener los valores de x , y y z del punto a localizar.

3.4. Medición de señales de un sistema de navegación

Existen diferentes formas de medir las señales que requiere un sistema de navegación para obtener la posición de los objetos. Normalmente las señales requeridas son ángulos de línea de vista y distancias a puntos de referencia. Para medir ángulos la única técnica utilizada es conoce como ángulo de arribo o AOA. En los sistemas que requieren medir la distancia se pueden utilizar métodos basados en tiempo o basados en potencia. Entre las técnicas para medir

distancia basadas en tiempo tenemos: tiempo de arribo o TOA, diferencia del tiempo de arribo o TDOA y tiempo de viaje o RTT. Finalmente, el único método utilizado para medir la distancia a una fuente de referencia utilizando potencia se conoce como fuerza de la señal recibida o RSS, del cual se hablará más profundamente a continuación, pues es el método que se implementó en este trabajo.

3.4.1. Fuerza de señal recibida (RSS)

La fuerza de la señal recibida o RSS es la cantidad de potencia de la señal emitida por un transmisor que se recibe en un receptor a una distancia dada del transmisor. Este parámetro se ha empleado ampliamente en las comunicaciones por radiofrecuencia o RF, y es un buen indicador de la distancia a la que se encuentra un objeto de la antena. En señales de radiofrecuencia ya se tiene un modelo preciso de la atenuación de la potencia de acuerdo a la distancia, considerando incluso parámetros del medio y del punto de observación. Sin embargo, en este trabajo no se están enviando señales por radiofrecuencia sino a través de luz, por lo que el cálculo de la fuerza de la señal recibida es más complejo.

La potencia óptica en el receptor P_r en un ambiente con línea de vista directa a la lámpara puede ser expresada como:

$$P_r = \frac{P_t}{d^2} R_0(\phi) A_{eff}(\psi) \quad (3.59)$$

donde P_t es la potencia óptica transmitida promedio, d es la distancia entre el transmisor y el receptor, y ϕ junto con ψ son los ángulos de radiación y de incidencia con respecto al transmisor y el receptor, respectivamente. La intensidad radiante del transmisor $R_0(\phi)$ y el área de recolección de señal efectiva $A_{eff}(\psi)$ están dados por:

$$R_0(\phi) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m \phi \quad (3.60)$$

$$A_{eff}(\psi) = A \cos(\psi) T_s(\psi) g(\psi) \quad (3.61)$$

donde el orden m está relacionado con $\varphi_{1/2}$, el cual es el semi-ángulo del transmisor (a la mitad de la potencia), por $m = -\ln(2)/\ln(\cos \varphi_{1/2})$, A es área física del detector, $T_s(\psi)$ es la ganancia del filtro óptico, y $g(\psi)$ es la ganancia del concentrador. Debido que P_r está relacionado tanto con el patrón de radiación del transmisor como con el ángulo de incidencia del receptor, la distancia entre los transmisores y el nodo de detección, el cual es la posición del receptor y se puede expresar como las coordenadas (x_d, y_d) , no puede ser estimada de forma precisa usando la potencia óptica recibida solamente. Sin embargo, las distancias d_{ei} , $i = 1,2,3$ pueden ser estimadas basándonos en la potencia óptica recibida P_{ri} del transmisor i , que se determinan por la ecuación (3.59) y pueden ser expresadas como:

$$d_{ei} = \sqrt{C_{opt}/P_{ri}} \quad (3.62)$$

La directividad de la radiación y el ángulo de incidencia no son considerados, y C_{opt} es la constante de potencia óptica relacionada con la intensidad de radiación del led, la ganancia del concentrador, la ganancia del filtro, el área física del detector en el ambiente de radiación normal del transmisor y la incidencia normal de la luz en el receptor. Puede ser ineficiente ajustar la distancia estimada basándose en la medida del ángulo de incidencia, el patrón de radiación del transmisor, y el perfil de ganancia del receptor con respecto al ángulo incidente. La corriente del fotodetector, i_{PD} , en el receptor es generada en proporción a la potencia óptica recibida con una cierta sensibilidad. Consecuentemente, la ecuación (3.62) se puede convertir en:

$$d_{ei} = (C_{RF}/P_{RFi})^{1/4} \quad (3.63)$$

donde P_{RFi} es la potencia de radiofrecuencia recibida del transmisor i y C_{RF} es la constante de potencia de radiofrecuencia relacionada con la eficiencia en la conversión óptica a eléctrica y la constante de potencia óptica dada por la siguiente relación: $(P_{RFi})^{1/2} \propto i_{PD} \propto P_{ri}$.

Como se observa, la fuerza de la señal recibida proveniente de una fuente de luz es afectada considerablemente por factores como el ángulo del haz de la fuente de luz, el patrón de radiación de la fuente, la cantidad de luz ambiente que se tiene, la cantidad de reflexiones que hay en el medio, y claramente, la distancia a la que se está de la fuente de luz, que es nuestro parámetro deseado. Por esta razón, el cálculo de la fuerza de la señal recibida es un proceso complejo que requiere de técnicas de estimación de datos, pues al variar cada parámetro mencionado anteriormente, varían las ecuaciones que pueden describir el comportamiento de la RSS.

La fuerza de la señal recibida se acostumbra a expresar de forma logarítmica como dB o dBm, y estas son solo unidades para expresar la relación de potencia entre la señal y el ruido o SNR (del inglés Signal Noise Ratio), pero también puede ser utilizada cualquier unidad que denote o se relacione con la potencia absoluta de la señal recibida como W, mW, V y mV.

3.5. Regresión por mínimos cuadrados

El método de los mínimos cuadrados es una técnica de análisis numérico para aproximar la solución de sistemas sobredeterminados, es decir, sistemas con más ecuaciones que incógnitas. En este método se tiene un conjunto de pares ordenados (variable independiente y variable dependiente) y una familia de funciones, y se intenta encontrar la función continua, dentro de dicha familia, que se aproxime a los datos de acuerdo con el criterio del mínimo cuadrático. La aplicación más importante de los mínimos cuadrados es el ajuste de curvas.

Para llegar al mejor ajuste, se intenta minimizar la suma de cuadrados de las diferencias ordenadas (llamadas residuos) entre los puntos generados por la función elegida y los correspondientes valores en los datos. Cuando el problema tiene incertidumbres sustanciales en la variable independiente (eje x) la regresión simple y el método de los mínimos cuadrados tienen problemas para llegar a una solución; en tales casos, otras metodologías para ajustes de modelos variables pueden ser utilizadas.

3.5.1. Regresión lineal

Para asimilar mejor este procedimiento se describirán sus pasos al tiempo que se van realizando en un ejemplo. En la tabla 3.8 tenemos un conjunto ordenado de datos. Los datos representan la relación entre horas de estudio y notas obtenidas por una persona, así como se muestra el número de muestra 'n' de cada pareja de datos.

<i>n</i>	<i>Horas de estudio</i>	<i>Nota obtenida</i>
1	2	50
2	3	65
3	4	60
4	5	64
5	6	70
6	7	68

Tabla 3.8. Conjunto de datos donde se relacionan las horas de estudio con la nota obtenida.

Si realizamos una gráfica de acuerdo a los datos anteriores, asignando las horas de estudio al eje horizontal y las notas al eje vertical, veremos que hay una tendencia de que entre más se estudie mejor nota se obtendrá. Es decir, en los datos hay una tendencia que se puede aproximar a una línea recta ascendente, como la línea punteada de la figura 3.36. Entonces, si queremos calcular la posible nota que se obtendría si se estudian 8 horas debemos predecir este valor basados en la tendencia.

Creemos que la tendencia es una línea recta cuya ecuación tiene la forma:

$$y = ax + b \quad (3.64)$$

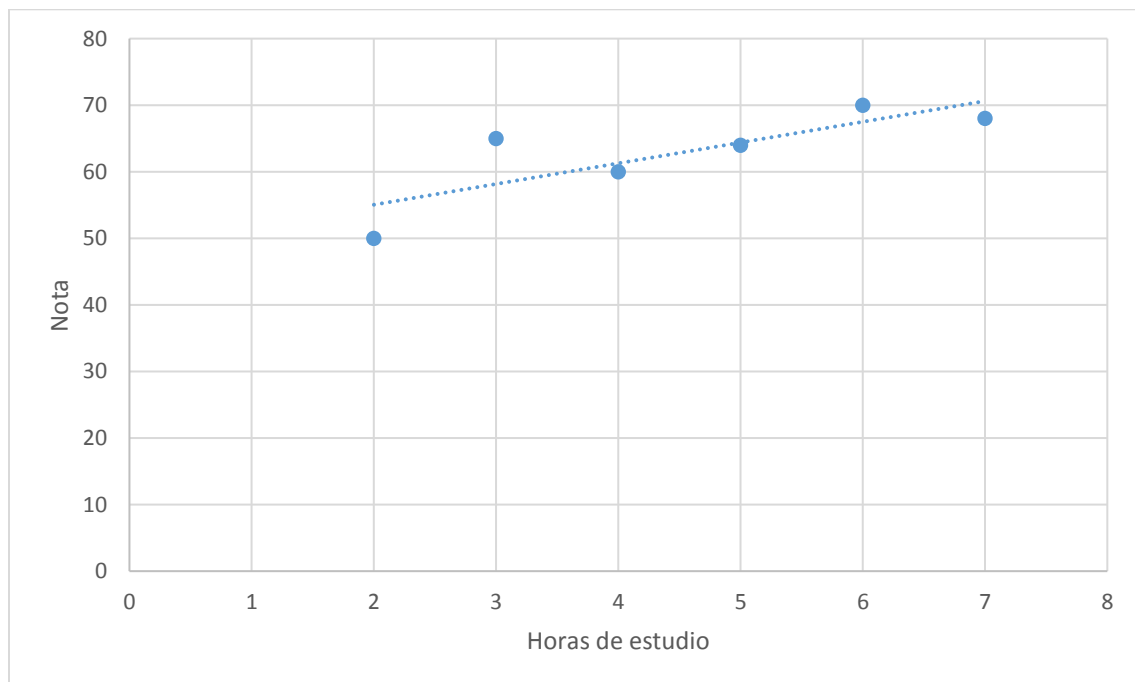


Figura 3.36. Notas vs. Horas de estudio y posible tendencia de los datos.

Conocemos los valores de x y y que nos da la tabla 3.8, y con ellos queremos hallar los valores de a y b , para así obtener la ecuación de la recta y con ella predecir la nota que se obtendría si se estudian 8 horas.

Podemos notar que ninguna línea recta se aproximaría perfectamente a los datos que tenemos, y por tanto siempre va a existir un error inevitable. Si denominamos y a las notas que conocemos de la tabla 3.8 y y_p a las notas que predeciremos con la ecuación de la recta. Podemos cuantificar este error para cada punto de la siguiente forma:

$$\frac{(y - y_p)^2}{2} \quad (3.65)$$

La expresión anterior se conoce como error cuadrático medio, y la suma normalizada de estos errores a lo largo de los datos es lo que queremos minimizar.

$$\text{Suma de errores cuadráticos (SEC)} = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (y_i - y_p)^2 \quad (3.66)$$

donde N es la cantidad de datos que conocemos, que en nuestro ejemplo es 6.

Reemplazando obtenemos:

$$y_p = ax + b \rightarrow SEC = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (y_i - (ax_i + b))^2 \quad (3.67)$$

$$SEC = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (y_i - ax_i - b)^2 \quad (3.68)$$

Una de las formas clásicas de minimización es la diferenciación, por lo tanto, si aplicamos la derivada podemos encontrar el mejor ajuste de la recta. Debido a que necesitamos encontrar los valores de a y b , debemos aplicar dos derivadas; pero como son dos variables independientes, podemos aplicar derivadas parciales. Entonces para obtener el valor de a realizamos lo siguiente:

$$SEC = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N ((y_i - b) - ax_i)^2 = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (x_i^2 a^2 - 2ax_i(y_i - b) + (y_i - b)^2) \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} \frac{\delta SEC}{\delta a} = 0 &= \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (2x_i^2 a - 2x_i(y_i - b)) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i^2 a + x_i b - x_i y_i) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i (x_i a + b - y_i) \end{aligned} \quad (3.70)$$

Ahora, para obtener b :

$$SEC = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N ((y_i - ax_i) - b)^2 = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (b^2 - 2b(y_i - ax_i) + (y_i - ax_i)^2) \quad (3.71)$$

$$\frac{\delta SEC}{\delta b} = 0 = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (2b - 2(y_i - ax_i)) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i a + b - y_i) \quad (3.72)$$

Si calculamos los valores de las ecuaciones (3.70) y (3.72) con todos los datos conocidos, vamos a obtener un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas, y mediante algún método de álgebra clásico podemos obtener los valores de a y b . Para el ejemplo anterior, obtenemos:

$$\frac{\delta SEC}{\delta a} = 23.167a + 4.5b - 291.833 = 0 \quad (3.73)$$

$$\frac{\delta SEC}{\delta b} = 4.5a + b - 62.833 = 0 \quad (3.74)$$

Dando como resultado $a = 3.114$ y $b = 48.819$. Entonces la nota que se obtendría si se estudian 8 horas es $3.114 * 8 + 48.819 = 73.101$.

Finalmente, existe un indicador que nos permite conocer el grado de afinidad de nuestra aproximación con los datos reales. Este indicador se conoce como coeficiente correlación, y se define de la siguiente forma:

$$R^2 = \frac{\sum_{i=1}^N (y_{p_i} - \bar{y})^2}{\sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2} \quad (3.75)$$

donde \bar{y} es el valor de salida promedio de los datos que se conocen y $0 \leq R^2 \leq 1$. Un valor de $R^2 = 0$ indica que no existe una relación entre los datos originales y los predichos, y un valor de $R^2 = 1$ indica que hay una total correlación entre los datos predichos y los originales.

En el ejemplo anterior, el valor de $\bar{y} = 62.833$ y el valor $R^2 = 0.661$, lo cual nos indica que la regresión lineal no es una aproximación muy buena para este caso.

3.5.2. Regresión cuadrática

Los conceptos y procedimientos descritos anteriormente se pueden extrapolar para ajustar los datos a cualquier curva polinómica como la cuadrática, la cúbica, la de orden cuatro, etc. Lo único que se debe agregar son los nuevos coeficientes que surgen al agregar más términos a la ecuación polinomial, y obviamente, se deben obtener los valores de estos nuevos coeficientes. De este modo, en el caso de una regresión cuadrática se tratarían de ajustar los datos a una curva de la forma:

$$y = ax^2 + bx + c \quad (3.76)$$

Siguiendo el procedimiento anterior, las tres ecuaciones que nos permitirán los valores de a , b y c , serían las siguientes:

$$\frac{\delta SEC}{\delta a} = 0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i^4 a - x_i^3 b + x_i^2 c - x_i^2 y_i^2) \quad (3.77)$$

$$\frac{\delta SEC}{\delta b} = 0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (-x_i^3 a + x_i^2 b - x_i c + x_i y_i) \quad (3.78)$$

$$\frac{\delta SEC}{\delta c} = 0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i^2 a - x_i b + c - y_i) \quad (3.79)$$

3.6. Redes neuronales

Las redes neuronales artificiales o ANN (acrónimo en inglés de Artificial Neural Networks) son sistemas computacionales inspirados en las redes neuronales biológicas que constituyen el cerebro de los animales. Cada unidad neuronal, o neurona, está conectada con muchas otras y los enlaces entre ellas pueden incrementar o inhibir el estado de activación de las neuronas adyacentes. En las implementaciones comunes de las ANN, la señal en la conexión entre las neuronas artificiales es un número real, y la salida de cada neurona artificial es calculada por una función no lineal de la suma de sus entradas. Las neuronas artificiales y sus conexiones típicamente tienen un peso que se ajusta a medida que la red neuronal aprende. El peso incrementa o decrementa la fuerza de la señal en la conexión. Las neuronas artificiales pueden tener un umbral tal, que solo si la señal sobrepasa el umbral se propaga a otra neurona. Típicamente, las neuronas artificiales son organizadas en capas, y diferentes capas pueden desarrollar diferentes tipos de transformaciones a sus entradas. Una red neuronal básica tiene por lo menos una capa de entrada, una o ninguna capa oculta y una capa de salida, como se muestra en la figura 3.37.

El objetivo original de una red neuronal es resolver los problemas de la misma manera que el cerebro humano. Las ANN han sido usadas en una variedad de tareas, como visión artificial, reconocimiento de voz, traducción por computador, filtrado de redes sociales, juegos de tablero, videojuegos y diagnósticos médicos.

Desde un punto de vista funcional, una red neuronal tiene dos etapas. La primera etapa es la etapa de entrenamiento o aprendizaje, en esta etapa es la que más se requiere un alto gasto de procesamiento computacional, pues son inyectados a la red muchos casos de entrenamiento para que ella reajuste sus pesos, mediante complejas técnicas como backpropagation (“propagación hacia atrás”) o deep learning (“aprendizaje profundo”), y realice una correlación entre las entradas inyectadas y las salidas esperadas. Una vez la red se encuentra entrenada pasa a su etapa de utilización práctica, que es la de validación, en la cual la red se puede ver como una caja negra que espera entradas de la misma naturaleza que las utilizadas en el aprendizaje y entrega una salida basada en la experiencia que obtuvo en su entrenamiento.

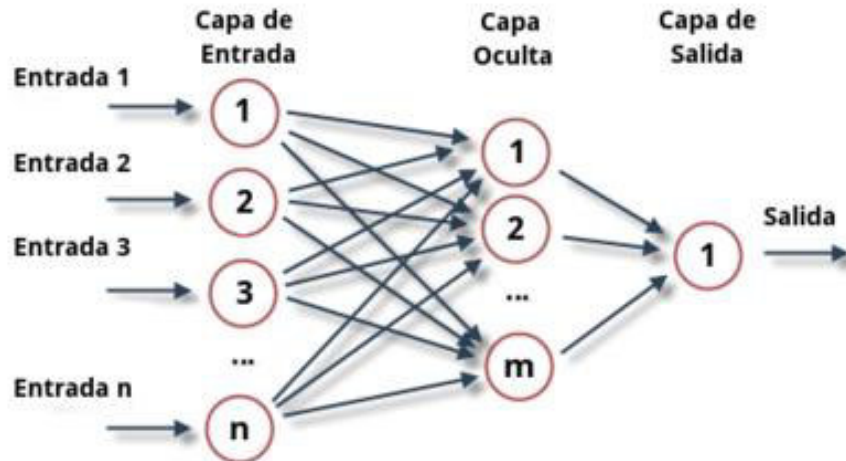


Figura 3.37. Estructura básica de una red neuronal.⁵⁰

Las redes neuronales se pueden usar para resolver problemas de estimación de datos, al igual que se puede utilizar el método de los mínimos cuadrados, y aunque en primera instancia se pueden ver como soluciones similares del mismo problema, ambas son bastante diferentes y cada una tiene sus ventajas y limitantes.

Como vimos en la sección anterior, la regresión por mínimos cuadrados nos permite estimar la mejor curva polinomial que se ajuste a un conjunto de pares de datos ordenados. Cada par de datos se compone de un valor independiente y otro dependiente, y bajo este precepto el método de regresión intenta obtener una ecuación que permita predecir los valores que tendrá la variable dependiente al ingresar cualquier valor en la variable independiente. En la sección anterior no se comentó, pero es claro que para que sea posible realizar una regresión lineal, el número mínimo de puntos conocidos es 2, para realizar una regresión cuadrática se requieren al menos 3, y así sucesivamente a medida que se aumente el orden del polinomio. Sin embargo, es claro ver que entre más pares de datos (puntos) se tengan, mejor será el modelo obtenido.

Las redes neuronales funcionan de una forma muy diferente, ellas no nos entregan ninguna ecuación para predecir el valor de un dato, sino que se convierten en una herramienta donde podemos ingresar un dato o un conjunto de ellos, y ella, por sí sola, nos entrega el resultado que más crea conveniente basada en la experiencia que adquirió durante su aprendizaje. Entonces, en una red neuronal se puede tener un conjunto de entradas y un conjunto de salidas, lo cual la hace muy versátil para muchos tipos de problemas. Como se mencionó, uno de los problemas que podemos resolver con la red neuronal es la estimación de datos, y para esto el problema se debe abordar desde un punto de vista diferente al de la regresión por mínimos cuadrados. En la regresión tomamos un conjunto de pares de datos, y tratamos de obtener la mejor función que los describa, para que con esta ecuación estimemos un dato de la pareja de acuerdo al valor del otro. La red neuronal entrenada opera como una función, de la cual no es necesario conocer su ecuación, pues se le ingresa un valor de entrada y ella estima un valor de salida basada en su entrenamiento. Para lograr esto, durante el aprendizaje se le ingresan pares de datos como los usados en la regresión, pero un dato como entrada (la variable independiente) y el otro como salida (la variable dependiente) de la red. Este conjunto de datos de entrada y salida se conoce como casos de entrenamiento. La red neuronal utiliza estos casos

⁵⁰ Fuente: <https://victoryepes.blogs.upv.es/2017/01/07/que-es-y-para-que-sirve-una-red-neuronal-artificial/> Accedido: [04-ene-2018]

para generar un modelo internamente que permita predecir el valor de la salida, al ingresar una entrada de la misma naturaleza que las utilizadas en los casos de entrenamientos. Entre más casos de entrenamiento, que describan la tendencia de los datos, se ingresen durante el aprendizaje, mejor será el modelo obtenido por la red neuronal y, en consecuencia, mejor será la estimación que realice.

3.6.1. Redes neuronales prealimentadas (feedforward)

Una red neuronal prealimentada, o en inglés feedforward, es una red neuronal artificial donde las conexiones entre las unidades no forman un ciclo, es decir, que no hay retroalimentación entre las entradas y las salidas de las neuronas. El tipo de redes retroalimentadas se denominan redes neuronales recurrentes.

La red neuronal prealimentada fue la primera y más sencilla forma de red neuronal ideada. En esta red, la información se mueve en una única dirección: hacia adelante. De los nodos de entrada, a través de los nodos escondidos (si existen) y hacia los nodos de salida. No hay ningún ciclo o bucle en estas redes. Luego de entender el concepto de las redes feedforward, podemos inferir que la red de la figura 3.37 es de este tipo.

Capítulo 4

Desarrollo Experimental

4.1. Ambiente de pruebas

Se diseñó un ambiente pruebas basado en la infraestructura del techo del laboratorio de la universidad, el cual tiene una altura de 2.8 m y está compuesto por láminas de cielorraso que se pueden utilizar como cuadrículas que sirvan de referencia para situar a las lámparas que componen nuestro sistema de posicionamiento. Al reutilizar la infraestructura del techo de la universidad, y usar las lámparas de este de forma dual, tanto como sistema de iluminación como de posicionamiento, se está asegurando que el costo de despliegue del IPS propuesto sea bajo.

Se tomaron medidas del tamaño de cada lámina del techo falso y se analizó la forma de ubicar las lámparas para que se tenga una buena iluminación y haya una buena distribución de la luz emitida por cada una de ellas. El resultado de este análisis se explica en la sección 4.1.1.

Debido a que la técnica de localización que se desea recrear en este trabajo es la trilateración, se necesita disponer de al menos tres lámparas para implementar la mínima parte funcional del sistema. Una vez implementado el sistema con tres lámparas, este se puede escalar mediante la creación de réplicas del triángulo originalmente formado. Por esta razón, con la creación de un ambiente de pruebas formado por tres lámparas se tienen los cimientos para la construcción de un sistema que abarque un área virtualmente infinita.

4.1.1. Triángulo de localización

Luego de analizar las características del techo y de tomar las medidas de las láminas de cielorraso que lo conforman, se propuso una distribución de las lámparas como la que se muestra en la figura 4.1.

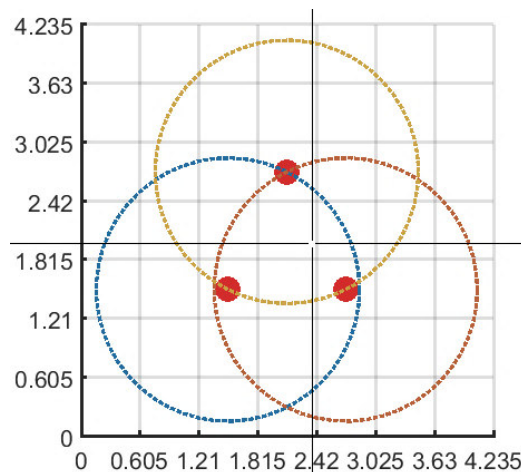


Figura 4.1. Representación gráfica del triángulo de localización implementado.

En la figura 4.1 cada cuadrado representa una lámina de cielorraso del techo, los valores de los ejes representan la distancia en metros que ocupan estas láminas, los círculos rojos representan la ubicación de las lámparas, las circunferencias punteadas de colores representan el alcance de luz mínimo, a nivel del suelo, que debe tener cada lámpara para que el sistema funcione y el punto indicado por la cruz negra de la derecha representa la posible posición del objeto que se pretende localizar con el sistema.

La disposición de las lámparas mostrada en la figura 4.1, permitiría localizar objetos con mayor certeza en el triángulo formado por la intersección del halo de luz de las tres lámparas, mediante la trilateración. Luego de implementar en el laboratorio el sistema propuesto el único faltante para dar por sentado que esta configuración es adecuada, era probar que la luz emitida por las lámparas seleccionadas tiene al menos el alcance deseado al nivel del suelo. Esto se corroboró, y las pruebas se muestran en la sección 4.2.6, por lo que la ubicación de las lámparas mostrada en la figura 4.1 es la utilizada en el finalmente ambiente de pruebas.

En la figura 4.2 se puede ver una fotografía de la distribución en el techo del laboratorio de las lámparas que forman el triángulo de localización, y en la figura 4.3 se visualiza el triángulo de localización que se dibujó en el piso como referencia.



Figura 4.2. Triángulo de localización formado por tres lámparas en el techo.



Figura 4.3. Triángulo de localización proyectado en el piso.

Los vértices del triángulo de la figura 4.3 se encuentran exactamente debajo del centro de cada una de las lámparas led de luz descendente del techo que se visualizan en la figura 4.2. De esta forma, tenemos un modelo real del triángulo propuesto en la figura 4.1.

4.1.2. Modulación de la luz de las lámparas

Una vez hemos establecido nuestro ambiente de pruebas, debemos definir la forma en la que se va a alterar el funcionamiento de las lámparas para enviar datos a través de ellas. Como sabemos las lámparas a utilizar son de tipo led y entre las ventajas que vimos en la sección 3.1.2 de este tipo de lámparas está el que permiten una operación intermitente a altas velocidades. Con esta certeza podemos asegurar que la forma más simple de modular estas lámparas es mediante una modulación digital de amplitud u OOK, y para cumplir con nuestro cometido de

afectar lo menos posible su función de iluminar, debemos modularlas a una frecuencia por encima de los 200 Hz para que el ojo humano no detecte los parpadeos que esta modulación puede producir. Esta forma de modulación es bastante simple y si jugamos con el ciclo de trabajo de la señal moduladora podemos manipular la iluminancia entregada por la lámpara, esto con el fin de alterar lo menos posible la potencia lumínica entregada por las lámparas al modularlas.

En conclusión, la modulación OOK es la que se utilizó en nuestra implementación para transmitir los datos que se quieran enviar con las lámparas y será la utilizada en todas las secciones posteriores de este trabajo.

4.1.3. Escalabilidad del sistema

Uno de los ideales de nuestro sistema es que sea escalable, de tal forma que mediante la realización de réplicas de una unidad estructural o célula básica se puedan abarcar áreas mayores a las cubiertas por dicha unidad. Por esta razón, en la etapa de diseño se decidió que la mejor forma de cubrir esta necesidad era asignando un identificador único a cada lámpara, conformado por una cantidad exacta de bits, y este código se emitiría periódicamente por cada transmisor. El identificador y la posición de cada lámpara se asignan previamente, y son datos conocidos por el receptor; el cual al percibir el código asignado a alguna de las lámparas descifra la posición de esta. De esta forma el sistema se puede expandir teniendo como límite de escalamiento la cantidad de identificadores únicos que se pueden generar con el número de bits empleados para formar los códigos identificatorios de las lámparas.

Con esta forma de funcionamiento también se están garantizando la privacidad y la escalabilidad del número de objetos identificables en el sistema, puesto que las lámparas emiten su código de identidad continuamente, mas no su ubicación; y cada receptor al estar previamente cargado con los datos de la posición de cada lámpara, puede relacionar el código de cada lámpara con la ubicación de esta. Además, cada receptor al recibir datos de al menos tres lámparas puede calcular su ubicación y decidir si la comparte con otros dispositivos o no.

La unidad estructural o célula básica se ideó como un grupo de 7 lámparas que forman un hexágono, y al interior de cada una de estas unidades se formarían 6 triángulos de localización como el de la figura 4.1, los cuales serían la unidad funcional básica del sistema. En la figura 4.4 se muestra un esquema de la distribución de las lámparas propuesta para hacer nuestro sistema escalable.

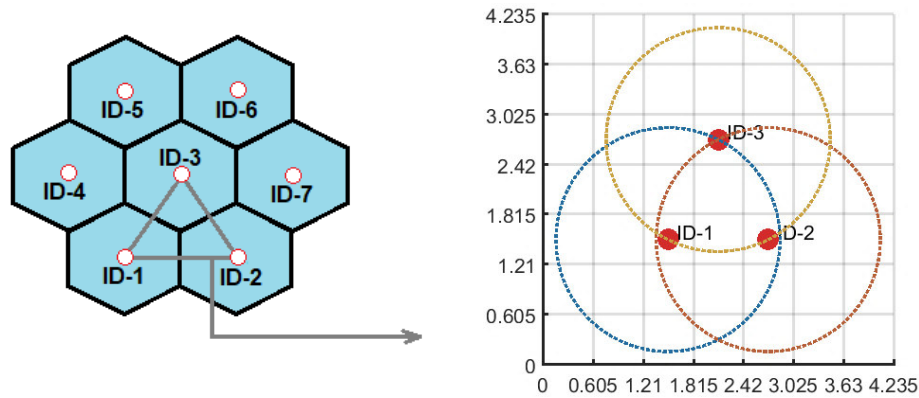


Figura 4.4. Esquema de distribución de las lámparas propuesto.

En la parte izquierda de la figura 4.4 se observa el hexágono que conforma la célula básica de nuestro sistema, así como también se resalta el triángulo de ubicación, que sería nuestra unidad de detección básica. Cada lámpara se representa por un círculo blanco con borde rojo y tiene un número identificador (ID). El halo de la luz emitida por cada lámpara se representa por un hexágono, aunque realmente es circular; esto es para efectos de simplicidad y para que se vea de una forma más ordenada el sistema. En la parte derecha de la figura 4.4 se muestra con más detalle nuestra unidad de localización básica y el halo de cada lámpara se representa por las circunferencias punteadas.

Esta unidad estructural sería replicada las veces que sean necesarias para cubrir el área de la edificación donde queremos hacer funcionar nuestro sistema, como se muestra en la figura 4.5. En la figura sólo se muestra el halo de propagación de las lámparas por simplicidad, y se pueden ver tres réplicas de nuestra célula básica cubriendo un área, cada réplica se puede identificar por su color. Al comparar las diferentes células, se puede observar que no es necesario que en cada réplica la numeración del identificador de las lámparas siga un orden específico. Esto se debe a que el identificador es asignado a cada lámpara, y al asignarlo se registra la posición de la lámpara, sin importar la ubicación de esta en el hexágono. Estos datos son cargados al receptor, y de esta forma al identificar el código de la lámpara, este conoce su posición.

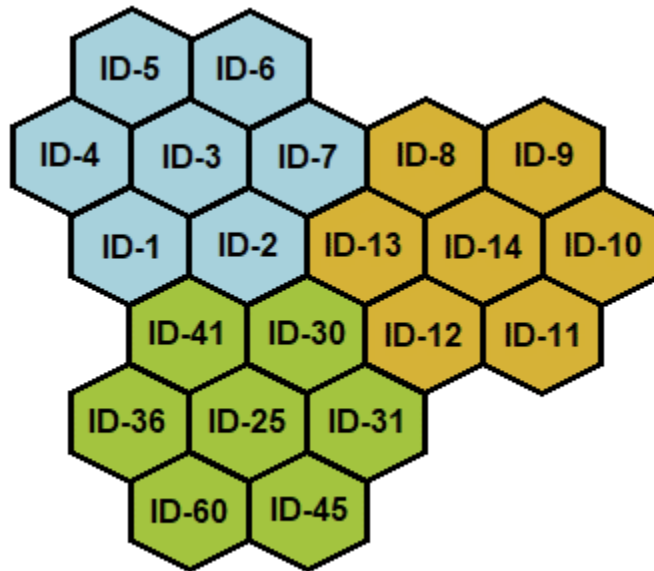


Figura 4.5. Réplicas de la unidad estructural básica cubriendo un área.

No obstante, podemos notar que nuestra unidad estructural nos enfrenta a una limitante en cuanto a la forma del terreno que queremos cubrir. Por consiguiente, debemos recordar que, aunque nuestra célula básica se ideó para realizar réplicas rápidas y así cubrir fácilmente grandes áreas, esta no es nuestra unidad fundamental de ubicación; por lo que, utilizando réplicas de nuestro triángulo de localización podemos crear células especiales que nos permitan cubrir esos espacios que nuestra unidad estructural básica no puede.

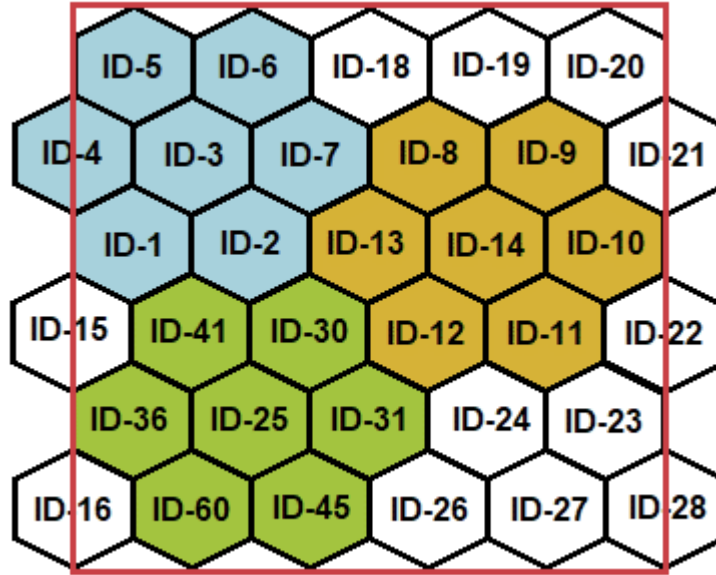


Figura 4.6. Réplicas de la célula básica y células especiales cubriendo una superficie rectangular.

Supongamos que queremos cubrir un rectángulo como el rojo de la figura 4.6. Como vimos en la figura 4.5, con solo células básicas no podemos cubrir perfectamente el área, por lo que debemos agregar lámparas individuales para cubrir las zonas restantes por cobertura, tal como lo muestra la figura 4.6, donde se agregan lámparas (en blanco) para cubrir las zonas que las 3 células básicas desplegadas (azul, naranja y verde) no llegan a cubrir. Podemos notar que las lámparas adicionales pueden formar triángulos de localización con sus vecinas, y en secciones posteriores veremos que con estas lámparas se pueden formar grupos, denominados células especiales, que se adaptan a la forma deseada.

Debido a que conocemos las distancias reales entre las lámparas, podemos saber el área que cubriría nuestro triángulo de localización, y nuestra unidad estructural. Sabemos que las galletas de techo falso tienen un tamaño de 0.61 m x 0.61 m, y que las lámparas se van a ubicar en los centros de estas láminas, como lo muestra la figura 4.1. Entonces el área que abarcaría nuestro triángulo de localización es de:

$$A_{\Delta} = \frac{b \cdot h}{2} = \frac{1.22 \cdot 1.36}{2} = 0.83 \text{ m}^2 \quad (4.1)$$

donde, b es la base del triángulo y h su altura. Observando la figura 4.1, podemos ver que nuestra $b = 1.22 \text{ m}$, y nuestra $h = \sqrt{0.61^2 + 1.22^2} = 1.36 \text{ m}$.

Sabemos que nuestra unidad estructural está formada por 6 triángulos de localización, por lo que la superficie cubierta por cada hexágono es de:

$$A_{cel} = A_{\Delta} \cdot 6 = 4.98 \text{ m}^2 \quad (4.2)$$

Una vez conocemos la superficie que podemos cubrir con nuestra unidad estructural, se puede utilizar este valor para hacernos una idea del número de unidades estructurales que requeriríamos para cubrir el área de una posible edificación objetivo, y de esta forma podríamos saber cuántas lámparas se necesitarían, y a su vez, determinar cuántos bits se usarían para direccionar ese número de lámparas. Supongamos que nuestra área objetivo máxima es la de

una bodega o la de una casa promedio, estos lugares tienen una superficie promedio de unos 200 m^2 . La cantidad de lámparas necesaria para cubrir esta área es:

$$CntLamps = \frac{Superficie}{A_{cel}} \times N^{\circ} \frac{Lamps}{célula} = \frac{200}{4.98} \times 7 = 281.12 \quad (4.3)$$

Por lo tanto, con 281 lámparas cubriríamos un área aproximada de 200 m^2 , con la distribución de las lámparas propuesta.

Recordemos que nuestro plan es enviar un código digital único con cada lámpara, por lo que requeriríamos 281 códigos diferentes los cuáles, a su vez, necesitan por lo menos 9 bits para direccionarse. Por practicidad en la programación, se diseñó el sistema para direccionar 8 bits (1 byte), es decir, hasta 255 códigos únicos; pero 5 códigos se reservaron para el manejo de errores del sistema. En otras palabras, en nuestro diseño se pueden utilizar hasta 250 lámparas, las cuales forman aproximadamente 36 unidades estructurales, que a su vez abarcan una superficie de alrededor de 172 m^2 . Aunque esta superficie no es la planteada inicialmente, se acerca bastante y es un buen caso de prueba para validar la funcionalidad de nuestro sistema.

Adicionalmente, se debe tener en cuenta que además del número de bits, hay otros parámetros que están limitando la cobertura de nuestro sistema, como lo son el ángulo del haz de luz y la potencia de las lámparas, así como la distribución de las galletas del techo y la distancia del techo al suelo. Todos estos parámetros están interrelacionados de la siguiente forma:

1. Entre mayor sea el ángulo del haz de luz de las lámparas, mayor es el radio del halo de luz.
2. Entre mayor es la potencia de las lámparas, se pueden ubicar a mayor distancia del suelo, lo cual a su vez aumentaría el radio del halo de luz a nivel del suelo.
3. Entre mayor es el radio del halo de luz de lámparas, más se pueden separar sin afectar el funcionamiento del sistema.

El ángulo del haz de luz ya se encuentra estandarizado para los diferentes tipos de lámparas led, y la variación de este entre ellas no es muy notable; por lo que este parámetro no es muy manipulable para mejorar la cobertura de nuestro sistema.

La potencia, en cambio, es un parámetro bastante versátil porque se consiguen lámparas led de diferente potencia, incluso para un mismo tipo. Sin embargo, aumentar la potencia no tiene ninguna ventaja práctica si no aumentamos la altura a la que se encuentran nuestras lámparas.

En consecuencia, nuestro sistema propuesto logra su mayor cobertura cuando las lámparas se ubican de la siguiente forma:

1. A una altura tal, que la potencia recibida al nivel del suelo sea cercana al valor mínimo detectable por el fotodetector utilizado.
2. Con una distancia entre ellas igual al radio máximo del halo de luz percibido. Teniendo en cuenta que el radio máximo del halo de luz es:

$$r_{max} = \tan(\text{ángulo_haz}/2) \cdot h_{max} \quad (4.4)$$

donde,

ángulo_haz : es ángulo del haz de luz, y es un parámetro propio de la lámpara led.

h_{max} : es la altura máxima a la que queremos detectar objetos, es decir, la distancia en el eje vertical de nuestras lámparas al punto de mayor elevación al que queremos detectar objetos. Por lo tanto, entre mayor altura tengan las lámparas es más probable que se tenga un mayor radio del halo de luz.

La optimización anterior se puede realizar si en la etapa de diseño tenemos la posibilidad de modificar aspectos estructurales del lugar donde se va a implementar nuestro sistema, como la altura de la armazón y las cuadrículas en las cuáles se ubicarán las lámparas. Esto es no algo viable en la mayoría de los casos, porque se tendría que participar en la etapa de diseño de la edificación como tal, pero es algo posible.

En la mayoría de los casos, y es el caso de este diseño, nuestro sistema se debe adaptar a una infraestructura existente como lo es la altura del cielorraso y el tamaño de las láminas de cielorraso de nuestro ambiente de pruebas. En estos casos se debe adaptar el sistema para garantizar su funcionamiento, aunque las células no tengan la mayor cobertura realizable.

Finalmente, el sistema se puede diseñar para que se puedan direccionar más lámparas que las 250 propuestas, pensando en expandirlo a superficies mayores a las planteadas en este trabajo. Es decir, el número de bits empleado para los códigos de lámparas puede ser configurable, procurando que un cambio en ello no repercuta seriamente en el desempeño o funcionamiento del sistema.

En resumen, nuestro diseño está compuesto por células básicas de 7 lámparas que cubren un área de 4.8 m^2 cada una, y se pueden implementar células especiales ajustables que pueden cubrir un área mínima de 0.83 m^2 y son útiles para adaptarse a la forma de la superficie donde deseamos implementar nuestro sistema. El diseño está pensado para manejar hasta 250 lámparas que pueden cubrir una superficie total de alrededor de 172 m^2 , pudiendo llegar a cubrir mayores áreas si se aumenta la altura y la distancia de separación de las lámparas, y/o aumentando el número de bits empleado para direccionar el código de las lámparas.

4.1.4. Algoritmo de localización

Como se ha mencionado, la técnica de detección de la ubicación implementada en nuestro sistema es la trilateración, y para demostrar la funcionalidad de nuestro diseño experimental se implementó el algoritmo de la trilateración bidimensional. El hecho de que nuestro diseño se haya propuesto para localizar solamente objetos en planos 2D no significa que nuestro sistema no se pueda habilitar para localizar objeto de una forma tridimensional. Por esta razón, se crearon códigos en Matlab® que permitieran recrear de forma simulada la localización de objetos en dos o tres dimensiones utilizando la trilateración.

Como se explicó en la sección 3.3.1, en la trilateración en dos dimensiones se necesitan por lo menos tres puntos de referencia en coordenadas (x, y) y la distancia del objeto a localizar a cada uno de estos, por lo que en nuestro programa de simulación ingresamos estos datos como valores conocidos, para así validar el funcionamiento del algoritmo de detección. En la figura

4.7 se puede ver el funcionamiento de nuestro algoritmo de detección, donde las lámparas, o puntos de referencia, se muestran como los círculos rojos y el objeto a localizar se muestra como un punto negro. Las circunferencias punteadas representan el halo de cada lámpara. Una vez conocida la posición de las referencias, nuestro código solo requiere las distancias del objeto a cada punto de referencia. Estas distancias equivalen al radio de cada circunferencia continua y concéntrica a cada referencia. Finalmente, con estos valores nuestro programa puede localizar con exactitud la ubicación del objeto.

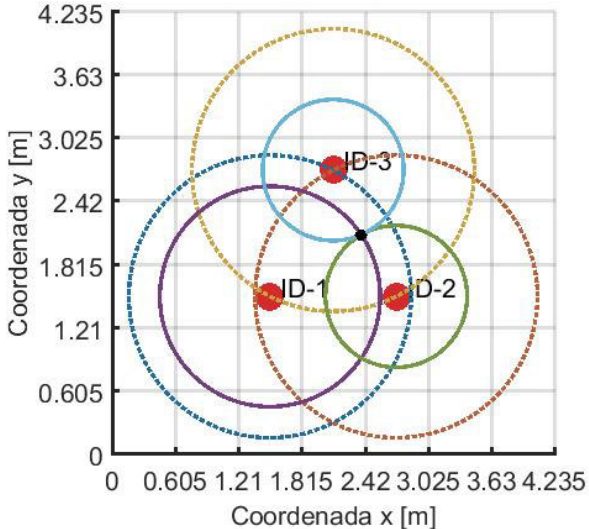


Figura 4.7. Funcionamiento del algoritmo de localización bidimensional para tres lámparas.

De forma similar, y con base en la teoría de la sección 3.3.1, se realizó un programa que simule la localización en tres dimensiones, esto con el fin de estar preparados para implementar esta forma de localización en el futuro, y así, hacer nuestro sistema más robusto. En este programa se requieren cuatro puntos de referencia en coordenadas (x, y, z) para localizar un objeto que se encuentre en las cercanías de estos.

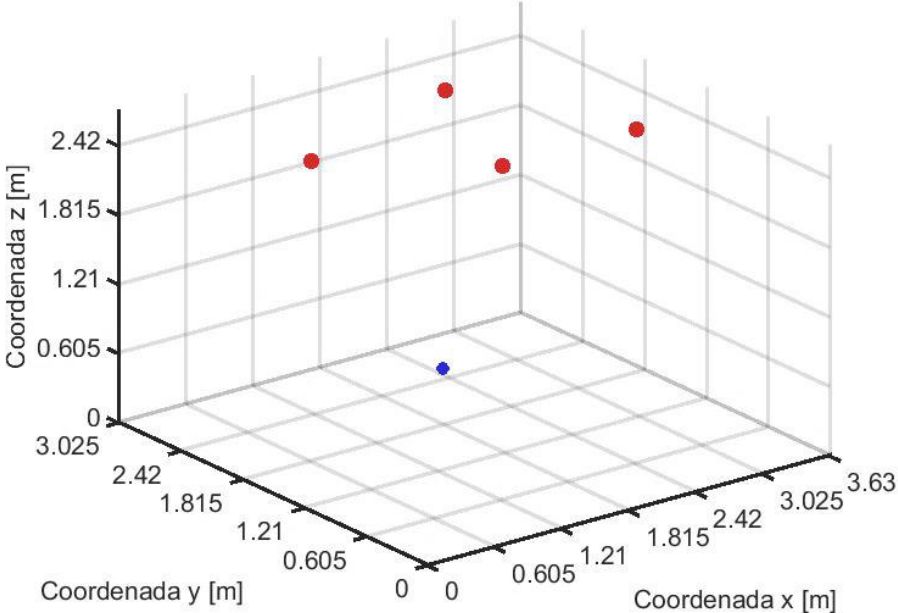


Figura 4.8. Funcionamiento del algoritmo de localización tridimensional para cuatro lámparas.

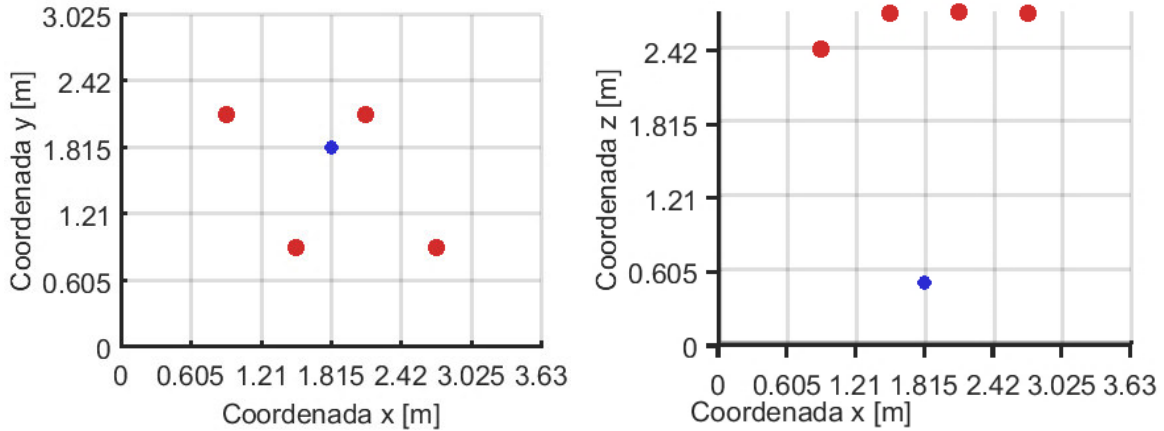


Figura 4.9. Vista de los planos xy (izq.) y xz (der.) del algoritmo de detección tridimensional.

En las figuras 4.8 y 4.9 se puede ver el resultado de una prueba realizada al programa de simulación para la localización en 3D. Las imágenes muestran cuatro puntos de referencia en rojo y el objeto a localizar en azul. De forma semejante a la localización bidimensional, una vez conocida la ubicación de las referencias, al algoritmo solo requiere las distancias del objeto a cada una de ellas para conocer de con exactitud la ubicación de dicho objeto.

Las imágenes de la figura 4.9 permiten ver, tal vez de mejor forma, la ubicación de las referencias y del objeto. En la imagen de la izquierda se muestra una vista superior del escenario de la figura 4.8, mientras que en la imagen de la derecha se muestra una vista frontal observada desde el plano x . Al observar esta última imagen, podemos advertir que una de las lámparas de referencia se encuentra a una altura diferente que las otras tres. Esto no es fortuito, y es debido a que el algoritmo de trilateración requiere que las ecuaciones que describen la distancia del objeto a cada referencia sean linealmente independientes, esto implica que una de las componentes (x , y , z) no puede ser la misma en las cuatro lámparas.

La anterior limitante teórica podría imponer una limitante práctica a la hora de implementar la localización 3D en nuestro sistema, pues se requeriría que algunas lámparas se encuentren a diferente altura, lo cual no sería muy estético y poco útil desde el punto de vista de la iluminación. Esto haría que nuestro sistema pierda uno de sus propósitos y que pierda atractivo. Si pensamos que el mundo es imperfecto y que las lámparas nunca van a estar exactamente a la misma altura por más que se quiera, los inconvenientes mencionados para la trilateración 3D se pueden resolver; para validar esto, se realizó una simulación variando la altura de una de las lámparas mínimamente.

Como se observa en las figuras 4.10 y 4.11, el algoritmo encuentra una respuesta al variar de forma casi imperceptible la altura de una de las lámparas, lo cual nos da una opción para solventar la limitante teórica que tenemos con la trilateración 3D.

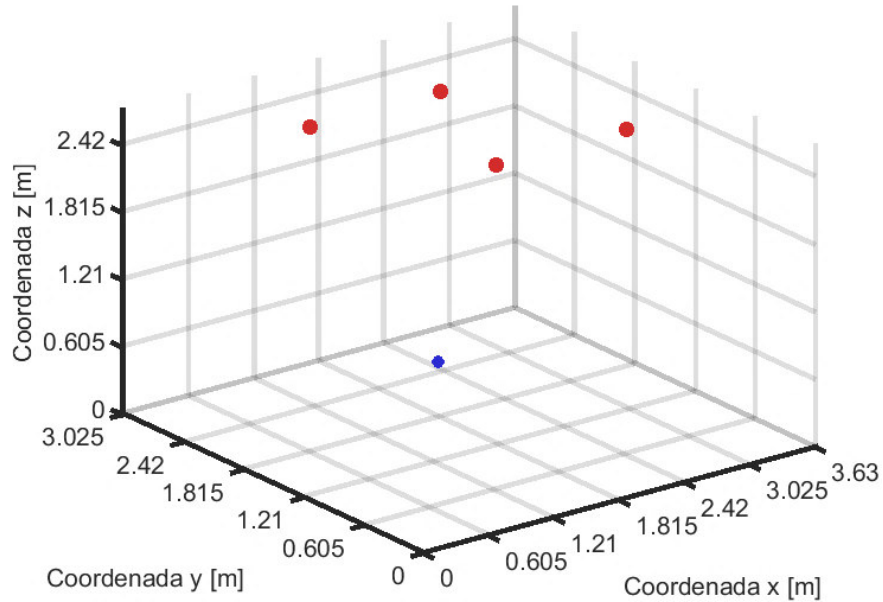


Figura 4.10. Simulación del algoritmo de localización 3D al variar la altura de una de las lámparas tenuemente.

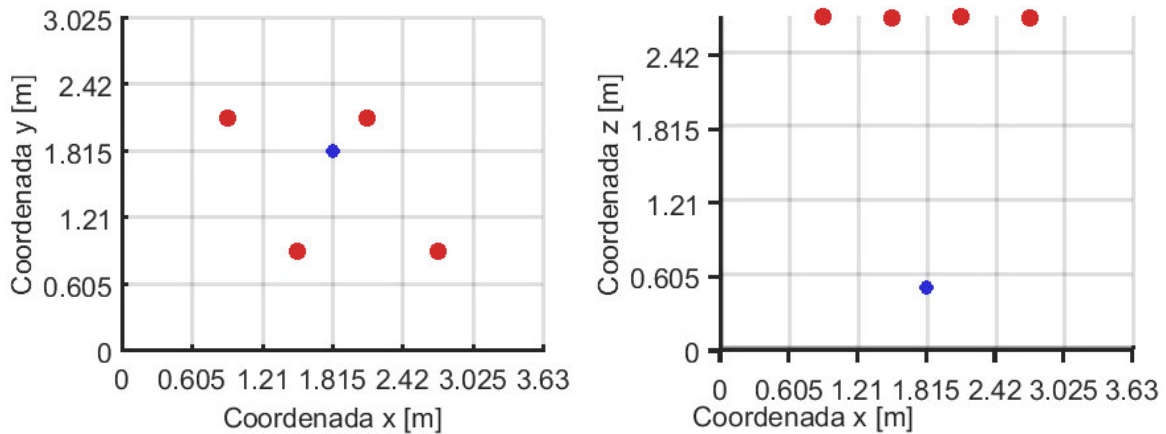


Figura 4.11. Vista de los planos xy (izq.) y xz (der.) del escenario de la trilateración en 3D al variar tenuemente la altura de una de las lámparas.

Finalmente, nuestro sistema debe estar preparado para el escalamiento, por lo que nuestro algoritmo de detección debe ser capaz de localizar un objeto en un ambiente con un número de lámparas mayor que las mínimas para implementar la trilateración. Para lograr esto se debe considerar que nuestra unidad de localización siempre va a estar compuesta por tres (trilateración bidimensional) o cuatro (trilateración tridimensional) lámparas, por lo que, en ambientes con un número mayor de lámparas lo que se debe hacer es identificar cuáles son las lámparas más cercanas al objeto y utilizar estas para realizar la trilateración. De esta forma se puede localizar un objeto, siempre y cuando, este observe un número de lámparas igual o mayor al mínimo mandatorio por el algoritmo de la trilateración.

Como se mencionó anteriormente, nuestro diseño solo se va a limitar a la trilateración bidimensional, por lo tanto, para simular un ambiente de detección con más lámparas que las mínimas requeridas en la trilateración, solo se debe determinar cuáles son las tres más cercanas al objeto a localizar, y con estas tres implementar la trilateración. Ya sabemos que nuestra

unidad básica de escalamiento está compuesta por 7 lámparas, de manera que al garantizar el funcionamiento de nuestro algoritmo para esta unidad podemos tener certeza de que nuestro diseño está habilitado para escalarse.

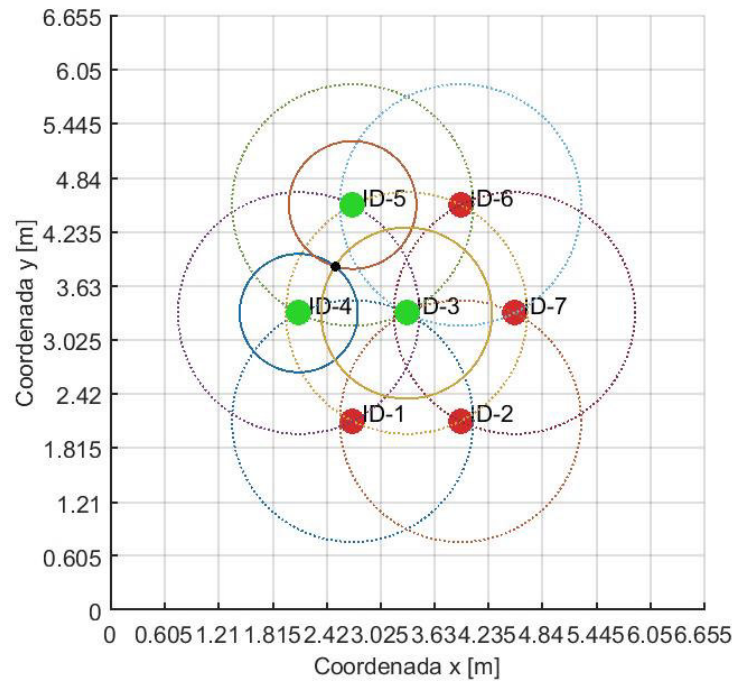


Figura 4.12. Simulación del algoritmo de detección en la célula básica del sistema.

En la figura 4.12 se muestra la simulación de nuestro algoritmo de localización en el escenario de nuestra célula básica. En la figura se observan las 7 referencias como los círculos rellenos. Los halos de cada lámpara se representan por las circunferencias punteadas y concéntricas a cada referencia. Una vez se conocen las posiciones de las referencias, el programa solicita la distancia del objeto (representado por el punto negro) a cada una de las lámparas de la célula; con esta información el algoritmo determina las tres referencias más cercanas, las cuales resalta en color verde, y con la distancia a ellas (equivalente al radio de las circunferencias continuas) implementa el algoritmo de la trilateración y determina con exactitud la ubicación del objeto.

Hasta el momento hemos podido recrear, mediante simulación, nuestro algoritmo de ubicación en 2D y 3D, así como validamos el funcionamiento de este algoritmo en nuestra célula básica para el caso bidimensional. Pero no hemos explicado qué garantiza que, al replicar nuestra célula básica, el sistema continúe funcionando y localizando objetos. El principio por el cual podemos garantizar el funcionamiento del sistema al escalar nuestro diseño es la multiplexación espacial. Podemos aprovechar que la luz de cada lámpara se propaga en un área limitada y diferenciar de alguna forma la señal emitida por cada una de las 7 lámparas que componen la célula básica, de modo que la información enviada por cada lámpara de la célula pueda ser reconstruida y se vea afectada lo menos posible por la información de sus vecinas. Esta forma de diferenciar las lámparas se puede implementar utilizando una multiplexación por frecuencia o una multiplexación por tiempo. Luego podemos replicar esta célula, repitiendo el modo de diferenciación de las señales de las lámparas, y asegurando que los modos de diferenciación similares se encuentren a suficiente distancia como para que el halo de luz de esas lámparas no se mezcle o lo haga lo menos posible, como se muestra a continuación:

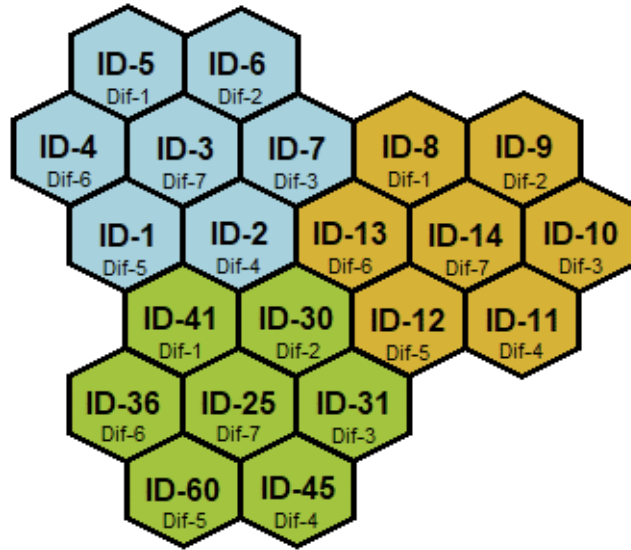


Figura 4.13. Réplicas de célula básica utilizando la multiplexación espacial.

La figura 4.13 representa un conjunto de tres unidades estructurales básicas de nuestro sistema en el que se implementa la multiplexación espacial. Se puede observar que cada célula tiene un diferenciador de cada una de sus lámparas, representado por la expresión Dif-X, donde X representa el número del diferenciador. Este diferenciador se repite en todas las células, pero si analizamos, nunca se tienen dos diferenciadores iguales a menos de dos lámparas de distancia. De esta forma garantizamos que siempre vamos a poder distinguir y descifrar las señales de las tres lámparas más cercanas para realizar la trilateración.

En la sección anterior hablamos de unas células especiales en nuestro sistema, que servían para adaptar nuestro sistema a cualquier forma que queramos cubrir. Estas son lámparas individuales adicionadas en los lugares donde las células básicas no cabrían y dijimos que estas lámparas se pueden agrupar, formando las células especiales. La forma en que se agrupan estas lámparas no es arbitraria, pues se debe asegurar que se cumplen los requisitos para que la multiplexación espacial funcione y se deben formar grupo de lámparas cercanas entre sí.

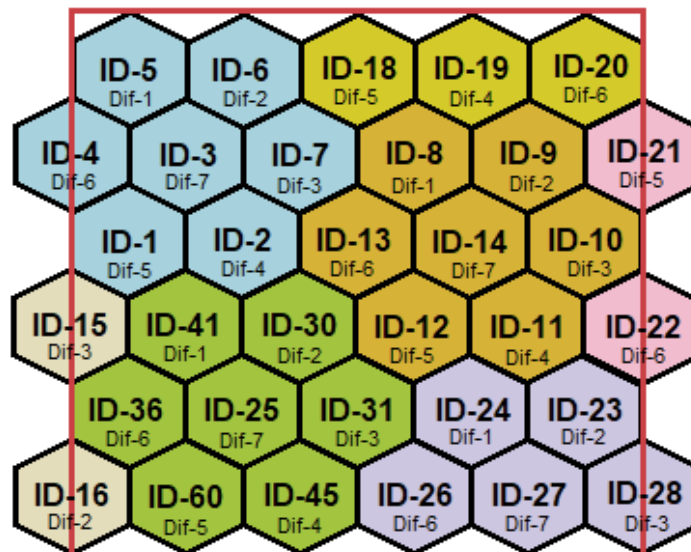


Figura 4.14. Réplicas de la célula básica y células especiales agrupadas cubriendo una superficie rectangular.

En la figura 4.14 se visualizan 3 unidades estructurales básicas y 4 células especiales desplegadas para cubrir una superficie rectangular. Si comparamos las figuras 4.13 y 4.14 podemos ver que en la última se agregaron 12 lámparas, las cuales se organizaron en 4 grupos (gris, azul púrpura, amarillo y rosa). Se puede ver además que, para organizar estas nuevas lámparas se les asignó un diferenciador siguiendo el patrón de distribución de los diferenciadores de las lámparas en las células básicas, luego se organizaron de forma que lámparas cercanas en las que no se repitan los diferenciadores formaran un grupo.

Antes de continuar, es pertinente recalcar que el modo de diferenciar las señales de las lámparas en la célula básica es diferente al código identificador de cada lámpara. El primero garantiza que las señales de cada lámpara se puedan distinguir y reconstruir, mientras que el segundo es la información enviada como señal lumínica por cada lámpara, que sería su código identificador. El diferenciador de las lámparas nos hace posible descifrar el código de las lámparas más cercanas al receptor, así como la distancia entre este y las lámparas. El código de las lámparas nos permite revelar la posición de ellas en nuestro escenario. Con estos parámetros podemos realizar la trilateración y localizar el objeto.

Pero ¿cómo es posible que podamos conocer las distancias de las lámparas al receptor utilizando el diferenciador de las lámparas en la célula? Esto se logra midiendo la potencia recibida de cada lámpara en el receptor, este método es mejor conocido como fuerza de la señal recibida, o RSS, y se explicó en la sección 4.1.2. Los valores de distancia obtenidos mediante la RSS son los parámetros más críticos de nuestro diseño, pues de la precisión de estos valores va a depender el desempeño de nuestro sistema.

4.2. Lámpara led

4.2.1. Selección de la lámpara led

Las lámparas de ledes se consiguen en el mercado con una gran variedad de tamaños y presentaciones, por lo que se debió realizar un análisis previo para determinar qué tipo de lámpara led puede cumplir de forma favorable con los requerimientos de nuestro sistema de posicionamiento. Las características que se analizaron fueron:

- Una buena relación entre precio y eficiencia energética.
- La luminancia emitida debe ser equivalente a la emitida por una lámpara incandescente o fluorescente común.
- Una buena disponibilidad en el mercado local.
- Que sea de fácil montaje en el techo de una edificación previamente construida, como el de la universidad.
- Que tenga una buena transferencia de energía lumínica directa hacia el suelo de la edificación, es decir, que haya una reflexión mínima con el techo.
- Que tenga un ángulo del haz de luz bastante amplio.
- Que tenga una buena iluminancia a nivel del suelo, es decir, que haya una buena distribución de la luz por unidad de área a esa distancia.

Luego de comparar diferentes tipos de lámparas de ledes teniendo en cuenta estas características, se concluyó que las lámparas led de luz descendente son una buena solución a nuestras necesidades, y específicamente se seleccionaron las lámparas DLD10W150CW926 como la que se muestra en la figura 4.15, y que tienen las características presentadas a continuación.

Tipo	Panel led redondo delgado de luz descendente
Modelo	DLD10W150CW926
Precio	\$190 MXN
Consumo	10 W
Flujo luminoso	900 lm
Ángulo del haz	120°
CRI	≥75 Ra
Fuente de luz led	SMD3015
Voltaje DC nominal	DC 20-24 V
Voltaje con driver	AC 85-265 V
Corriente	DC 410 mA (24 V)
Color	Blanco frío
CCT	5500-6500 K
Horas de vida	50000 h
Factor de protección	IP20
Peso	250 g
Diámetro externo	150 mm
Diámetro interno	130 mm
Profundidad	13 mm

Tabla 4.1. Características de la lámpara led de luz descendente DLD10W150CW926.



Figura 4.15. Vista anterior (izq.) y posterior (der.) de la lámpara led de luz descendente DLD10W150CW926.

4.2.2. Rango de operación de las lámparas en DC

Una vez se compraron las lámparas se procedió a realizarles pruebas para obtener sus parámetros de operación. La primera prueba realizada fue la caracterización en corriente continua de la lámpara, para lo cual se utilizó una fuente de DC del laboratorio que entrega hasta 25 V y hasta 2 A en su salida. Inyectando de forma incremental un voltaje a la lámpara se pudo determinar que su nivel de tensión umbral está alrededor de los 17 V, por lo que a partir de este valor se tabuló el comportamiento de la corriente y de la iluminancia percibida a una distancia de 40 cm, a medida que se aumentaba el nivel de tensión hasta los 25 V. Estos comportamientos se muestran en las figuras 4.16 y 4.17. Al analizar estas figuras podemos observar que hay una relación directa y proporcional entre la corriente y la iluminancia entregada por la lámpara.

A lo largo de este trabajo, la iluminancia fue medida utilizando un luxómetro, existente en el laboratorio de la universidad, modelo LX-107 de la marca Lutron. Las características más relevantes del luxómetro se muestran en la tabla 4.2 y en la figura 4.18 se muestra una imagen de este.

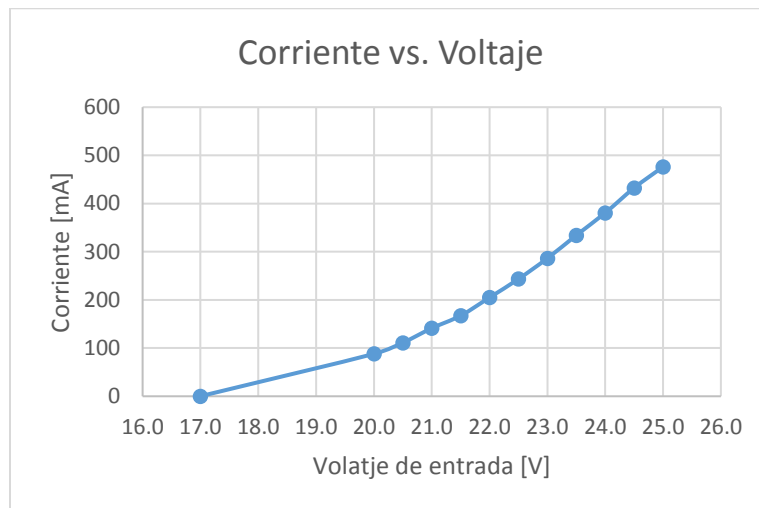


Figura 4.16. Caracterización de la corriente de la lámpara al variar la tensión de alimentación.

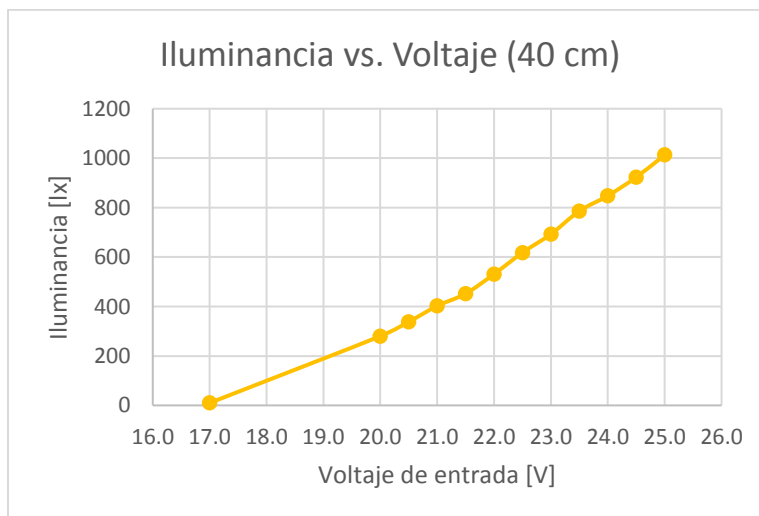


Figura 4.17. Caracterización de la iluminancia recibida de la lámpara a 40 cm de distancia al variar la tensión de alimentación.

	Medida	Rango	Resolución	Precisión
Medidas y rangos	Luxes	0-1,999 luxes (2,000)	1 lux	# (5% + 2 d)
		1,800-19,900 luxes (20,000)	10 luxes	# (5% + 2 d)
		18,000-100,000 luxes (100,000)	100 luxes	50,000 lux: # (5% + 2d) >50,000 lux: No especificado
	Pie-candela (Fc)	0-186.0 Fc (200)	0.1 Fc	# (5% + 2 d)
		167 – 1,860 Fc (2,000)	1 Fc	# (5% + 2 d)
		1,670-1000 Fc (10,000)	10 Fc	4,650 Fc: # (5% + 2 d) > 4,650 Fc No especificado
Selección del tipo de iluminaria	Lámpara de tungsteno, fluorescente, de sodio o de mercurio			
Sensor	Foto diodo exclusivo y filtro de correlación del color			
Tiempo de muestreo	0.4 segundos aproximadamente			
Temperatura de operación	0 °C a 50°C			
Humedad de operación	Menos de 80% de humedad relativa			
Alimentación	DC 9V (5.3 mA)			
Dimensiones	180x72x32 mm, peso de 335 g (sonda de prueba: 85x55x12 cm)			

Tabla 4.2. Características del luxómetro LT-107



Figura 4.18. Imagen del luxómetro LT-107.

4.2.3. Selección del transistor de potencia

Conociendo el rango de operación en DC de las lámparas, el siguiente paso es caracterizar su comportamiento al variar la frecuencia de operación en la modulación OOK. Esta caracterización es importante, pues los fabricantes no entregan ningún dato sobre la frecuencia de intermitencia a la que pueden operar las lámparas, y necesitamos conocer este rango de operación para saber el ancho de banda que tendrá disponible nuestro sistema.

La modulación OOK se puede emular fácilmente utilizando un generador de señales y ajustándolo para concebir señales rectangulares con la tensión y con el ciclo de trabajo deseados. Sabemos que con el ciclo de trabajo de la señal rectangular podemos variar la potencia entregada por una señal rectangular, por ende, al variar este parámetro podemos analizar el impacto en la capacidad de iluminación de la lámpara, dato que nos será relevante para posteriores etapas del diseño.

Una fuente de señal nos resuelve inicialmente el asunto de la forma de la onda que necesitamos, pero tiene una limitante, y es la potencia máxima de salida que puede entregar. El generador del que disponemos en el laboratorio de la universidad puede entregar señales rectangulares con un nivel de tensión de hasta 12 V pico a pico, y al ajustar el valor de offset en 6 V se pueden tener señales rectangulares con niveles de 0 a 12 V. Adicionalmente, la corriente de esta señal de salida es muy pequeña, del orden de unos pocos miliamperes. Por lo anterior, es obvio que estas señales no van a hacer funcionar la lámpara, debido a los bajos valores de corriente y voltaje que entrega la fuente.

Por otro lado, se debe pensar en el despliegue del sistema, y considerar que una fuente de señal no es un componente viable de nuestro prototipo final. Por esto, es imperativo utilizar una etapa de potencia que reciba una señal de control de baja potencia, proveniente inicialmente del generador de señales y luego del componente modulador usado finalmente en el prototipo, y la convierta a los niveles de tensión y corriente deseados. Debido a la simplicidad de la modulación OOK, esta etapa de potencia se puede implementar fácilmente con un transistor de potencia actuando como interruptor.

En este punto del diseño sabemos de la necesidad de un transistor que sirva como etapa de potencia, ahora debemos seleccionar qué transistor utilizaremos. Primero debemos pensar qué tipo de transistor será el más adecuado: el de efecto campo o el de unión bipolar. Teóricamente, los transistores de efecto campo permiten una mayor velocidad de operación, lo cual se traduce en un mayor ancho de banda, pero esta diferencia se empieza a notar a frecuencias muy altas, por encima de los 100 MHz; frecuencias que con seguridad están por encima de la frecuencia de operación de la lámpara. Por lo anterior, al parecer ambas tecnologías pueden dar una solución a nuestro diseño.

Si consideramos que nuestro componente modulador final es a ciencia cierta una tarjeta digital programable que normalmente tienen salidas con una tensión de 3.3 V o 5 V para su nivel lógico en alto, debemos asegurar que el transistor seleccionado se active con estos niveles de tensión. Además, ajustando nuestra fuente de señales para que entregue una onda rectangular con una tensión de $5V_{pp}$ y con un offset de 22.5 V, es posible emular nuestro componente modulador en esta etapa inicial de caracterización.

Finalmente, considerando las condiciones anteriores, así como las condiciones de potencia a las que debe operar el transistor y la facilidad de compra en la zona, se seleccionaron los transistores IRF510 y el TIP31C. El primero es un transistor MOSFET de potencia de canal N y el segundo es un transistor de unión bipolar epitaxial NPN. Las características de estos componentes se muestran en las tablas 4.3 y 4.4.

<i>Parámetro</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Condiciones de prueba</i> $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$	<i>Min.</i>	<i>Típ</i>	<i>Máx.</i>	<i>Unid.</i>
<i>Voltaje de ruptura entre dren y fuente</i>	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$	100	-	-	V

Voltaje de compuerta umbral	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu A$	2	-	4	V
Corriente de dren a un voltaje de compuerta de 0V	I_{DSS}	$V_{DS} = 95V, V_{GS} = 0V$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8x BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ C$	-	.	250	μA
Corriente de fuga de compuerta a fuente	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20V$	-	-	± 100	nA
Voltaje de compuerta a fuente	V_{GS}		-	-	± 20	V
Resistencia entre dren y fuente	R_{DS}	$V_{GS} = 10V, I_D = 3.4A$	-	0.4	0.54	Ω
Corriente de dren continua	I_D	$V_{DS} > I_D \times r_{DS\ MAX}, V_{GS} = 10V$	-	-	5.6	A
		$T_{amb} = 100^\circ C$	-	-	4	A
Corriente de dren pulsada	I_{DM}		-	-	20	A
Máxima disipación de potencia	P_D		-	-	43	W
Tiempo de retardo en el encendido	$t_d(ON)$	$I_D \approx 5.6A, R_{GS} = 24\Omega, V_{DD} = 50V, R_L = 9\Omega, V_{GS} = 10V$	-	8	12	ns
Tiempo de subida	t_r		-	25	63	ns
Tiempo de retardo en el apagado	$t_d(OFF)$		-	15	7	ns
Tiempo de bajada	t_f		-	12	59	ns
Empaquetado	TO-220		-	-	-	-
Precio con distribuidores globales			0.7852	-	1.43	USD\$
Precio con distribuidores locales			-	25	-	MXN\$

Tabla 4.3. Características del transistor IRF510.

Parámetro	Símbolo	Condiciones de prueba $T_{amb}=25^\circ C$	Mín.	Típ.	Máx.	Unid.
Voltaje de colector a base	V_{CBO}		-	-	100	V
Voltaje de colector a emisor	V_{CEO}	$I_C = 30mA, I_B = 0$	-	-	100	V
Voltaje de emisor a base	V_{EBO}		-	-	5	V
Corriente de colector continua	I_C		-	-	3	A
Corriente de colector pulsada	I_{CP}		-	-	5	A
Corriente de base	I_B		-	-	1	A
Disipación en el colector	P_C		-	40	-	W
Corriente de corte en el colector	I_{CEO}	$V_{CE} = 60V, V_{EB} = 0$	0.2	-	0.3	mA
Corriente de corte en el emisor	I_{EBO}	$V_{EB} = 5V, I_C = 0$	-	-	1	mA
Ganancia de corriente en DC	h_{FE}	$V_{CE} = 4V, I_C = 3A$	10	25	50	
Voltaje de saturación de colector a emisor	$V_{CE(Sat)}$	$I_C = 3A, I_B = 375mA$	-	-	1.2	V
Voltaje de encendido de base a emisor	$V_{BE(Sat)}$	$V_{CE} = 4V, I_C = 3A$	-	-	1.8	V
Producto del ancho de banda de la ganancia de corriente	f_T	$V_{CE} = 10V, I_C = 500mA, f = 1MHz$	3	-	-	MHz
Empaquetado	TO-220		-	-	-	-
Precio con distribuidores globales			0.2463	-	0.63	USD\$
Precio con distribuidores locales			-	10	-	MXN\$

Tabla 4.4. Características del transistor TIP31C.

La primera opción a considerar es el transistor TIP31C, por su bajo precio, pero se decidió realizar pruebas con ambos transistores para validar que al utilizarlo no se afecta el ancho de banda de la lámpara.

4.2.4. Diseño del circuito impreso de la tarjeta de potencia

Para realizar pruebas a las lámparas con los dos transistores seleccionados, se diseñó y creó una tarjeta de circuito impreso para cada uno. El diseño se realizó utilizando la aplicación EAGLE de la empresa Cadsoft y la tarjeta se creó usando la máquina trazadora ProtoMat S62 del fabricante LPKF, la cual se tenía disponible en la universidad. Los esquemáticos, los diseños y las tarjetas finales se muestran a continuación.

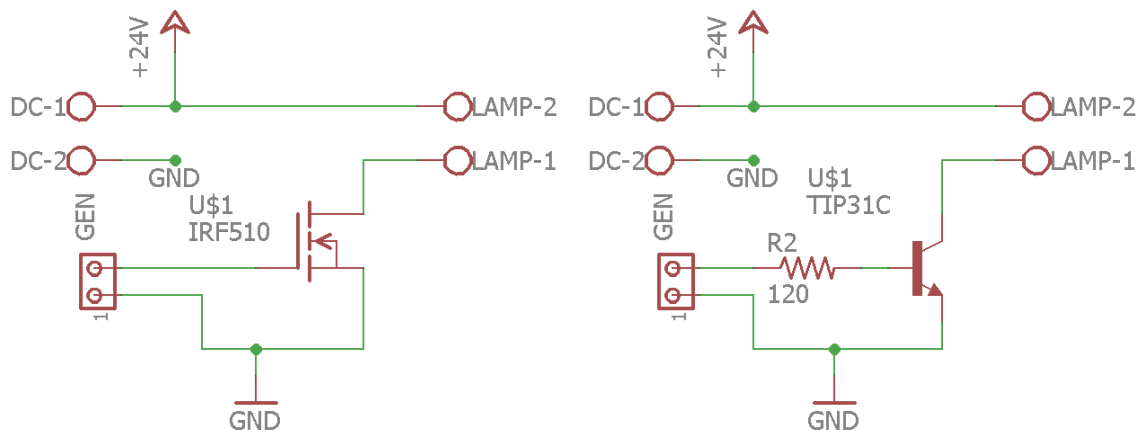


Figura 4.19. Esquemáticos de las tarjetas de circuito creadas para el IRF510 (izq.) y el TIP31C (der.)

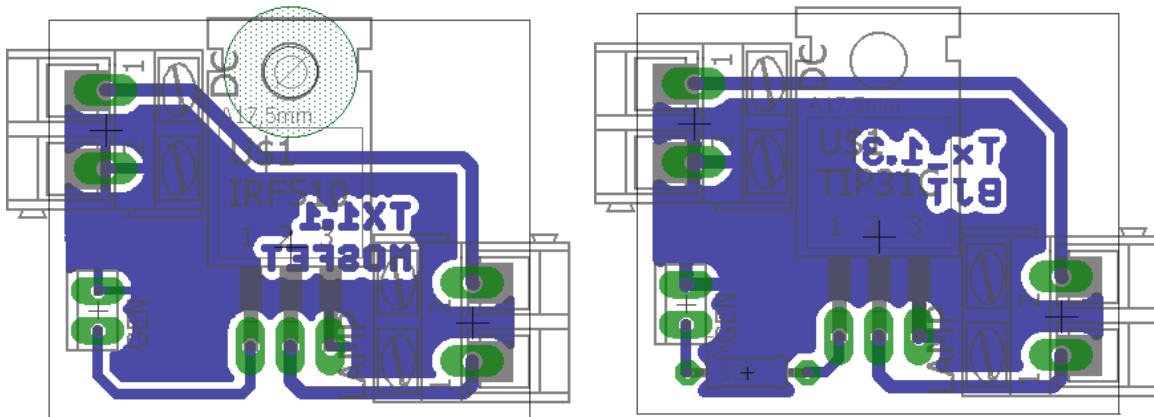


Figura 4.20. Diseños de la tarjeta de potencia utilizando el IRF510 (izq.) y el TIP31C (der.)

4.2.5. Barrido en frecuencia de la lámpara

La caracterización en frecuencia de la lámpara se realizó con un arreglo como el que se muestra en la figura 4.21, utilizando las tarjetas de circuito creadas para la etapa de potencia.

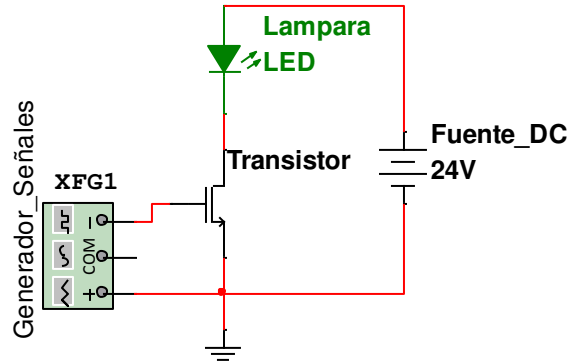


Figura 4.21. Arreglo utilizado para realizar la caracterización en frecuencia de la lámpara.

Durante todas estas pruebas se midió, como variable objetivo, la iluminancia recibida de la lámpara a una distancia de 50 cm de esta. La primera prueba buscaba ver cómo se afectaba la eficiencia lumínica de la lámpara al conectarla con el transistor, pues este último tiene una impedancia interna que conlleva a una disipación de energía. Para esto se midió la iluminancia entregada por la lámpara al conectarla directamente a la fuente de 24 V y luego se midió la iluminancia percibida al conectar el transistor, manteniendo a este encendido al inyectarle por su compuerta (IRF510) o base (TIP31C) un voltaje de constante de 5 V. Los resultados para cada transistor se muestran en la tabla 4.5.

<i>Iluminancia sin transistor [lx]</i>	<i>Transistor</i>	<i>Iluminancia [lx]</i>	<i>Eficiencia</i>
1871.6	IRF510	1684	89.98%
	TIP31C	1731	92.49%

Tabla 4.5. Eficiencia lumínica de la lámpara al conectarse con el transistor.

Como se observa, al conectar el transistor se reduce en alrededor del 10% la iluminancia entregada por la lámpara, siendo ligeramente más eficiente el transistor TIP31C.

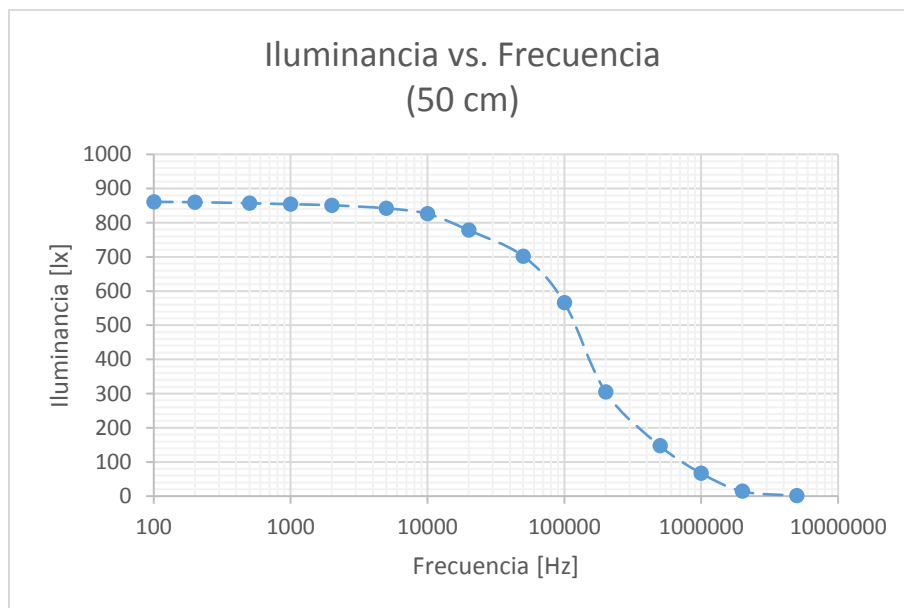


Figura 4.22. Respuesta en frecuencia de la lámpara led al usar el transistor IRF510.

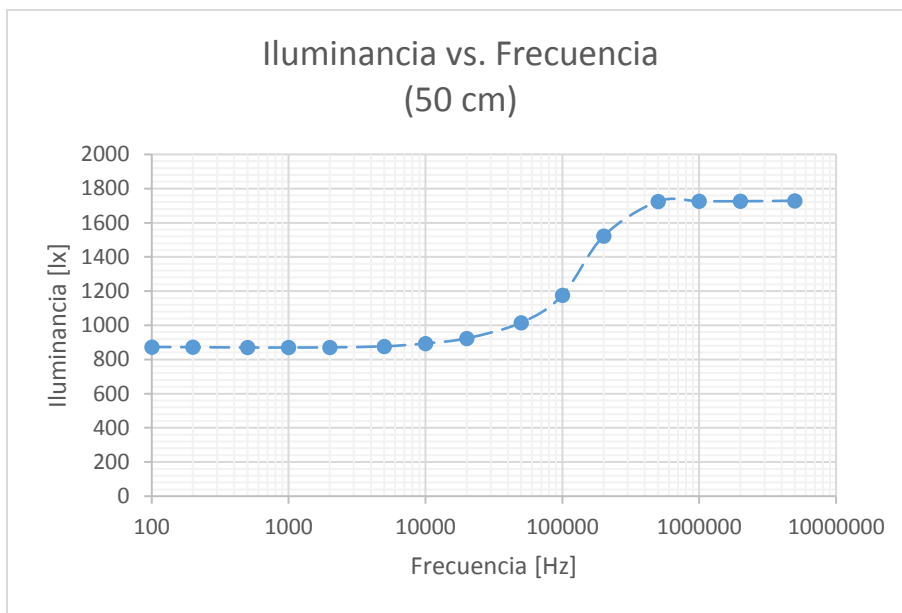


Figura 4.23. Respuesta en frecuencia de la lámpara led al usar el transistor TIP31C.

Luego de esta prueba se procedió a realizar el barrido en frecuencia con cada transistor. Para esto se ajustó el generador de señales con la configuración descrita previamente, de tal forma que entregue una onda rectangular con una tensión de $5 V_{pp}$, con un offset de $2.5 V$ y con un ciclo de trabajo del 50% para que sea perfectamente cuadrada. Se tomaron medidas de la iluminancia a diferentes frecuencias, cuyos resultados se pueden observar en las figuras 4.22 y 4.23.

Al analizar estos resultados se puede ver que la lámpara tiene un comportamiento pasa-bajas con el transistor IRF510, mientras que su comportamiento es análogo a un pasa-altas con el transistor TIP31C. Esto es debido a la forma de operar ambos transistores a altas frecuencias. Por otro lado, podemos ver que ambas respuestas tienen una banda con iluminancia constante en el rango de frecuencias entre 100 Hz y alrededor de los 20 kHz, percibiéndose más plana esta banda con el transistor de unión bipolar.

Debemos recordar que con frecuencias superiores a los 200 Hz nuestro ojo no percibe el parpadeo de las lámparas y que nuestro método de medición de la distancia a las lámparas es la fuerza de la señal recibida, por lo que debemos procurar que la frecuencia de operación afecte lo menos posible a la potencia lumínica entregada por las lámparas. Por lo tanto, nuestra banda útil está entre los 200 Hz y los 20 kHz.

Finalmente, podemos decir que el transistor más adecuado para nuestros fines, de acuerdo a los resultados de las pruebas y a su costo, es el TIP31C. Adicionalmente, en pruebas posteriores se comprobó que el IRF510 no trabaja de forma satisfactoria con señales de activación de $3.3 V$, lo cual ratificó que nuestra decisión de trabajar con el de unión bipolar fue la correcta.

4.2.6. Caracterización de la difusión de la luz

Una vez se seleccionó y se caracterizó la lámpara a utilizar, así como se diseñó e implementó la etapa de potencia, sólo nos queda caracterizar el comportamiento de la luz a medida que nos alejamos de la lámpara. Para realizar estas pruebas se utilizó un laboratorio de óptica de la universidad, en el cual tenemos un ambiente oscuro que nos permite analizar el comportamiento de la luz emitida por la lámpara led con muy poca incidencia de interferencias.

Se fijó una de las lámparas led en el techo del laboratorio de óptica, de forma similar a como se implementó el ambiente de pruebas de nuestro prototipo, y se procedió a tomar medidas de iluminancia en puntos a diferentes distancias, tanto verticales como horizontales, de la lámpara. Se realizaron pruebas con la lámpara alimentada con corriente continua, también con esta misma emulando una modulación OOK, mediante señales rectangulares entregadas por una fuente de señal, y a diferentes valores del ciclo de trabajo.

En estas pruebas se utilizó un pedestal tripie de micrófono, en el cual se fijó el luxómetro, como se muestra en la figura 4.24, se tomaron medidas de iluminancia ajustando la altura del pedestal a diferentes niveles, para luego hacer un barrido radial en horizontal con cada nivel de altura y con diferentes ciclos de trabajo.



Figura 4.24. Fijación del luxómetro al pedestal tripie para realizar las pruebas de difusión de la luz.

Con las pruebas se comprobó que el ciclo de trabajo no afecta el comportamiento de la luz con la distancia, pues los valores de la potencia lumínica percibida en cada punto sólo se afectan por un factor igual al ciclo de trabajo utilizado. Además, se encontró que la conducta de la luz varía demasiado cuando se varían al mismo tiempo las distancias, tanto vertical como horizontal, del luxómetro a la lámpara. La única forma de obtener un modelo bidimensional simple del comportamiento de la luz es dejando una de estas componentes constante, mientras se varía la otra. Si en algún momento se tiene un modelo y se varía la componente de distancia que se dejó constante para obtenerlo, el modelo obtenido cambia completamente.

Por ejemplo, en las figuras 4.25, 4.26 y 4.27 se muestra el comportamiento de la potencia de la luz, al hacer un barrido vertical a distancias horizontales de la lámpara constantes, también se muestra la ecuación que se ajusta a cada uno de los comportamientos. En este punto es pertinente recordar que la luz de la lámpara se encuentra modulada con una señal cuadrada.

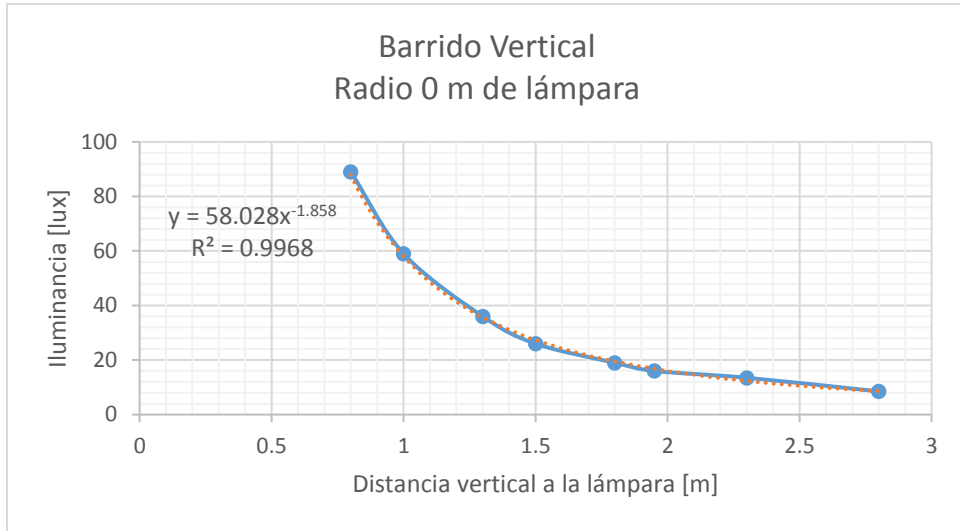


Figura 4.25. Barrido vertical de la iluminancia justo debajo de la lámpara.

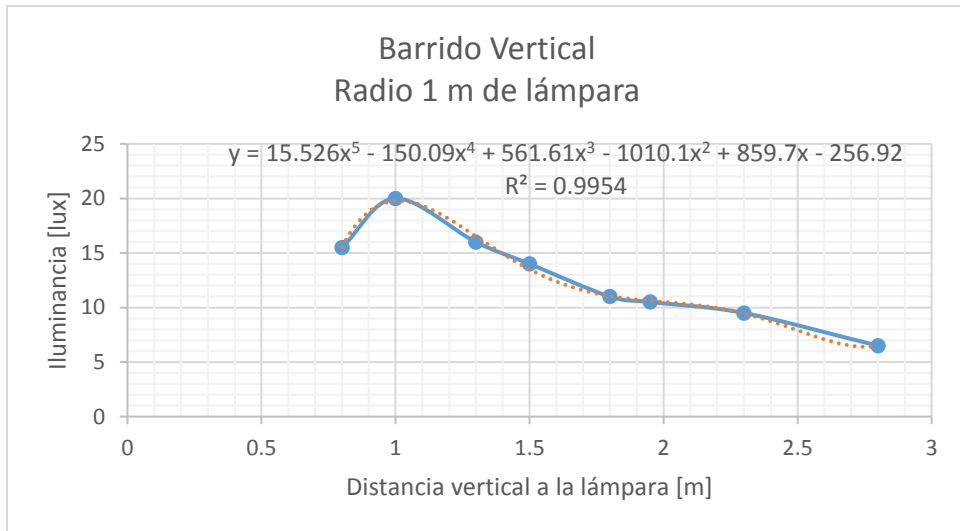


Figura 4.26. Barrido vertical de la iluminancia a una distancia horizontal de 1 m de la lámpara.

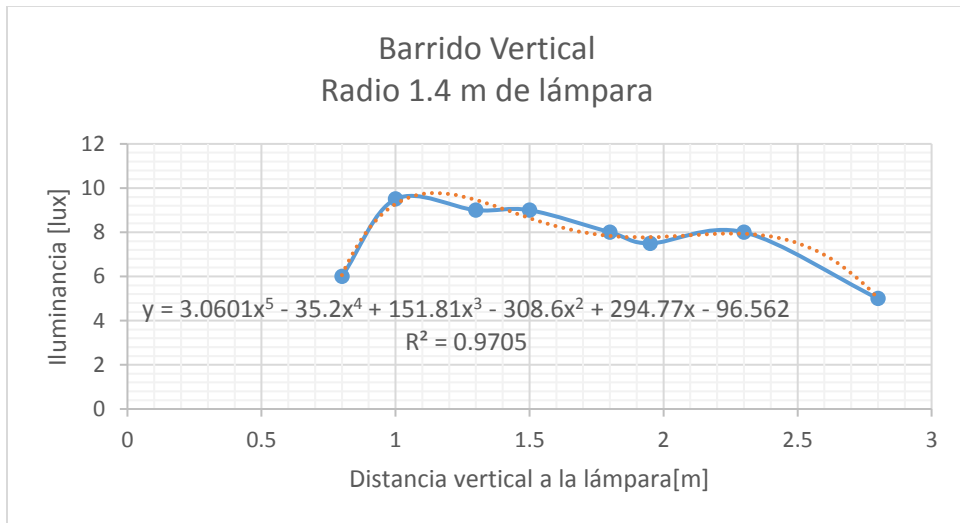


Figura 4.27. Barrido vertical de la iluminancia a una distancia horizontal de 1.4 m de la lámpara.

Como se observa, al cambiar la distancia horizontal del luxómetro a la lámpara, la ecuación que describe el comportamiento de la iluminancia con respecto a la distancia vertical cambia rotundamente. Asimismo, se puede notar que a medida que nos alejamos horizontalmente de la lámpara, en distancias verticales cercanas a ella, la iluminancia percibida es menor que a distancias verticales mayores. Esto tiene sentido si consideramos que en estos puntos posiblemente nos estamos saliendo del ángulo del haz de luz de la lámpara. Si calculamos los ángulos formados entre la línea vertical justo debajo de la lámpara y las líneas que unen a cada uno de los puntos donde tomamos medidas y la lámpara, podemos obtener de manera empírica el patrón de radiación de la lámpara. En la figura 4.28 se muestra el patrón de radiación de la lámpara, obtenido experimentalmente, a las diferentes alturas que se realizaron mediciones.

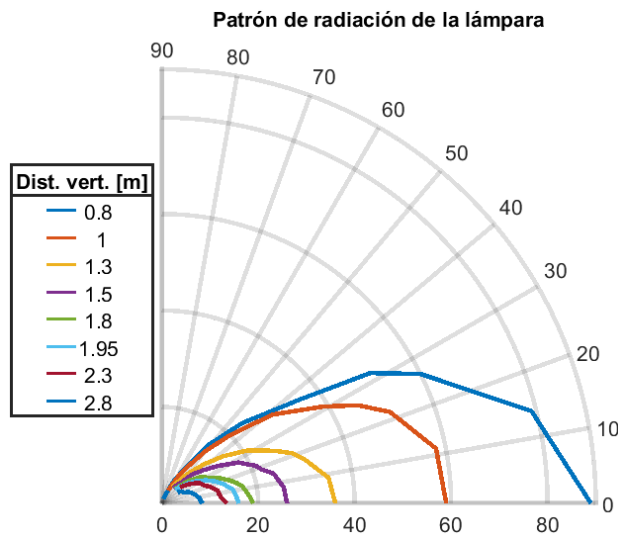


Figura 4.28. Patrón de radiación de la lámpara a diferentes distancias verticales de ella.

En las figuras 4.29, 4.30 y 4.31 se muestra el comportamiento de la luz, al hacer un barrido horizontal con distancias verticales, del punto de medición a la lámpara, contantes. Además, se muestra la ecuación estimada para caracterizar cada barrido.

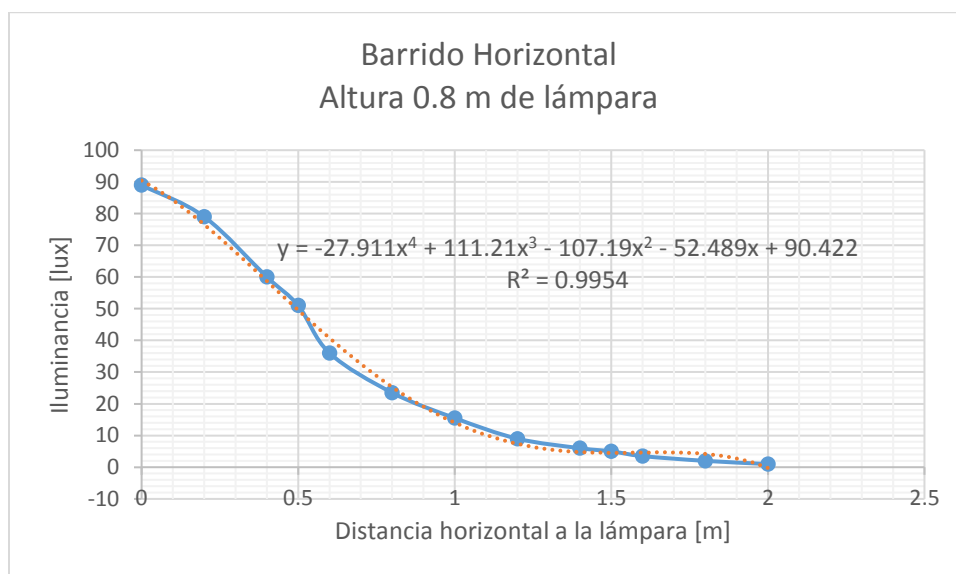


Figura 4.29. Barrido horizontal de la iluminancia a una distancia vertical de 0.8 m de la lámpara.

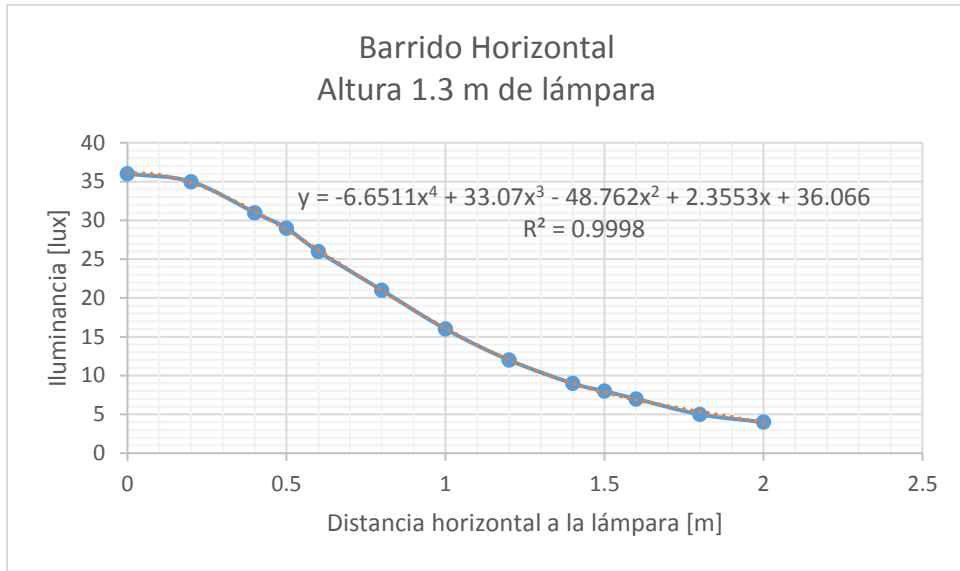


Figura 4.30. Barrido horizontal de la iluminancia a una distancia vertical de 1.3 m de la lámpara.

En las figuras 4.29, 4.30 y 4.31 se puede ver que, en los barridos horizontales, también cambia la ecuación que modela los datos cuando se modifica la altura a la que se hace el barrido.

Con el fin de tener una visión más amplia de la forma en que se difunde la luz, en la figura 4.32 se muestra una representación tridimensional de la forma en la que se comporta la iluminancia con la variación de las distancias horizontal y vertical del punto de medición a la lámpara.

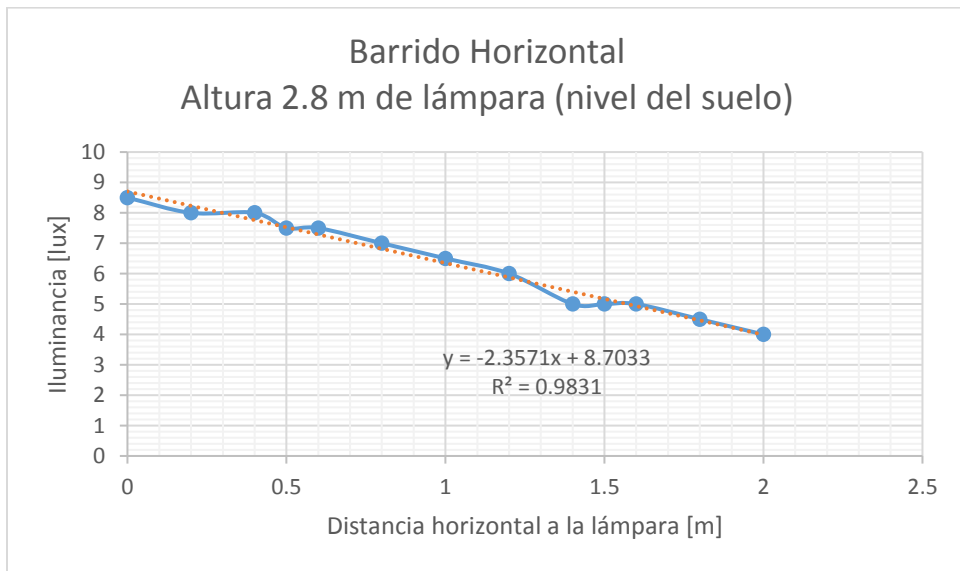


Figura 4.31. Barrido horizontal de la iluminancia a una distancia vertical de 2.8 m de la lámpara, que equivale al nivel del suelo.

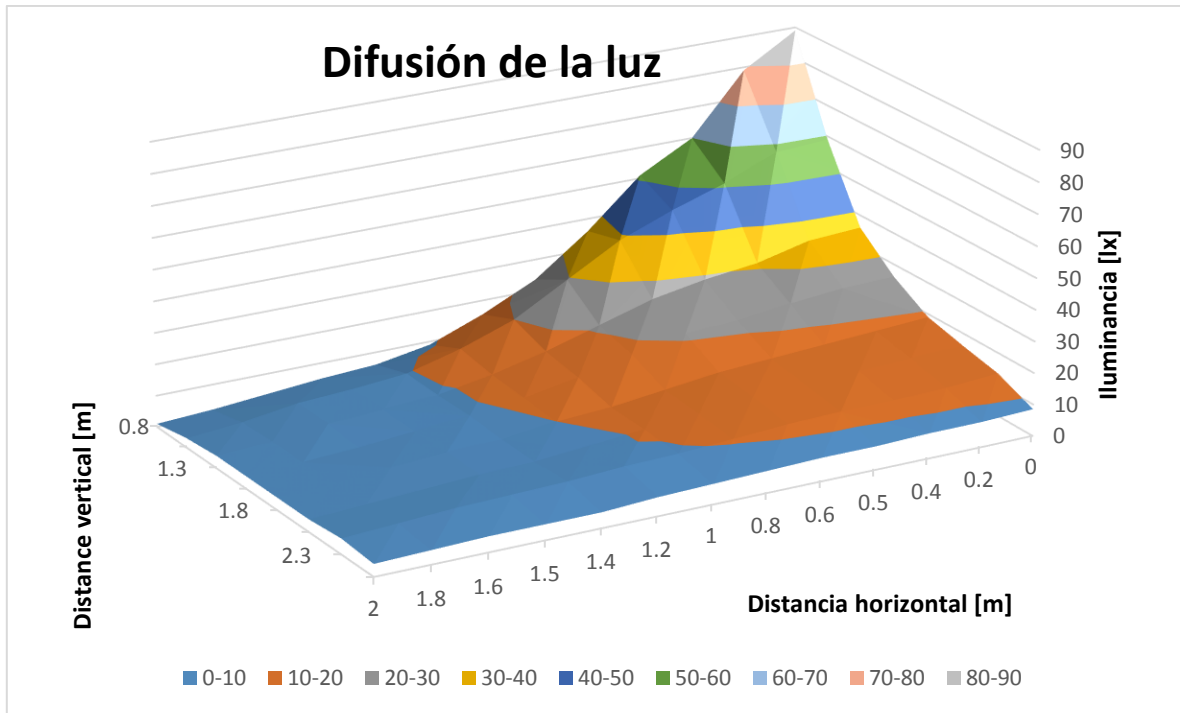


Figura 4.32. Representación tridimensional del comportamiento de la iluminancia al variar las distancias horizontal y vertical del objeto a la lámpara.

Mediante la herramienta Curve Fitting de Matlab®, se pudo obtener una expresión matemática de la superficie mostrada en la figura 4.32, para hallar este modelo se utilizó una estimación polinomial de orden 4 para las distancias horizontales y de orden 5 para las distancias verticales. Los resultados arrojados por Matlab® de esta estimación son:

Modelo lineal polinómico (4,5):

$$\begin{aligned}
 f(x,y) = & 118.3 - 369x + 186.3y - 17.92x^2 + 620.8xy - 507.5y^2 \\
 & + 121.5x^3 - 157.9x^2y - 326.6xy^2 + 362.6y^3 - 29.03x^4 \\
 & - 50.61x^3y + 111.7x^2y^2 + 59.4xy^3 - 107y^4 - 12.98x^4y \\
 & - 1.277x^3y^2 - 17.19x^2y^3 - 2.121xy^4 + 11.43y^5
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Parámetros de la estimación:

Suma de errores cuadráticos (SEC): 193.5

Coefficiente de correlación (R^2): 0.9927

R^2 ajustado: 0.991

Error cuadrático medio (ECM): 1.518

En la ecuación (4.5) se tiene una expresión que se ajusta muy bien al comportamiento de la luz en función de las distancias horizontal (x) y vertical (y) del punto de medición a la lámpara. Sin embargo, se observa que esta es una expresión bastante compleja y tiene elementos que dependen tanto de x como de y , por lo que es difícil conocer la distancia a la que se está en alguna de estas componentes, si la otra no se conoce. Por lo anterior se puede deducir que, para conocer la distancia en alguna componente, la otra se debe tomar como constante.

Para el caso de la trilateración bidimensional, esta situación se puede abordar fijando la altura a la que se encontrará el receptor y obteniendo el modelo de la difusión de la luz en la componente horizontal, como los modelos mostrados en las figuras 4.29, 4.30 y 4.31. De esta forma, al conocer la RSS de al menos tres lámparas alrededor del receptor, podemos conocer la distancia horizontal a la que se encuentra el receptor de esas lámparas, que formarían el triángulo de localización de nuestro diseño, y de esta forma aplicar la trilateración.

Para el caso de la trilateración tridimensional, debido a la complejidad de la ecuación (4.5), se torna complicado calcular con exactitud las distancias vertical y horizontal del receptor a la lámpara, aun cuando conozcamos la potencia óptica recibida. Debemos recordar que esta trilateración solicita la distancia absoluta, no de las componentes x y y , del objeto a por lo menos 4 referencias para determinar la posición en tres dimensiones. Por lo tanto, si tabulamos la distancia absoluta de la lámpara a cada uno de los puntos donde se tomaron mediciones de iluminancia durante las pruebas, y encontramos una ecuación que modele el comportamiento de la iluminancia con estas distancias, obtendríamos una forma de calcular las distancias que requiere la trilateración en 3D.

En la figura 4.33 se muestra el comportamiento de la iluminancia con respecto a la distancia absoluta entre el luxómetro y la lámpara durante las pruebas. Los puntos que se encontraban por fuera del ángulo del haz de luz de la lámpara no se tuvieron en cuenta, para evitar ingresar datos ruidosos. Adicionalmente, se muestra la línea del modelo que mejor ajusta a la distribución de los puntos de la gráfica.

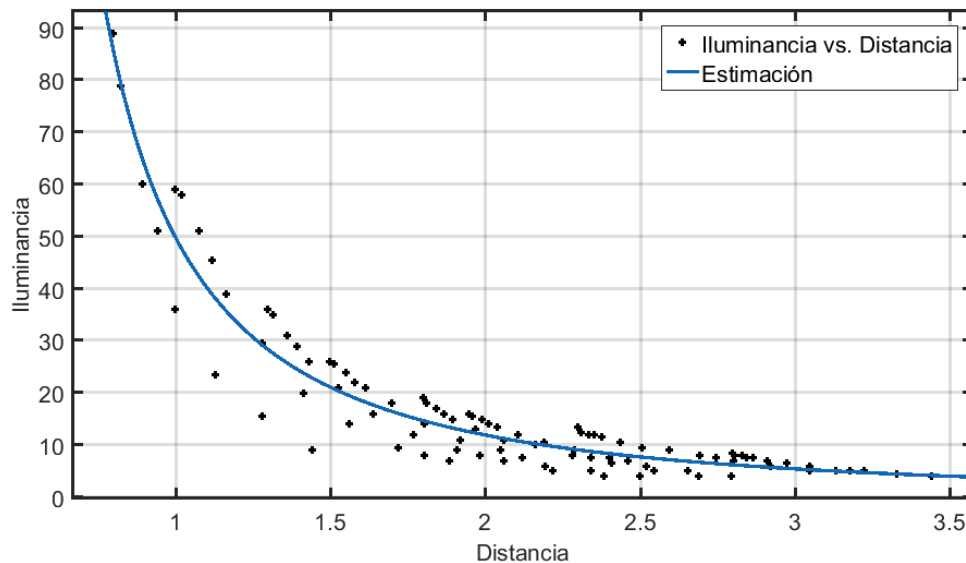


Figura 4.33. Iluminancia vs. distancia absoluta de los puntos de medición de las pruebas a la lámpara.

La ecuación de este modelo se obtuvo con la herramienta Curve Fitting de Matlab®, y el mejor ajuste resultó ser un modelo racional de orden cero en el numerador y de orden dos en el denominador con la siguiente expresión:

$$f(x) = \frac{54.78}{x^2 + 0.4922x - 0.3962} \quad (4.6)$$

Los parámetros del ajuste son:

SEC: 1987
 R^2 : 0.9211
 R^2 ajustado: 0.9195
ECM: 4.598

El resultado anterior tiene sentido si lo comparamos con la difusión teórica de la luz descrita en la sección 3.4.1, donde se describen los conceptos de la fuerza de la señal recibida. En teoría, la luz debe decaer con el cuadrado de la distancia, y esta relación se tiene en el modelo obtenido empíricamente; y los demás valores de la función racional obtenida se pueden asumir como valores de ajuste de la ecuación, donde se concentran todos los parámetros variables que afectan la difusión de la potencia óptica (ángulos de radiación y de incidencia, área del fotodetector, etc.). Por otro lado, se puede notar que la estimación obtenida presenta mucho margen de error en distancias cercanas a la lámpara, lo cual puede ser debido a que algunos puntos de medición se encontraban muy cerca al límite del ángulo del haz de luz de la lámpara.

4.3. Fotodetector

4.3.1. Selección del fotodetector

Para la selección del fotodetector se realizó una búsqueda exhaustiva en los almacenes de electrónica de la zona (Salamanca e Irapuato), encontrándose disponible en el inventario de una de estas tiendas, solamente el fototransistor BPW76B. Aún, sabiendo las desventajas y limitaciones innatas a los fototransistores, se decidió realizar pruebas con este dispositivo para ver su comportamiento en nuestras condiciones de operación, motivados por la simplicidad de su conexión. Se realizaron pruebas al fototransistor con las siguientes configuraciones:

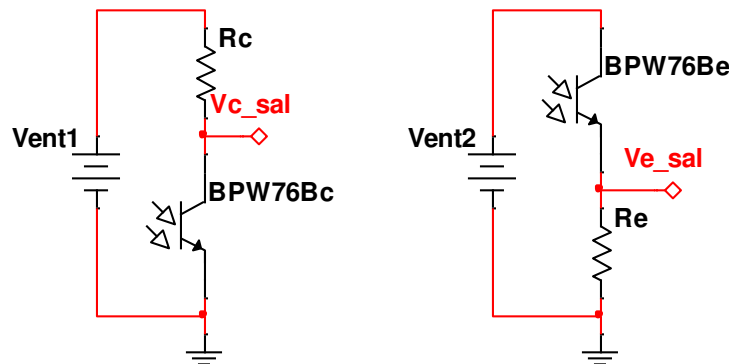


Figura 4.34. Arreglo del fototransistor con resistencia de pull-up (izq.) y con resistencia de pull-down (der.)

De los arreglos de la figura 4.34, las mejores respuestas se obtuvieron con la resistencia conectada como pull-up. Además, se varió la tensión de alimentación, ajustándola a 5, 6, 9, 10 y 12 V, observando que al aumentar este parámetro el fototransistor aumenta su velocidad de respuesta y su sensibilidad. Finalmente, se realizaron pruebas con diferentes valores de resistencia de polarización, se utilizaron resistencias de 120, 220, 330, 470, 680, 1k, 2.2k, 3.3k, 5.6k, 6.8k y 10k Ω . Variando la resistencia se notó que la sensibilidad es directamente proporcional al valor de resistencia, mientras que la velocidad de respuesta es inversamente proporcional a este parámetro.

En resumen, las pruebas arrojaron que este sensor no puede responder de forma adecuada a señales rectangulares con frecuencias de modulación OOK por encima de los 3 kHz y que no percibe las señales de luz modulada cuando se encuentra a distancias superiores a un metro de la lámpara.

Ante las limitaciones del único sensor de luz conseguido en el mercado local, se tuvo que buscar alternativas diferentes con proveedores globales. Se optó por buscar fotodiodos, pues para nuestra aplicación tienen ventajas claras, con respecto a los fototransistores. Se contactó directamente con dos fabricantes y se lograron conseguir muestras gratis de dos fotodiodos: el fotodiodo Si PIN BPV10 del fabricante Vishay Semiconductors y el fotodiodo Si PIN cuadrante S4349 del fabricante Hamamatsu. Las tablas 4.6 y 4.7 muestran las principales características de estos fotodiodos.

<i>Parámetro</i>	<i>Símb.</i>	<i>Condiciones</i> $T_{amb}=25^{\circ}C$	<i>Mín.</i>	<i>Típ.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Unid.</i>
<i>Voltaje de reversa</i>	V_R	$I_R = 100\mu A, E = 0$	-	-	60	V
<i>Caída de voltaje del diodo</i>	V_F			1.0	1.3	V
<i>Disipación de potencia</i>	P_V	$T_{amb} \leq 25^{\circ}C$	-	-	215	mW
<i>Rango de temperatura de operación</i>	T_{op}		-40	-	100	$^{\circ}C$
<i>Área de sensibilidad radiante</i>			-	0.78	-	mm ²
<i>Corriente de reversa con luz</i>	I_{sc}	$E_A = 1klx, V_R = 5V$		85		μA
		$E_e = 1mW/cm^2, \lambda = 950nm, V_R = 5V$	8	70		μA
<i>Rango de respuesta espectral</i>	λ		-	380 a 1100	-	nm
<i>Longitud de onda con el pico de sensibilidad</i>	λ_p		-	920	-	nm
<i>Fotosensibilidad</i>	$s(\lambda)$	$V_R = 5V, \lambda = 950nm$	-	0.55	-	A/W
<i>Ángulo de sensibilidad media</i>	φ		-	± 20	-	$^{\circ}$
<i>Corriente de reversa de oscuridad</i>	I_D	$V_R = 20V, E = 0$	-	1	5	nA
<i>Frecuencia de corte</i>	f_c	$V_R = 12V$	-	250	-	MHz
<i>Capacitancia del diodo</i>	C_D	$V_R = 0V, E = 0, f = 1MHz$	-	11	-	pF
		$V_R = 5V, E = 0, f = 1MHz$	-	3.8	-	pF
<i>Potencia equivalente del ruido</i>	NEP	$V_R = 20V, \lambda = 950nm$	-	3×10^{-14}	-	W/\sqrt{Hz}
<i>Empaquetado</i>	T-1 ^{3/4}	Dimensiones		0.5		mm
<i>Precio con distribuidores globales</i>			0.33	-	1.44	USD\$

Tabla 4.6. Características del fotodiodo BPV10.

<i>Parámetro</i>	<i>Símb.</i>	<i>Condiciones</i> $T_{amb}=25^{\circ}C$	<i>Mín.</i>	<i>Típ.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Unid.</i>
<i>Voltaje de reversa</i>	V_R		-	-	60	V
<i>Rango de temperatura de operación</i>	T_{op}		-20	-	60	$^{\circ}C$

Área de sensibilidad radiante			-	9 (/4)	-	mm ²
Rango de respuesta espectral	λ		-	190 a 1000	-	nm
Longitud de onda con el pico de sensibilidad	λ_p		-	720	-	nm
Fotosensibilidad	$s(\lambda)$	$\lambda = \lambda_p$	-	0.45	-	A/W
Corriente de reversa de oscuridad	I_D	$V_R = 5V$	-	0.01	0.2	nA
Frecuencia de corte	f_c	$V_R = 5V, R_L = 50\Omega, \lambda = 780nm, -3dB$	-	20	-	MHz
Capacitancia del diodo	C_D	$V_R = 5V, \lambda = \lambda_p$	-	25	-	pF
Potencia equivalente del ruido	NEP	$V_R = 5V, \lambda = \lambda_p$	-	4.0×10^{-15}	-	W/ \sqrt{Hz}
Empaquetado	TO-5					
Precio directo con fabricante		mín. 2 pzas	-	40	-	USD\$

Tabla 4.7. Características del fotodiodo cuadrante S4349.

Debido a los valores tan pequeños de corriente de reversa que entrega un fotodiodo, una de las etapas críticas de instrumentación para poder usar estos sensores en nuestra aplicación, es la etapa de amplificación. El amplificador operacional que utilizemos debe tener muy bajo nivel de ruido y un gran ancho de banda para poder amplificar nuestras señales.

El fabricante Hamamatsu ofrece un documento con circuitos de ejemplo para utilizar sus productos, entre esos circuitos ofrecen dos circuitos para la detección de luz a alta velocidad, en los cuales muestran algunos amplificadores sugeridos de alta velocidad y con bajo nivel de ruido [202]. Entre las referencias entregadas en los circuitos propuestos por Hamamatsu, se encontraba el AD8001 del fabricante Analog Devices, el cual se pudo pedir como muestra gratis. Este integrado es un amplificador de retroalimentación de corriente, que opera con alimentación dual en el rango entre $\pm 3V$ y $\pm 6V$, y que ofrece un ancho de banda de 880 MHz para un ajuste de ganancia de +1, este ancho de banda disminuye al aumentar la ganancia y para una ganancia de +100 el fabricante asegura que el ancho de banda de banda es de 20 MHz.

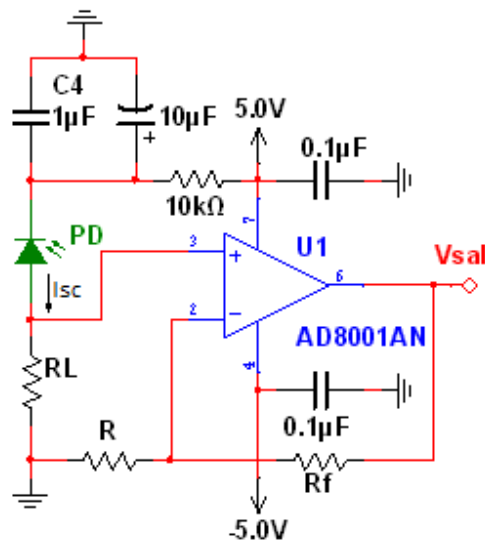


Figura 4.35. Circuito de detección de luz de alta velocidad con arreglo no inversor.

De los dos circuitos propuestos por Hamamatsu, se implementó el mostrado en la figura 4.35, que corresponde a un amplificador no inversor. Este circuito usa la resistencia de carga R_L para convertir la corriente de corto circuito del fotodiodo (con un voltaje de reversa aplicado) a un voltaje, y amplifica el voltaje con un op amp de alta velocidad.

En el circuito de la figura 4.35 tenemos:

PD: fotodiodo PIN de alta velocidad (S4349 o BPV10)

I_{SC} : Corriente de corto circuito del fotodiodo

$$V_{sal} = I_{SC} \times R_L \times (1 + R_f/R) [V]$$

Se montó este circuito en una protoboard y se hicieron pruebas para obtener los valores de R_L , R_f y R que nos dieran una ganancia adecuada, de acuerdo a los valores de corriente entregados por el fotodiodo en nuestro rango de distancias. Los valores seleccionados fueron $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ y $R = 1 \text{ k}\Omega$, lo cual nos da un valor de ganancia de 1'010,000, esta ganancia se logra en dos etapas. En la primera utilizamos la conversión de corriente a voltaje $V = I \cdot R$, con un valor de $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, es decir, estamos haciendo un amplificador de transimpedancia con ganancia de 10,000. La segunda etapa de ganancia la realizamos en nuestro op amp, con la relación $V_{sal} = V_{ent}(1 + R_f/R)$, al reemplazar nuestros valores tenemos que $V_{sal} = 101 \cdot V_{ent}$. Por consiguiente, al multiplicar las ganancias de cada una de nuestras etapas, obtenemos nuestra ganancia total.

Se utilizó el circuito anterior, tanto para probar el fotodiodo PIN cuadrante S4349 como el fotodiodo PIN BPV10, y se obtuvieron buenos resultados con ambos sensores a nuestra máxima frecuencia de operación de 20 kHz y a nuestra máxima distancia vertical de 2.8 m. Aunque los resultados obtenidos por ambos sensores fueron satisfactorios, el S4349 entregó señales más limpias y con mayor amplitud, lo cual nos permite realizar una reconstrucción más segura de los datos enviados por las lámparas. En la figura 4.36 se muestra la señal entregada por el fotodiodo PIN cuadrante S4349 a una distancia de 2.8 m de la lámpara transmisora, cuando esta última está transmitiendo datos a una frecuencia de 20 kHz.

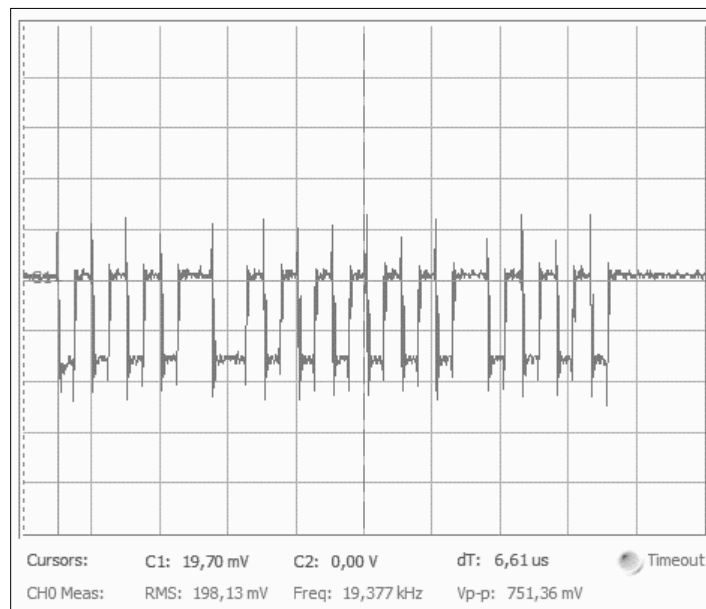


Figura 4.36. Respuesta del fotodiodo PIN cuadrante S4349, para señales en nuestro límite de frecuencia y de distancia.

Con base en los resultados mencionados anteriormente, todas las etapas de implementación posteriores a este punto se realizaron utilizando el fotodiodo PIN cuadrante S4349 de la empresa Hamamatsu, buscando reducir la probabilidad de complicaciones debidas a una mala recepción de los datos.

4.4. Esquemas de modulación y demodulación

En este apartado se describirán las técnicas que se consideraron como solución para la transmisión y recepción de los datos de forma adecuada, es decir, hablaremos de los métodos utilizados para codificar y modular el identificador de cada lámpara, y para diferenciar las señales de cada una de estas en una celda de transmisión.

Existen algunas técnicas que son preceptivas para la modulación en nuestro sistema, por causa de la naturaleza de nuestras señales y al comportamiento dual (iluminación y localización) que buscamos. Una de estas técnicas es la ya mencionada modulación OOK y la otra es la codificación Manchester, esta última, nos asegura el encendido intermitente de las lámparas, incluso cuando queramos transmitir el código binario equivalente a un cero. Dada la forma en la que utilizaremos la modulación OOK en nuestra aplicación, para la transmisión y recepción de datos, esta técnica es conocida como modulación de intensidad y detección directa (en inglés IM/DD, acrónimo de Intensity Modulation and Direct Detection) y es el método más utilizado en las VLC, gracias a la posibilidad de implementar de manera sencilla transmisores y receptores de bajo costo. La variación de la intensidad lumínica en la lámpara led se puede convertir en una variación de corriente en un fotodetector, por lo tanto, la señal modulada puede ser reconstruida fácilmente en el receptor.

Aparte de las formas de modulación y codificación mencionadas anteriormente, debemos buscar una forma de diferenciar las señales de los transmisores que hagan parte de nuestra célula básica. Con el fin de hallar un método adecuado de lograr esto, se propusieron soluciones desde dos perspectivas completamente diferentes, las cuales tienen sus pros y contras cada una. Estos enfoques son la multiplexación en frecuencia y la multiplexación en tiempo, de las cuales hablaremos a continuación.

4.4.1. Multiplexación en frecuencia

La idea de utilizar esta técnica se basó en la posibilidad de implementar un sistema de portadoras distribuidas (en inglés CA, acrónimo de Carrier Allocation), en el cual a cada transmisor de una célula se le asigna una banda del espectro útil, y se debe asegurar que transmisores vecinos operen en bandas diferentes. Lo anterior se hace con el fin de reducir la interferencia que puede existir entre las señales de los diferentes transmisores de nuestra celda básica.

Un aspecto de suma importancia, que debemos tener en cuenta al considerar esta técnica, es el hecho de que la forma de onda de nuestras señales es rectangular, y que el espectro de estas señales es una suma de infinitos armónicos, con ciertas características, de la frecuencia fundamental de la señal. Por esta razón, con el objeto de evaluar la viabilidad de utilizar este método, se realizaron simulaciones en el software Matlab® que nos permitieran analizar cada

una de las etapas que se deben completar para poder reconstruir las señales transmitidas con esta técnica.

La primera etapa que se analizó fue la de la cantidad de armónicos necesarios para acercarnos a la forma rectangular de nuestra señal. Recordemos que, aunque en la teoría la forma de onda rectangular se consigue al sumar infinitos armónicos impares de una frecuencia fundamental, los primeros armónicos son los que más tienen energía, por lo que al tener en cuenta solo unos cuantos de estos armónicos podemos obtener una forma de onda que se acerque a la onda rectangular que deseamos reconstruir. Esto es importante, porque de esta forma podemos hacer una estimación del ancho de banda que se debe asignar a cada uno de los transmisores para evitar interferencias y, en consecuencia, este ancho de banda es el que deben tener los filtros que se implementarían en el receptor para reconstruir adecuadamente los datos transmitidos por cada lámpara. En la figura 4.37 se muestran señales rectangulares formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos, contando la frecuencia fundamental como el primer armónico, que es de 200 Hz.

En la figura 4.38 se muestra la respuesta en frecuencia de cada gráfica de la figura 4.37. En esta figura se pueden ver claramente los diferentes armónicos que forman las señales rectangulares, así como la forma en que decrece la amplitud de estos al aumentar el número del armónico.

Indagando las gráficas de la figura 4.37, decidimos que seis es un buen número de armónicos sobre el cual trabajar para reconstruir de manera satisfactoria una señal rectangular. Por lo tanto, al considerar la ecuación (3.50) de la sección 3.2.6 de este documento, o al observar con detalle las gráficas de la figura 4.38, podemos determinar que el último de estos 6 armónicos corresponde a la frecuencia $11 \cdot f_0$ (siendo f_0 la frecuencia fundamental), por lo que este sería el ancho de banda que requiere cada transmisor y, por ende, el ancho de banda en el que operaría cada filtro en el receptor.

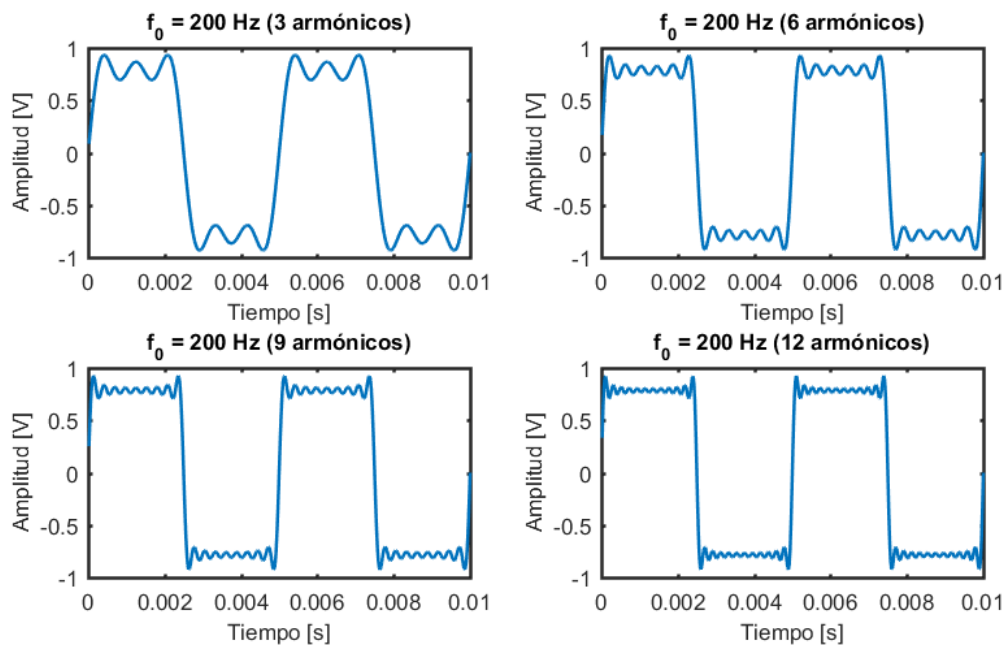


Figura 4.37. Señales rectangulares formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos.

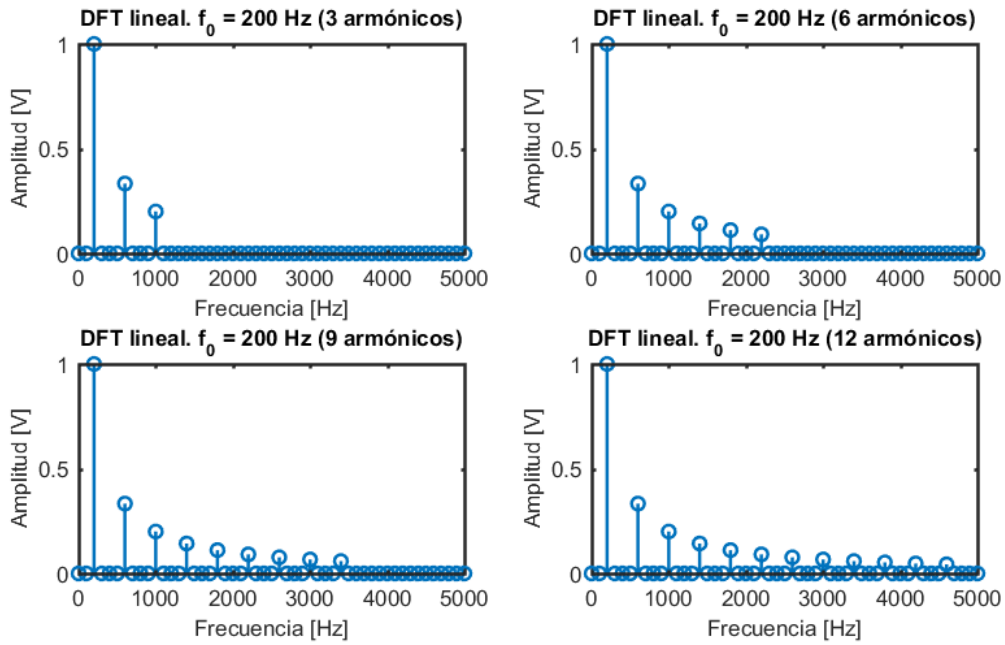


Figura 4.38. Respuesta en frecuencia de señales rectangulares de 200 Hz formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos.

En la figura 4.39 se puede visualizar la respuesta en frecuencia de las señales de la figura 4.37, con la amplitud de estas señales en decibelios y con el eje de la frecuencia en escala logarítmica. Por otro lado, se puede ver en cada gráfica una recta con pendiente de 20 decibelios por década, de color rojo, que coincide con el decrecimiento de la amplitud de los armónicos. Este comportamiento nos aporta información muy útil, pues con base en esto podemos inferir que para atenuar con un filtro los armónicos que no deseamos, este filtro debe ser por lo menos de orden 2; incluso, para tener buenos resultados en el filtrado tal vez sea recomendable un filtro de orden mayor o igual a 4.

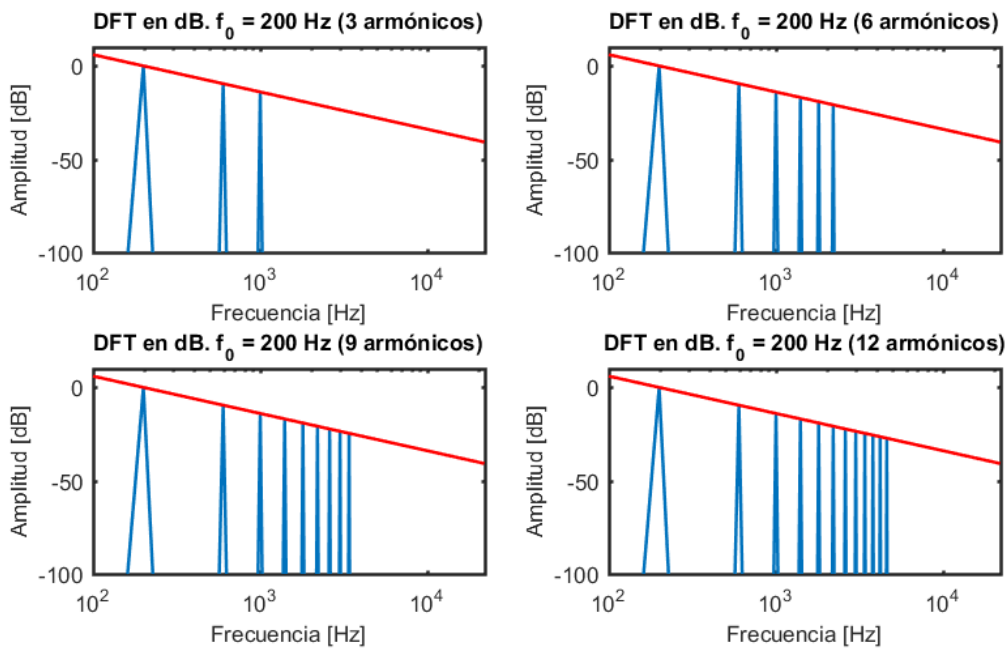


Figura 4.39. Respuesta en frecuencia de señales rectangulares de 200 Hz formadas a partir de 3, 6, 9 y 12 armónicos. Con la amplitud en dB y en escala semilogarítmica.

Cabe agregar que, al transmitir señales rectangulares la potencia lumínica de la lámpara decae en una proporción equivalente al ciclo de trabajo de la onda rectangular, por lo tanto, con las señales anteriores la potencia lumínica emitida por la lámpara decaería en un 50%. La forma más simple de tratar este asunto, sin agregarle demasiada complejidad al transmisor, es aumentando el ciclo de trabajo de la señal rectangular. Por lo anterior, resulta útil conocer de qué forma cambia el espectro de una señal rectangular al aumentar su ciclo de trabajo, para esto, vamos a fijar un valor de ciclo de trabajo del 75%. Se debe tener en cuenta que, aumentar el ciclo de trabajo favorece a la potencia lumínica entregada por la lámpara, pero tiene efectos contraproducentes a la hora de reconstruir los datos; por esto se considera 75% un valor adecuado del ciclo útil.

En la figura 4.40 se puede ver una señal rectangular con un ciclo de trabajo del 75% sintetizada usando la función square de Matlab®. En figura 4.41 se muestra el espectro en frecuencia de la figura anterior, con la amplitud en [V], en la parte superior, y en [dB], en la parte de abajo.

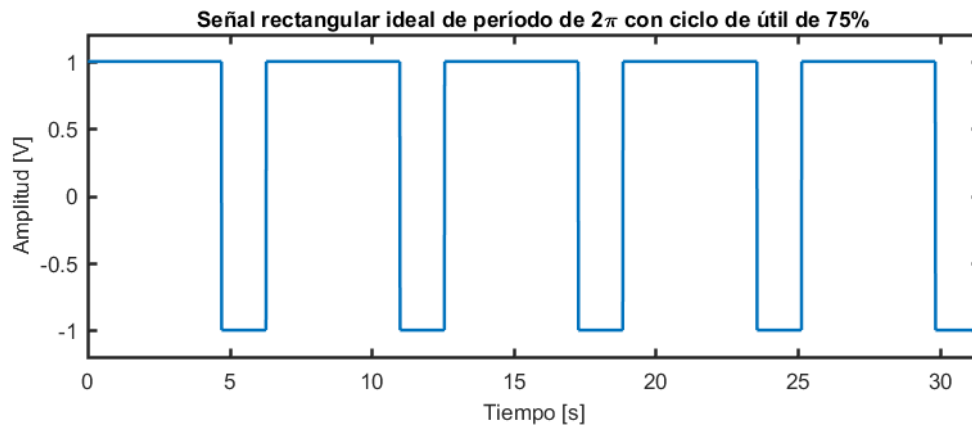


Figura 4.40. Señal rectangular con un ciclo de trabajo del 75% y con periodo de 2π .

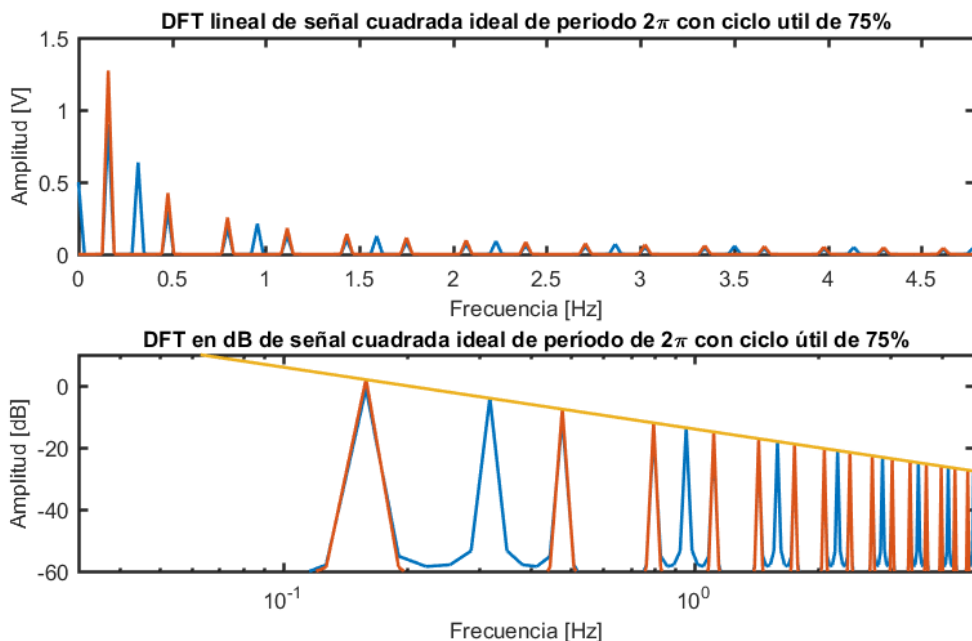


Figura 4.41. Espectro en frecuencia de una señal rectangular con ciclo de trabajo del 75% con amplitud en [V] (arriba) y en [dB] (abajo).

En las imágenes de la figura 4.41 se resaltan en rojo los armónicos que coincidirían con los de una señal rectangular con ciclo de trabajo del 50%, y analizando estas imágenes podemos ver que los armónicos que surgen al aumentar el ciclo de trabajo del 50% al 75%, están embebidos dentro de los armónicos de la señal rectangular con ciclo de trabajo del 50%. Con base en lo anterior podemos deducir que, si al filtrar dejamos pasar el suficiente número de armónicos como para reconstruir una señal rectangular con ciclo útil del 50%, este mismo número de armónicos nos puede permitir reconstruir señales rectangulares con un ciclo de trabajo del 75%. Es decir, que con 6 armónicos tendríamos una buena reconstrucción de señales rectangulares con un ciclo de trabajo tanto del 50% como del 75%.

Una vez conocido el comportamiento en frecuencia de nuestras señales y seleccionado el número de armónicos que utilizaremos para reconstruirlas, el siguiente paso es seleccionar la frecuencia fundamental que se le asignaría a cada transmisor. En este punto debemos tener en consideración el ancho de banda disponible que tenemos, que está entre 200 Hz y 20 kHz, y el ancho de banda que requiere cada señal rectangular para ser reconstruida con sus armónicos. Con este fin se simularon, en el software Matlab®, dos posibles escenarios para distribuir las frecuencias que compondrían las señales de tres transmisores, pues este número de transmisores es el mínimo requerido para que nuestro triángulo de localización funcione. A continuación, se describen estos escenarios.

Superposición de las señales, asegurando que ninguno de los armónicos relevantes de las señales rectangulares interfiera con los de otra.

En este escenario se asignaron las siguientes frecuencias a las portadoras de nuestras señales rectangulares:

$$\begin{aligned} f_1 &= 200 \text{ Hz} \\ f_2 &= 1,200 \text{ Hz} \\ f_3 &= 2,500 \text{ Hz} \end{aligned}$$

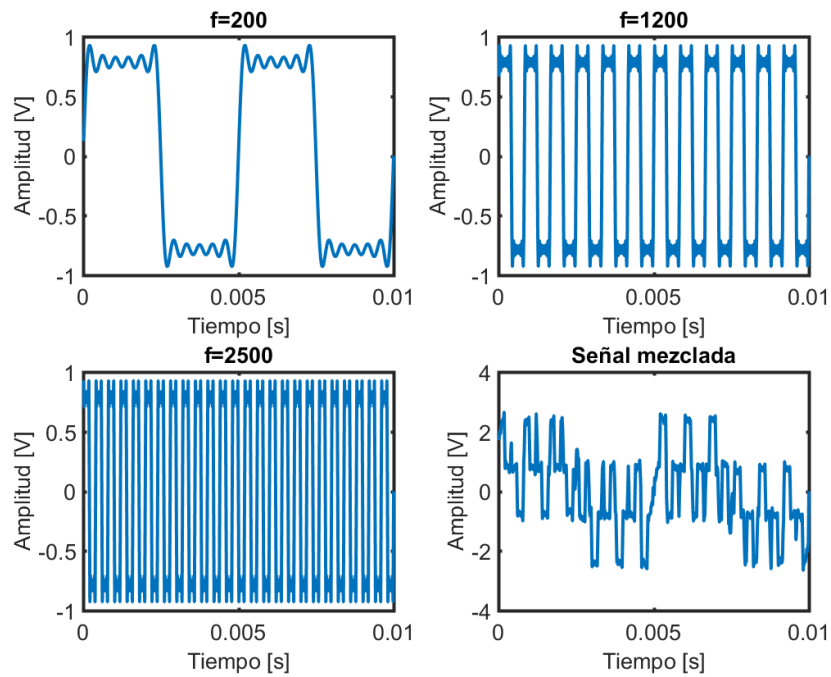


Figura 4.42. Señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200 Hz, 1,200 Hz, 2,500 Hz y la mezcla de estas, todas muestreadas a 60 kHz.

Considerando que la máxima frecuencia de nuestras portadoras es de 2,500 Hz, y que nuestro máximo armónico relevante corresponde al número 11, la máxima frecuencia que nos interesa dejar pasar es de 27.5 kHz; por lo que nuestra frecuencia de muestreo mínima debe ser de 55,001 Hz, es decir, que 60 kHz es un buen valor de frecuencia de muestreo para procesar estas señales. En la figura 4.42 se pueden observar las señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200, 1,200 y 2,500 Hz, así como, la mezcla de estas señales; todas estas señales creadas con frecuencia de muestreo de 60 kHz.

En la figura 4.43 se muestra la respuesta en frecuencia de la señal mezclada tanto con la amplitud original como con la amplitud en dB, en este espectro se diferencia por colores el aporte en frecuencia que tienen la señal de 200 Hz (rojo), la de 1,200 Hz (negro) y la de 2,500 Hz (verde). En esta figura se puede ver que las frecuencias de las portadoras se escogieron de tal forma que los armónicos que nos importan de todas ellas no se solapan. Por último, podemos notar que el punto más crítico de cercanía entre los armónicos está entre $5 * f_3$ y $11 * f_2$, es decir, las frecuencias entre 12,500 y 13,200 respectivamente, lo cual da una distancia mínima de separación de 700 Hz.

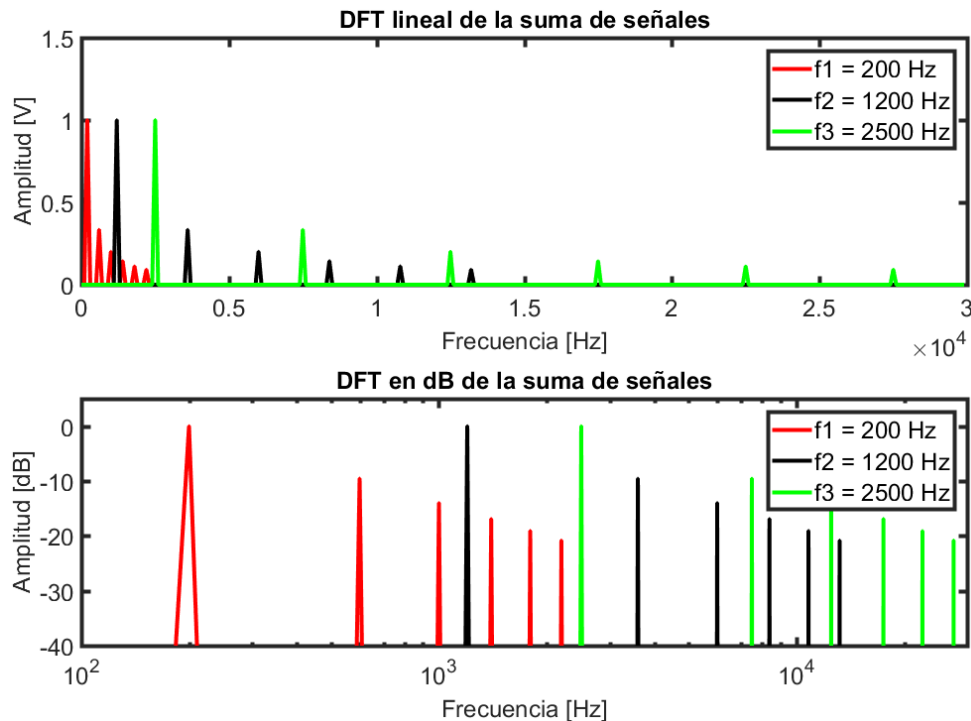


Figura 4.43. Respuesta en frecuencia de señal mezclada, diferenciando por colores las frecuencias de cada una de las señales rectangulares utilizadas. En la parte superior se muestra la respuesta lineal y en la inferior con la amplitud en dB.

Este escenario tiene dos limitaciones prácticas bastante importantes. La primera es que la máxima frecuencia de los armónicos que se utilizarían es de 27.5 kHz, la cual supera al límite superior de nuestro ancho de banda disponible, que es de 20 kHz. La segunda es que los armónicos de alguna señal pueden estar rodeados por los de otra, lo cual implicaría la utilización de filtros notch con una pendiente de atenuación muy alta, en otras palabras, filtros de un altísimo orden, y habría que implementar prácticamente uno de estos filtros por cada armónico de las señales de más alta frecuencia.

Distribución de las portadoras para asegurar la integridad de los cuatro primeros armónicos de cada señal rectangular.

En este caso, las frecuencias fundamentales de las señales rectangulares se escogieron para asegurar que la fundamental de cada señal es por lo menos mayor al armónico número 7 de la fundamental de la señal inmediatamente inferior, de esta forma se protegen los cuatro primeros armónicos que forman la señal rectangular. Bajo estos criterios las frecuencias fundamentales seleccionadas fueron:

$$\begin{aligned}f_1 &= 200 \text{ Hz} \\f_2 &= 1,600 \text{ Hz} \\f_3 &= 12,800 \text{ Hz}\end{aligned}$$

Siguiendo el mismo razonamiento del escenario anterior podemos ver que la máxima frecuencia que nos interesa es $11 * f_3$, que equivale 281.6 kHz, por lo que una frecuencia de muestreo de 300 kHz nos permite trabajar sin problemas con estas señales. En la figura 4.44 se pueden observar las señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200, 1,600 y 12,800 Hz, así como, la mezcla de estas señales; todas ellas muestreadas a 300 kHz.

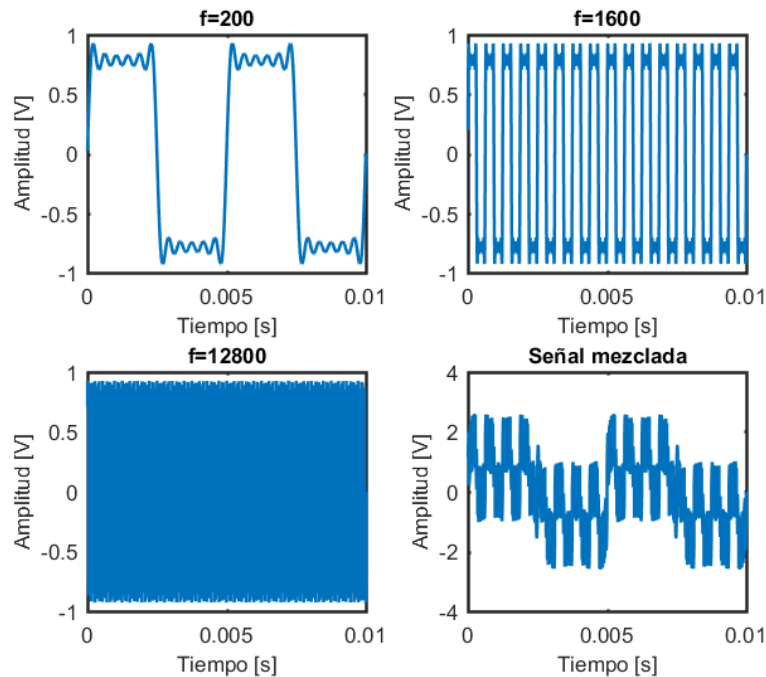


Figura 4.44. Señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200 Hz, 1,600 Hz, 12,800 Hz y la mezcla de estas, todas muestreadas a 300 kHz.

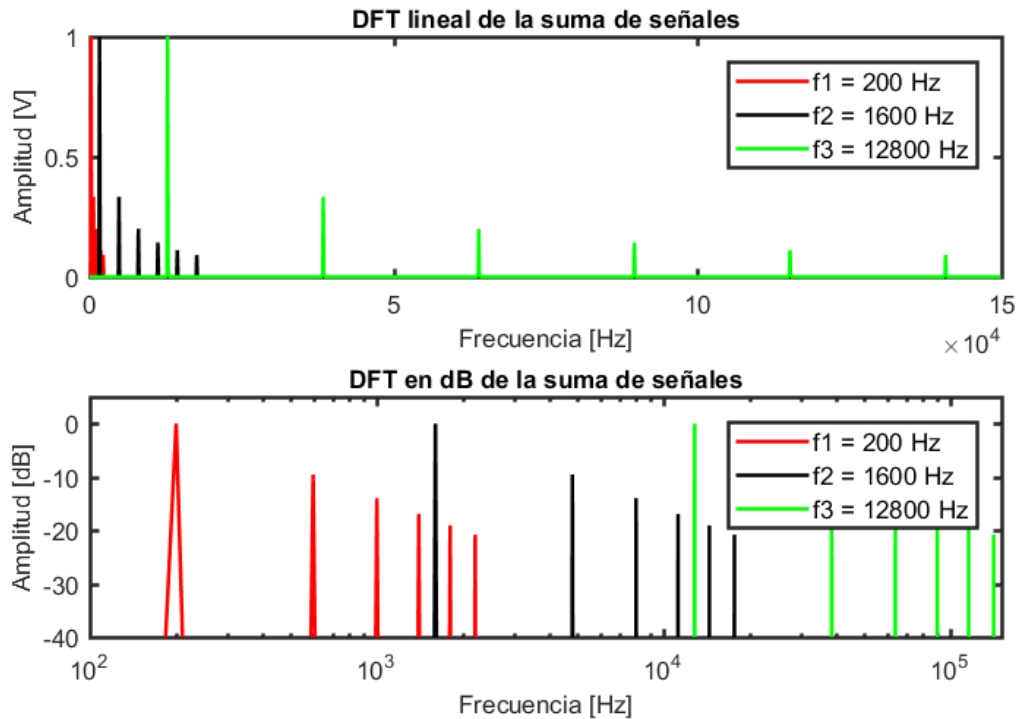


Figura 4.45. Espectro en frecuencia de la mezcla de las señales rectangulares de 200 (rojo), 1,600 (negro) y 12,800 Hz (verde), con su amplitud original (arriba) y su amplitud en dB (abajo).

En la figura 4.45 se muestra el espectro en frecuencia de la señal resultante de mezclar las señales rectangulares con frecuencias fundamentales en 200, 1,600 y 12,800 Hz. De la misma forma que en la figura 4.43, podemos distinguir por colores el aporte que hace cada señal al espectro y se puede notar que el punto más crítico de cercanía entre los diferentes armónicos está entre los armónicos $7 * f_1$ y $1 * f_2$, que tienen una distancia de separación de 1 kHz.

Al analizar los comportamientos de las señales mostradas en las figuras 4.44 y 4.45, es evidente que la cercanía de los armónicos de las diferentes señales es menor, lo cual hace que se reduzca el número de filtros notch necesarios, y el aumento de la distancia de separación, también disminuye el orden necesario para que estos filtros sean efectivos. Por último, se puede notar que la máxima frecuencia que nos interesa pasó de 27.5 kHz a 281.6 kHz, valor que está mucho más alejado del extremo superior de nuestro ancho de banda disponible y termina siendo un mayor problema. Además, este escenario evidencia un problema innato a las señales rectangulares, que consiste en el aumento considerable del ancho de banda necesario para reconstruir cada señal al aumentar la frecuencia fundamental de estas. Por lo tanto, no es práctico alejar demasiado las frecuencias fundamentales de las diferentes señales, aunque esta acción disminuye la posibilidad de que los armónicos de estas ondas se interfieran.

En las dos propuestas anteriores se habló de una dificultad en la implementación, que surge por la necesidad de utilizar filtros notch de alto orden. Para tener una idea del orden que podrían tener estos filtros, se realizaron diseños de filtros utilizando la herramienta filterDesigner del paquete de software WEBENCH® de Texas Instruments, y posteriormente se simuló el circuito formulado por dicha herramienta mediante el software Multisim de National Instruments.

El circuito propuesto por el software para algunos de estos filtros rechaza-banda es de un orden 8 o mayor, lo cual resulta en un circuito enmarañado. En el diseño de los filtros se tuvieron en cuenta las recomendaciones mencionadas en la sección 3.2.6. de este documento y durante la simulación se ingresaron como entradas al circuito fuentes de señales rectangulares configuradas con las frecuencias de las señales utilizadas en el último escenario simulado.

Los filtros notch nos servirán para atenuar los armónicos no deseados del espectro correspondiente a cada señal, pero no son los únicos filtros que se utilizarían. Para lograr recuperar cada una de las señales rectangulares de los datos entregados por el sensor, se debe primero pasar un filtro pasa-bandas, que se puede implementar como un filtro pasa-bajas y uno pasa-altas conectados en cascada, el cual permite únicamente el paso a la banda de frecuencias donde se encuentran contenidos los armónicos que nos permitirán reconstruir la señal deseada. Estos filtros pasa-banda también deben ser diseñados y se requeriría uno por cada señal a recuperar, luego de aplicarlos se aplicarían los filtros rechaza-banda diseñados, los cuales eliminarán los armónicos de otras señales incrustados en el espectro de la señal deseada. El número de filtros notch necesarios es variable para cada señal, y depende del número de armónicos de otras señales que haya que eliminar.

En la figura 4.46 se muestra el esquemático del arreglo de circuito de un filtro pasa-bajas y un filtro notch, necesarios para intentar recuperar la primera de las señales del segundo escenario propuesto, que es de 200 Hz. El filtro pasa-bajas se diseñó para que tuviera su frecuencia de corte en 2,500 Hz y su banda de atenuación en las frecuencias por encima de los 5,000 Hz; mientras que el filtro rechaza-banda se diseñó para descartar la frecuencia de 1,600 Hz (que corresponde a la frecuencia fundamental del siguiente transmisor), con banda de paso de 400 Hz alrededor de dicha frecuencia. Se puede observar que el circuito se torna bastante complicado y, no obstante, debemos recordar que se deben implementar varios arreglos similares a este para cada una de las señales que se desean recuperar, es decir, para cada transmisor. Adicionalmente, los transmisores de las frecuencias intermedias como el de 1,600 Hz son más susceptibles a interferencias con las señales de los transmisores con frecuencias vecinas, por lo que es muy probable que se requieran más filtros notch para atenuar esas componentes no deseadas. Todo lo anterior conlleva a un circuito receptor demasiado complejo, sólo para reproducir nuestro triángulo de localización; y esta complejidad aumentaría si se desea implementar nuestro sistema con la célula básica de detección propuesta, que requeriría siete transmisores.

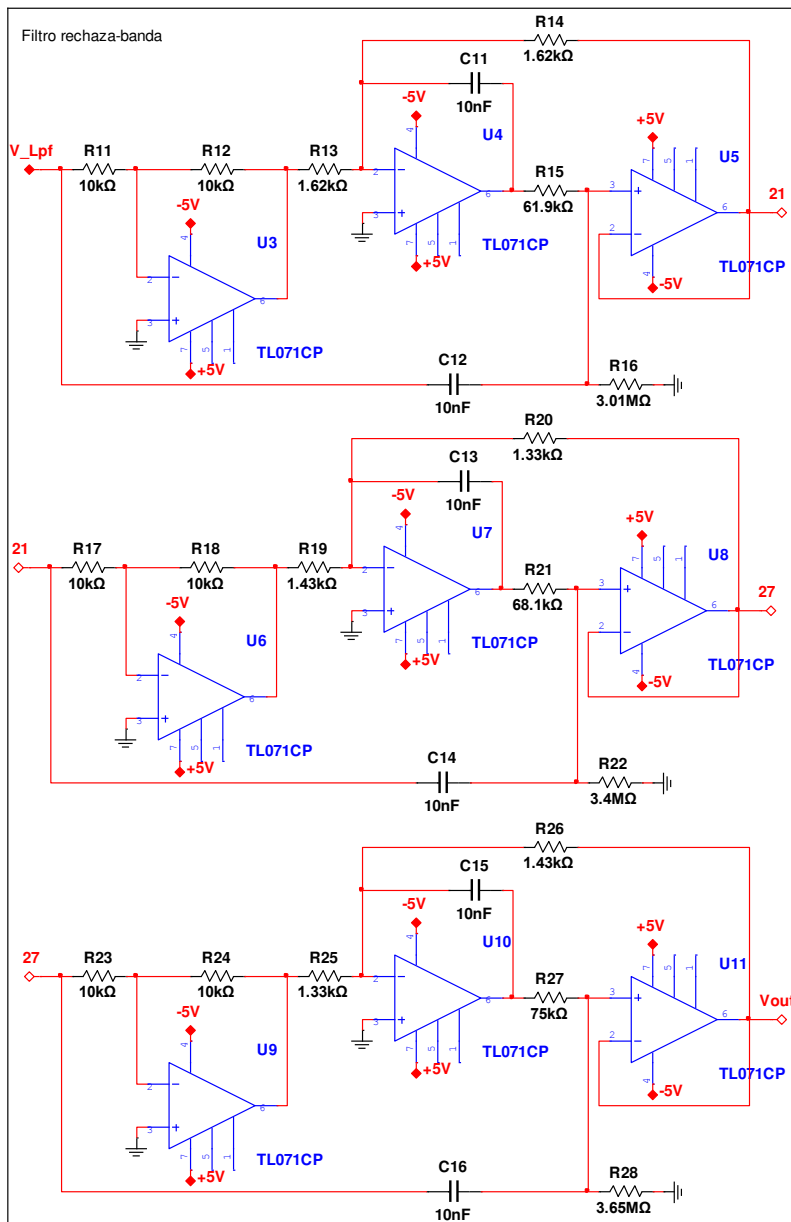
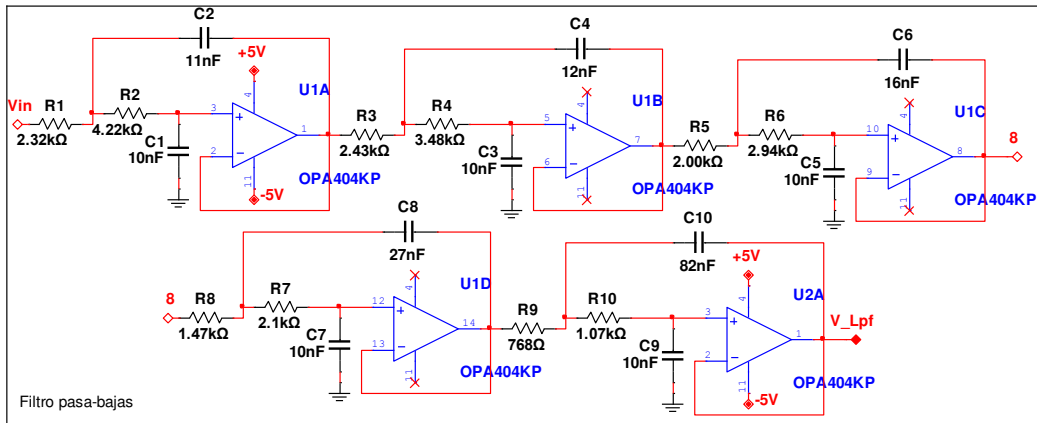


Figura 4.46. Filtro pasa-bajas (arriba) con frecuencia de corte en 2,500 Hz y frecuencia de rechazo en 5,000 Hz, y filtro notch (abajo) con frecuencia de rechazo de 1,600 Hz.

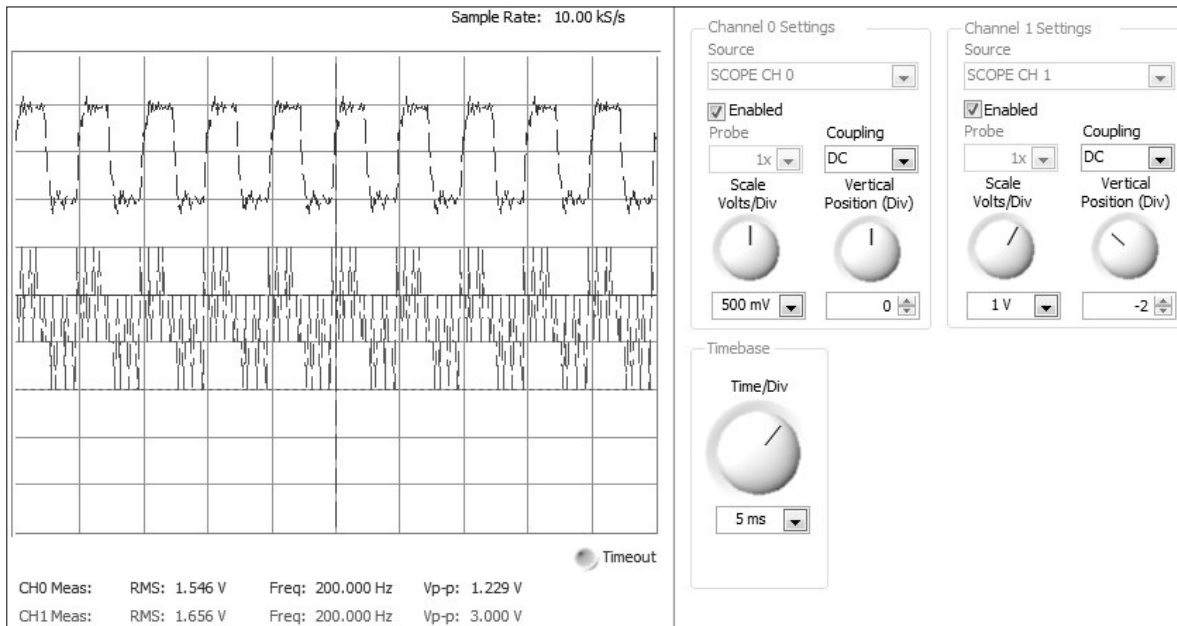


Figura 4.47. Señal de 200 Hz obtenida (arriba) a partir de la mezcla de las señales de los transmisores (abajo)

En la figura 4.47 se muestra la simulación de la salida del circuito de la figura 4.46, al ingresar como entradas, señales similares a las propuestas en el segundo escenario descrito, es decir, señales rectangulares con frecuencias fundamentales de 200 Hz, 1,600 Hz y 12,800 Hz. En esta figura se puede observar la señal obtenida, luego de aplicar los filtros de la figura 4.46, en la parte superior y la mezcla de las señales, a la cual se le realizó el filtrado, en la parte inferior. Se puede observar que la señal de 200 Hz se pudo recuperar, aunque algo distorsionada, a partir de la mezcla de señales de los transmisores. La distorsión es debida a lo susceptibles que son las señales rectangulares a modificaciones en la amplitud o en la posición de sus armónicos y, aunque se haga un diseño minucioso de los filtros, tratando de tener bandas de rechazo estrechas para evitar afectar las amplitudes de los armónicos útiles y utilizando filtros Bessel para intentar evitar desfazar alguno de estos armónicos; siempre va a existir una afectación, que se incrementará al conectar más etapas. A pesar de que la señal recuperada presenta cierta distorsión, se puede apreciar que conserva su forma rectangular, su amplitud y su frecuencia original se mantuvieron, lo cual la hace una señal adecuada para nuestros fines.

El proceso de simulación anterior arrojó resultados bastante satisfactorios para la señal de 200 Hz, sin embargo, es muy probable que en el momento de la implementación se obtengan señales con tanta distorsión que sea imposible trabajar con ellas, por lo que es conveniente seguir abordando este tema con el fin de analizar su viabilidad.

Otra alternativa completamente válida es la utilización de filtros digitales para evitar la implementación de circuitos complejos en el receptor. Esta idea se simuló en Matlab® utilizando filtros FIR mediante la herramienta filterDesigner. Se utilizaron filtros FIR porque son los que menos afectan la fase de las señales y ya vimos que la integridad de la fase es crucial para nuestros propósitos. El orden de los filtros noth obtenidos fue en algunos de los casos mayor a 100,000 y los resultados obtenidos en simulación por estos filtros no fueron tampoco satisfactorios, pues las señales recuperadas también presentaban cierta distorsión. Por otro lado, filtros de ordenes tan alto requieren de equipos con gran capacidad de procesamiento en el lado del receptor y, aun si se tiene un equipo con esta característica, no se podría implementar este proceso en tiempo

real por la cantidad de cálculos que se deben realizar. Todo esto seguiría siendo un inconveniente para la implementación, que limitaría la funcionalidad y la reproducibilidad de nuestro sistema.

Con el propósito de aterrizar aún mejor esta problemática a nuestra aplicación, y pensando en el tipo de señales que finalmente transmitiríamos al codificar las señales rectangulares con los datos necesarios para identificar a cada lámpara, se decidió simular en Matlab® la distribución espectral de señales rectangulares moduladas para transmitir 8 bits de datos digitales con codificación Manchester, con corresponderían a los identificadores de las lámparas. Estas señales se simularon con una amplitud de 24 V, que sería el nivel de voltaje con el que alimentaríamos a las lámparas.

En la figura 4.48 se muestran superpuestas las distribuciones del espectro en frecuencia de estas señales codificadas, con todos y cada uno de los valores digitales que se pueden transmitir con 8 bits, utilizando una señal rectangular de 500 Hz como moduladora en todos los casos. La señal de 500 Hz se tomó a modo de ejemplo y es válida, pues es un valor de frecuencia que está dentro de nuestro ancho de banda útil.

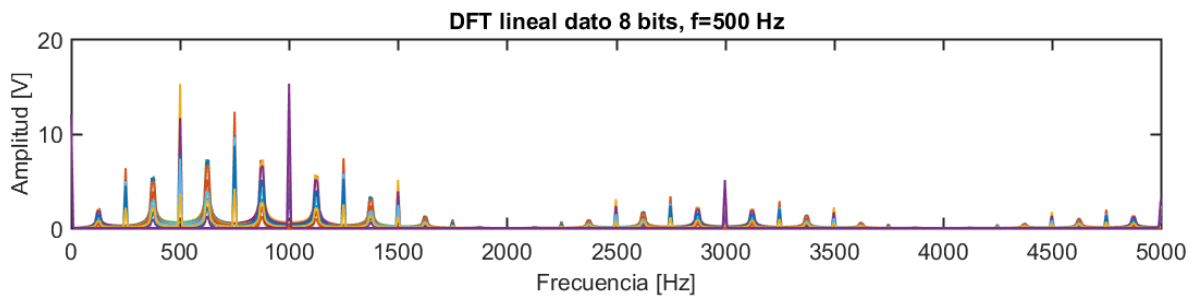


Figura 4.48. DFT lineal superponiendo los espectros de las señales codificando los posibles valores obtenidos con 8 bit en una señal de 500 MHz utilizando codificación Manchester.

Observando las señales de la figura 4.48, podemos notar que, en general hay un patrón repetitivo que se podría ver como componentes armónicas, y que al igual que en la distribución armónica de una señal netamente rectangular, los primeros patrones armónicos son lo que más tienen energía. De forma adicional, podemos ver que el primero de estos patrones está contenido entre las frecuencias correspondientes a un cuarto de la fundamental (125 Hz) y alrededor de tres veces la fundamental (1,500 Hz), pudiendo presentarse las mayores amplitudes en la frecuencia fundamental (500 Hz) y la correspondiente al doble de la fundamental (1,000 Hz).

Para concluir sobre la viabilidad de utilizar FDM con modulación OOK, se decidió simplificar aún más el problema del filtrado y limitarlo únicamente al primero de estos patrones armónicos, y ver si con la información resultante de este filtrado, se pueden reconstruir los datos. Para esta prueba se utilizaron filtros pasa-banda digitales FIR diseñados con la herramienta filterDesigner de Matlab®, buscando dejar pasar solo la banda comprendida entre la mitad de la frecuencia fundamental y el triple de esta, en cada señal.

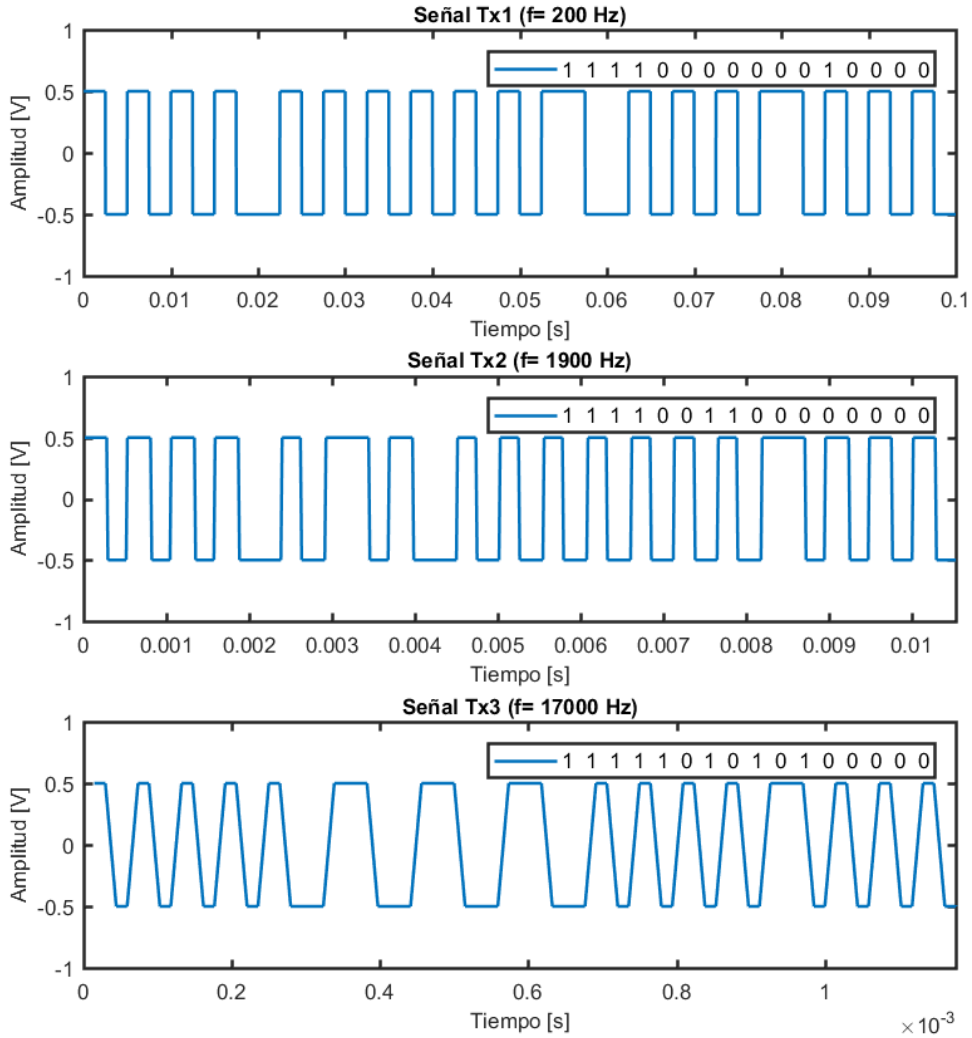


Figura 4.49. Señales codificadas con la dirección de cada lámpara, obtenidas en simulación.

Con el fin de ver la viabilidad de esta prueba, se simularon las señales de tres transmisores (triángulo de localización) recolectadas por el receptor, y con formas de onda rectangulares con frecuencias de 200, 1,200 y 17,000 Hz, respectivamente. Los datos codificados en cada señal son de 16 bits y como prueba se usaron los datos binarios (1111 0000 0001 0000)_b, (1111 1010 1010 0000)_b y (1111 0000 0011 0000)_b, respectivamente. Estos datos están estructurados de la siguiente forma: 4 bits de inicio en (1111)_b, 8 bits de datos que corresponden al identificador de cada lámpara y 4 bits de parada en (0000)_b. Por lo tanto, los tres transmisores simulados están enviando los identificadores correspondientes a la dirección 1 = (0000 0001)_b, 48 = (0011 0000)_b y 170 = (1010 1010)_b. La frecuencia de muestreo con la que se simularon las señales fue de 68,000 Hz y se utilizó codificación Manchester.

En la figura 4.49, se muestran estas señales rectangulares y se puede notar que la señal de 17,000 Hz tiene una forma intermedia entre una triangular y una rectangular, esto se debe a que la frecuencia de muestreo es demasiado cercana a la fundamental de nuestra señal de mayor frecuencia, por lo tanto, no permite tomar el suficiente número de armónicos como para tener una forma rectangular; sin embargo, se decidió trabajar de esta forma porque, aun así, es posible

discernir los valores binarios y podemos ver el efecto de nuestros filtros sin aumentar en demasía la complejidad del filtrado y del algoritmo de simulación.

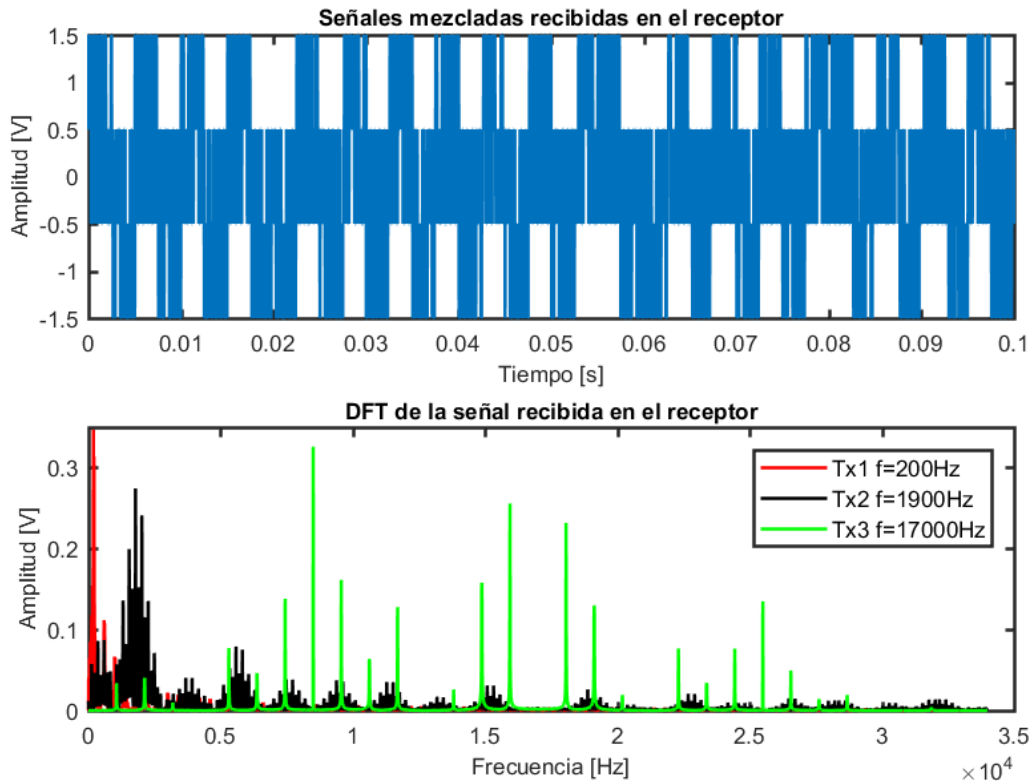


Figura 4.50. Señal de los transmisores mezclada (arriba) y espectro en frecuencia de esa señal (abajo).

Las señales anteriores fueron mezcladas para simular la forma en que llegarían estos datos al receptor. En la figura 4.50 se muestra la señal resultante de esta mezcla (arriba) y el espectro en frecuencia de dicha señal (abajo), en el cual se puede distinguir por colores el aporte que hace cada señal al espectro.

Para recuperar las señales de los transmisores se diseñaron tres filtros pasa-banda FIR con ventana ajustable Kaiser, usando la herramienta filterDesigner de Matlab®. Los criterios de diseño y parámetros obtenidos de cada filtro se muestran en la tabla 4.8.

	<i>FILTRO 1</i>	<i>FILTRO 2</i>	<i>FILTRO 3</i>
<i>ORDEN</i>	5,688	1,366	86
<i>F_{RECHAZO1} [HZ]</i>	20	500	4,000
<i>F_{PASO1} [HZ]</i>	80	750	8,000
<i>F_{PASO2} [HZ]</i>	220	2100	18,000
<i>F_{RECHAZO2} [HZ]</i>	400	3800	30,000
<i>A_{RECHAZO1} [DB]</i>	80	80	80
<i>A_{PASO} [DB]</i>	1	1	1
<i>A_{RECHAZO2} [DB]</i>	80	80	80

Tabla 4.8. Datos de diseño de los filtros FIR pasa-banda utilizados.

En las figuras 4.51, 4.52 y 4.53 se visualizan las señales enviadas por cada transmisor (arriba) junto con la señal resultante de aplicar los filtros a la combinación de las señales que se

captarían en el receptor. Se puede observar que las señales obtenidas de aplicar el filtrado conservan una forma similar a las señales originales, pero han perdido su característica rectangular. En las figuras 4.54, 4.55 y 4.56 se muestra el espectro en frecuencia de las señales originales (arriba) y el espectro resultante de las señales filtradas (abajo), obtenidos mediante la DTF (siglas en inglés de Discrete Fourier Transform: “transformada discreta de Fourier”).

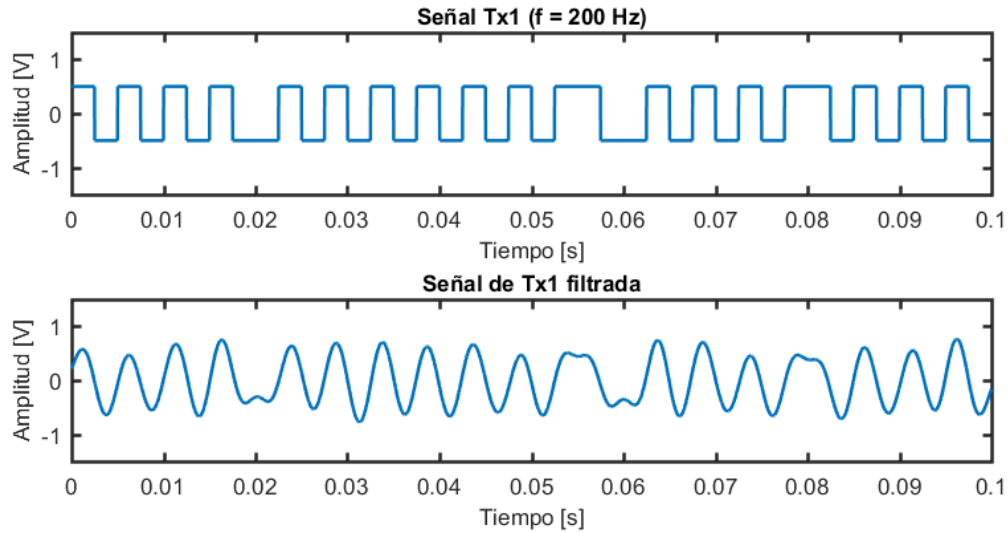


Figura 4.51. Señal simulada del trasmisor 1 (arriba) y recuperación de esta de la combinación de señales (abajo).

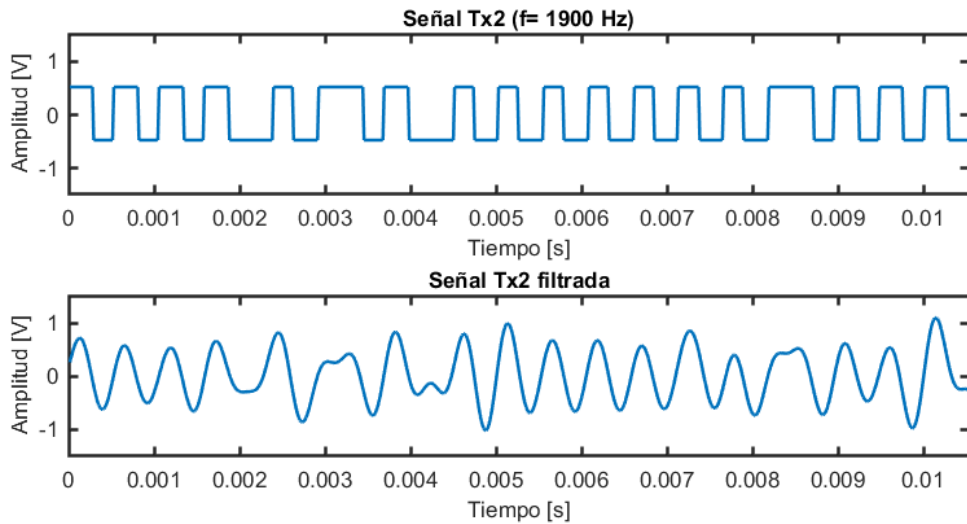


Figura 4.52. Señal simulada del trasmisor 2 (arriba) y recuperación de esta de la combinación de señales (abajo).

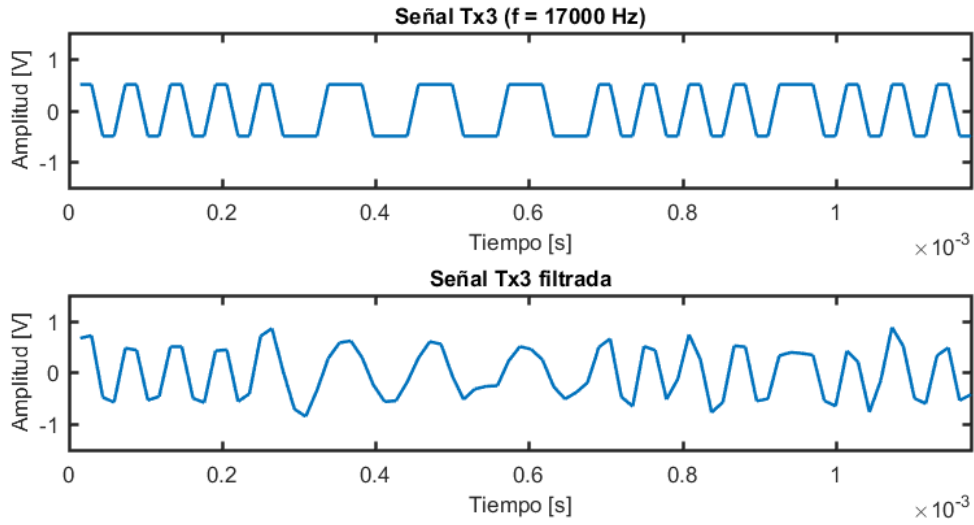


Figura 4.53. Señal simulada del transmisor 3 (arriba) y recuperación de esta de la combinación de señales (abajo).

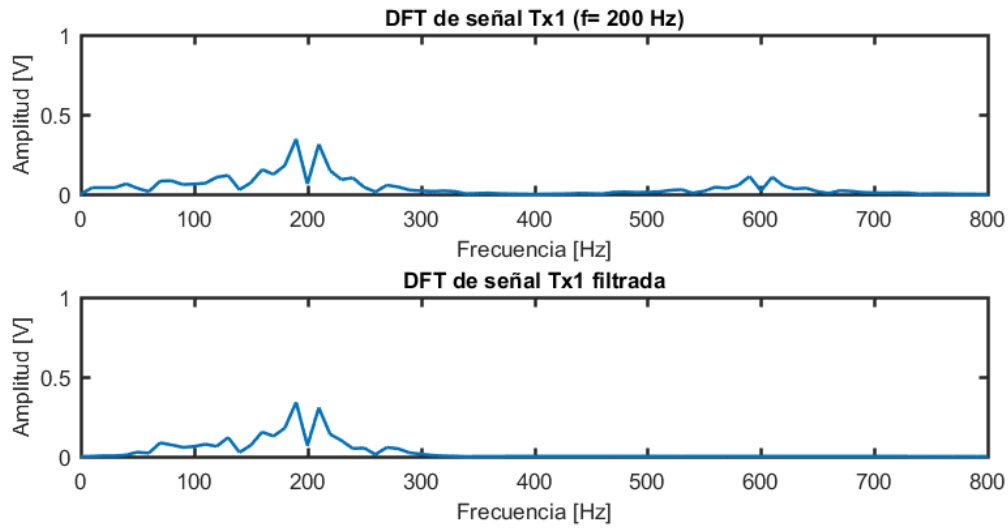


Figura 4.54. DFT de la señal del transmisor 1 (arriba) y de esta esta señal recuperada (abajo).

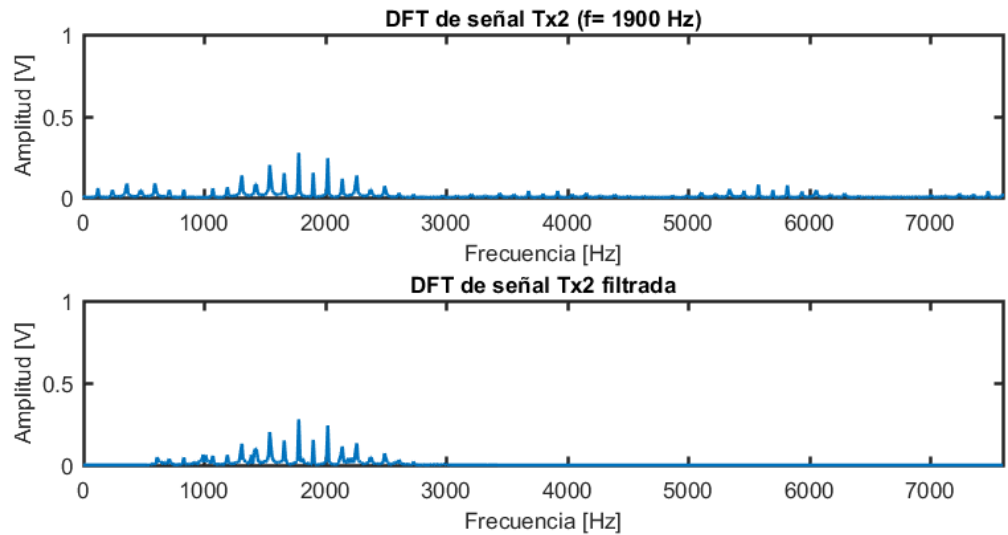


Figura 4.55. DFT de la señal del transmisor 2 (arriba) y de esta esta señal recuperada (abajo).

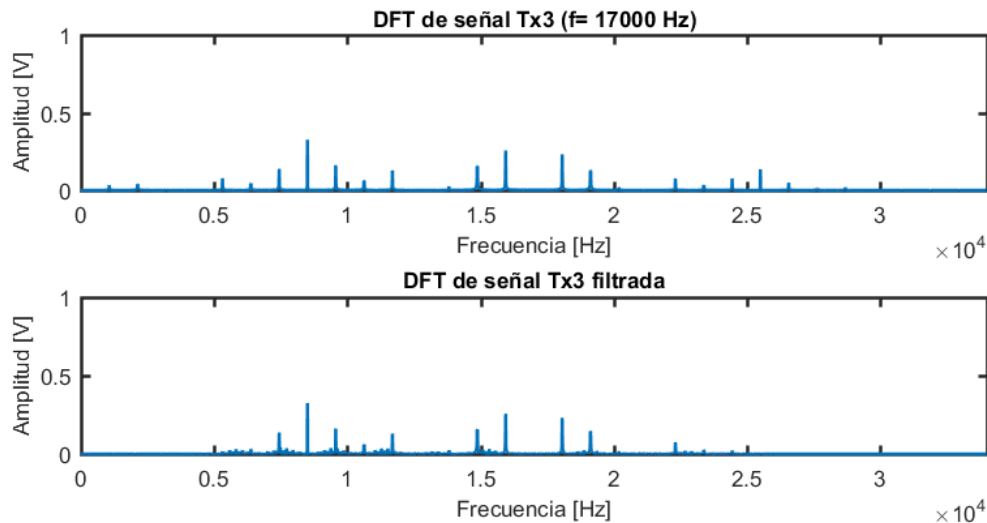


Figura 4.56. DFT de la señal del transmisor 3 (arriba) y de esta esta señal recuperada (abajo).

Aunque las señales filtradas tienden a seguir la forma de las originales, es notorio que se pierde la característica rectangular de las señales y en algunas zonas es confuso distinguir los bits que están codificados en la señal filtrada. A pesar de que a lo largo de esta sección se ha hablado de la reconstrucción de señales rectangulares a partir de los armónicos, que no son más que señales sinusoidales, la forma más sencilla y más utilizada para reconstruir señales rectangulares a partir de señales sinusoidales es la asignación de niveles por comparación con cero mediante disparadores Schmitt, si se utiliza un circuito comparador, o mediante condicionales (if, else), si se utilizan sistemas digitales. En esta prueba se están utilizando señales simuladas en software, por lo que podemos utilizar condicionales para intentar reconstruir las señales rectangulares a partir de las señales obtenidas del filtrado, llevándola a sólo dos valores discretos de voltaje, de 3.3 V y 0 V. Se asignaron estos valores de voltaje porque son los niveles lógicos utilizados por la mayoría de las tarjetas digitales de la actualidad.

Los resultados emanados luego de aplicar comparadores con cero a cada señal filtrada, se pueden observar en las figuras 4.57, 4.58 y 4.59. En las figuras mencionadas se muestran las señales originales (arriba) y el resultado de la reconstrucción (abajo), y al analizar estas figuras podemos ver que los datos transmitidos por las tres señales pueden ser recuperados exitosamente, aunque algunos casos puntuales se alteraron un poco los tiempos en alto y en bajo de las señales, lo cual podría conducir a problemas de sincronismo.

Por otro lado, existe una desventaja al utilizar los filtros digitales propuestos, debido al grado, para nada despreciable, que finalmente requirieron. Debemos recordar que las operaciones necesarias para realizar el filtrado digital son complejas en filtros de tan alto orden, lo cual implicaría un alto poder de procesamiento en el receptor y seguramente un gran tiempo de procesamiento, lo cual conduce a la imposibilidad de implementar un sistema de tiempo real.

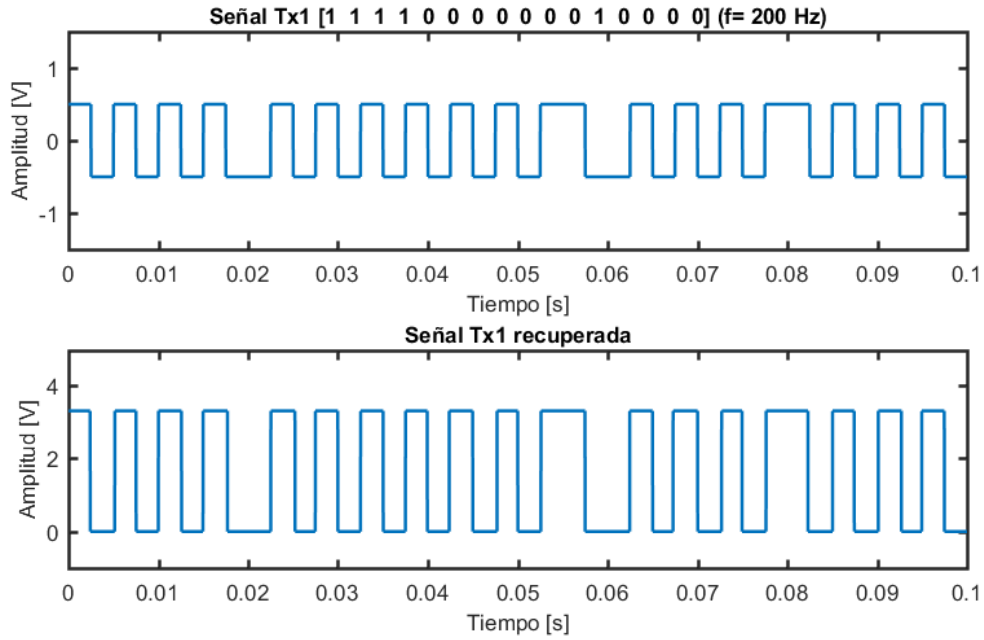


Figura 4.57. Señal enviada por transmisor 1 (arriba) y recuperación de esta de la mezcla de espectros luego de aplicar una etapa de filtrado y una comparación con cero (abajo).

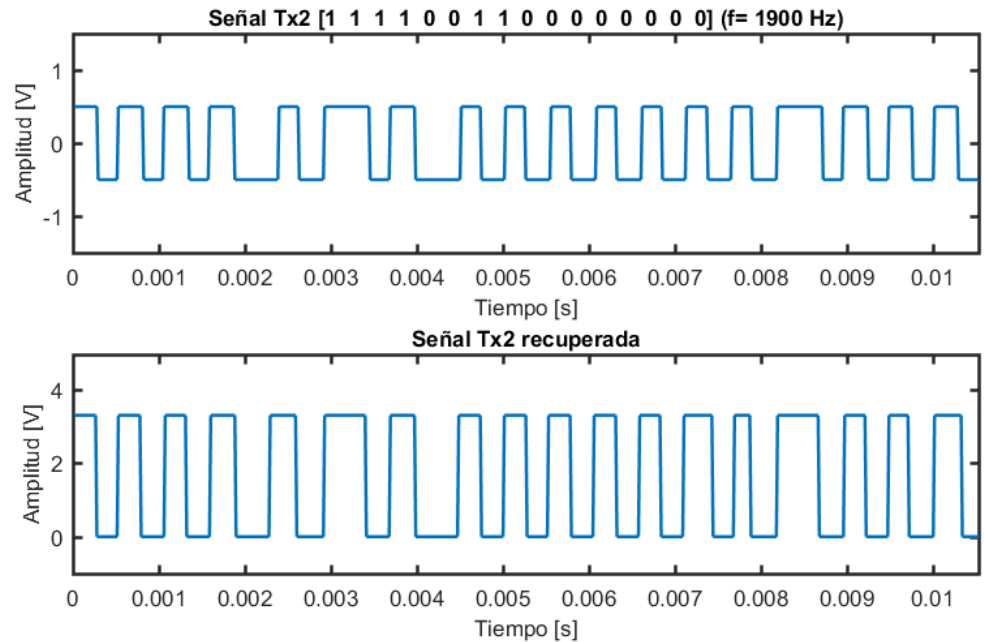


Figura 4.58. Señal enviada por transmisor 2 (arriba) y recuperación de esta de la mezcla de espectros luego de aplicar una etapa de filtrado y una comparación con cero (abajo).

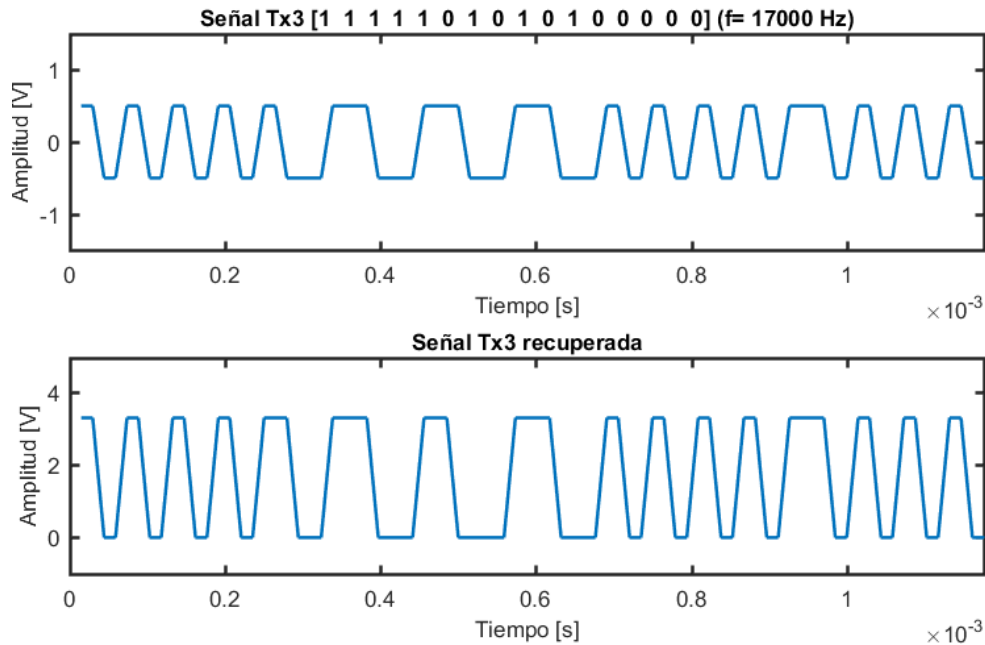


Figura 4.59. Señal enviada por transmisor 3 (arriba) y recuperación de esta de la mezcla de espectros luego de aplicar una etapa de filtrado y una comparación con cero (abajo).

Finalmente, para tener en cuenta un escenario más real de la forma en que se enviarían las señales, debemos considerar que las señales no llegan con la misma amplitud al receptor. Además, debemos recordar que las diferencias de amplitudes son las que nos permitirán conocer la distancia a la que nos encontramos de cada lámpara, es decir que no podemos normalizar los datos para descartar estas diferencias. Con este fin se simularon algunos casos variando las amplitudes de las señales y tratando de reconstruirlas del modo anteriormente descrito. Al analizar estos casos notamos que la reconstrucción deja de ser exitosa en la mayoría de los casos. Como un ejemplo de esto, en la figura 4.60 se muestra la reconstrucción de la señal enviada por el transmisor 2 cuando las señales enviadas son recibidas con amplitudes respectivas de 1 V, 200 mV y 300 mV. Es decir, estamos simulando un escenario donde el receptor se encuentra en un punto muy cercano al transmisor 1, lejano al transmisor 2 y un poco menos lejano al transmisor 3. En esta figura se puede notar que la señal original y la recuperada tienen serias diferencias que nos harían obtener datos erróneos, además podemos ver que la sincronía de los pulsos se pierde completamente por lo que sería aún más difícil reconstruir el dato original.

En este punto, debemos considerar que además de los datos digitales enviados por cada transmisor, nuestro receptor debe obtener la información de la amplitud con la que llega cada señal, ya que esta información nos permitirá realizar la trilateración. Si analizamos las imágenes de las señales filtradas de las figuras 4.51, 4.52 y 4.53, podemos ver que obtener la amplitud de las señales resulta complicado, debido a que las señales se deforman y presentan amplitudes máximas locales en diferentes puntos. Una forma de obtener un valor que represente la amplitud de las señales puede ser retener periódicamente muestras de tramos de las señales resultantes del filtrado, y calcular en esos tramos el promedio de las máximas amplitudes de las señales. Otra manera de obtener este valor puede ser implementando el algoritmo de la FFT (del inglés Fast Fourier Transformer: “transformada rápida de Fourier”) y analizando las amplitudes de los armónicos que conforman la señal. En ambos casos la implementación más conveniente es de

forma digital, pero sería agregarle aún más complejidad y mayores requerimientos de procesamiento al receptor, lo cual puede resultar impráctico.

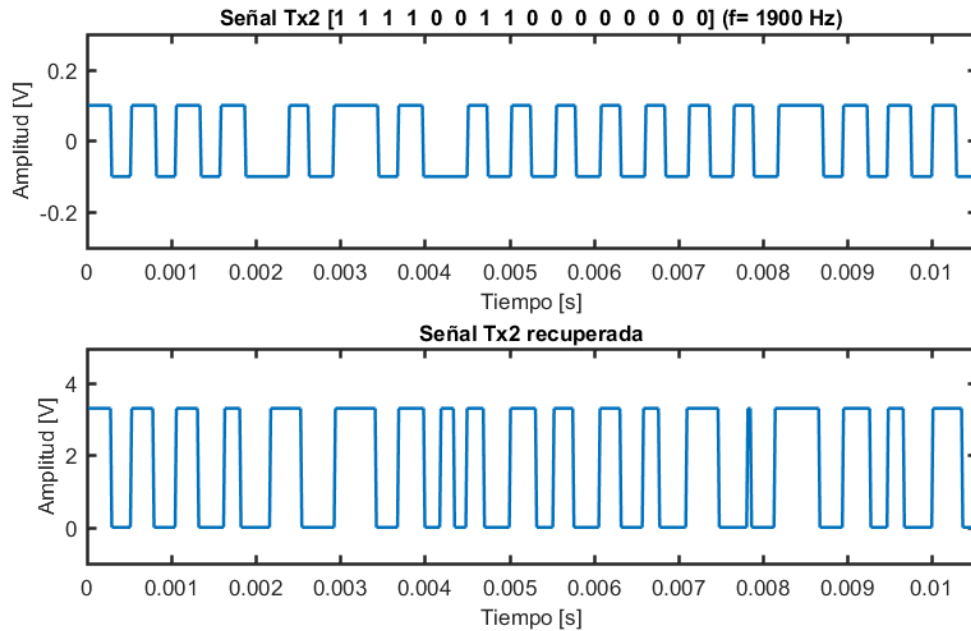


Figura 4.60. Señal de transmisor 2 recuperada, cuando las señales transmitidas son recibidas con amplitudes de 1 V, 200 mV y 300 mV respectivamente.

Por todas las pruebas anteriores, podemos concluir que debido a la naturaleza de las señales rectangulares no es factible implementar con nuestras lámparas una multiplexación en frecuencia utilizando un sistema de portadoras distribuidas mediante la modulación OOK de las señales. Las principales restricciones que tenemos para asegurar esto son:

- El gran ancho de banda necesario para reconstruir cada señal rectangular, que aumenta al asignar a las señales una frecuencia fundamental mayor.
- La complejidad que tendría el receptor si decidimos solapar los anchos de banda de las señales y la gran capacidad de cómputo que se requeriría si abordamos el problema con filtros digitales.
- La complejidad adicional que implicaría la obtención de la amplitud de las señales, la cual es necesaria para calcular la trilateración.
- El hecho de que nuestro sistema de localización requiere de al menos siete formas de diferenciar las señales de los transmisores en su célula básica, y ya vimos que con esta técnica lograr que funcione con tan solo tres resulta supremamente difícil.
- Finalmente, vemos que incluso con tres señales se presentan muchos inconvenientes al simular la reconstrucción de las señales, y considerando que en simulación nos encontramos en un ambiente completamente idealizado, es casi seguro que durante la implementación nos vayamos a encontrar con muchas más dificultades.

Existe otra forma de abordar la multiplexación por frecuencia y consiste en la utilización de métodos de modulación más sofisticados. Considerando que lo que deseamos modular es la intensidad de la luz entregada por una lámpara led, y que estas lámparas al ser estar basadas en un semiconductor tienen un comportamiento poco lineal, no son muchas las técnicas de

modulación que podrían funcionar con ellas. En el estado del arte de las VLC se han empleado técnicas de modulación como la PPM (del inglés Pulse Position Modulation: “modulación por posición de pulso”), CSK (acrónimo en inglés de Color Shift Keying: “modulación por desplazamiento del color”) y OFDM (siglas en inglés de Orthogonal Frequency Division Multiplexing: “Multiplexación por división de frecuencias ortogonales”), así como múltiples variaciones de estas técnicas.

Se estudió cada una de estas técnicas para ver si alguna nos podría ser útil y esto se concluyó de cada una:

- La PPM tendría los mismos inconvenientes que vimos en la modulación OOK.
- La CSK no se puede implementar debido a la limitación que nos impone el usar lámparas led convencionales para crear nuestro sistema, pues estas lámparas no nos permiten cambiar el color con el que transmiten su luz ni podemos disponer de una variedad de lámparas con diferentes colores, pues se vería afectada la iluminación del lugar.
- La OFDM se podría implementar, pero le agrega demasiada complejidad al transmisor pues ya no se podría modular con simple transistor como interruptor y habría que agregar elementos de control para la corriente y el voltaje que llegan a la lámpara, adicionalmente, el receptor también tendría un alto nivel complejidad pues los datos se recuperarían con complejas técnicas de demodulación. Esta forma de modulación tiene la ventaja de permitir la transmisión de datos a alta velocidad por diferentes canales en paralelo, pero como nuestro propósito no es enviar datos a alta velocidad sino asegurar el reconocimiento de cada una de las lámparas, y al tiempo utilizar canales exclusivos para cada lámpara que permitan diferenciar las señales de cada una, esta técnica es demasiado complicada para nuestros fines.

4.4.2. Multiplexación en tiempo

Una vez conocidos todos los problemas que conllevaría enviar los datos utilizando la multiplexación en frecuencia, se decidió abordar este asunto desde otra perspectiva. La otra opción que tenemos es la multiplexación por tiempo, es decir, que cada lámpara transmita sus datos en un determinado momento y de forma secuencial se pase el turno a otra, existiendo un tiempo de transición entre la transmisión de una lámpara y otra, para evitar confundir los datos provenientes de una con los de otra. Esta alternativa es mucho más fácil de implementar que la FDM y al parecer le da una solución efectiva a nuestro diseño.

Una situación que queremos evitar en nuestro sistema es la aparición de parpadeos en la lámpara por el continuo apagado y encendido de estas. En apartados anteriores se mencionó que la sensación de parpadeo se puede evitar haciendo que la frecuencia de encendido y apagado de las lámparas sea superior a los 200 Hz. Con la TDM se puede evitar esta sensación de parpadeo de forma sencilla, manteniendo las lámparas completamente encendidas cuando no estén enviando información, y luego encenderlas y apagarlas a alta velocidad sólo en el momento en que alguna de ellas tenga que enviar datos. De esta forma, las lámparas continúan encendidas la gran parte del tiempo y la posibilidad de percibir una atenuación en su luz mientras envían datos es muy poca, debido al poco tiempo que tardaría un envío. Con este modo de operación también solucionamos un problema inherente a la FDM, y es la reducción de la

intensidad luminosa de las lámparas al transmitir señales rectangulares con un 50% del ciclo de trabajo, y ya no tendremos que pensar en aumentar el ciclo de trabajo para mantener un buen nivel de iluminación en el lugar. Por último, otra ventaja que tendríamos con la TDM es el asegurar una potencia de transmisión similar en todas las lámparas, pues todas transmitirían a una misma frecuencia y su iluminancia no se vería afectada por operar en diferentes lugares del ancho de banda que propuesto.

El único inconveniente que puede presentar esta propuesta es la latencia que puede haber para lograr un ciclo completo de transmisión, es decir, el tiempo que tardaría el sistema en enviar y procesar los datos de todas las lámparas de una célula básica de nuestro diseño. Para reducir la posibilidad de que el asunto anterior se convierta en una limitación de nuestro sistema se planteó enviar los datos de las lámparas una velocidad considerable y los tiempos de transición entre transmisores deben ser cortos. Se propuso enviar los datos a una velocidad cercana al límite superior de nuestro ancho de banda, es decir 20 kHz, y el tiempo de transición se fijó en un milisegundo.

Con todos lineamientos anteriores el tiempo de refresco en nuestro triángulo de localización estaría regido por la ecuación (4.7).

$$t_{\Delta} = 3 * (t_L + t_t) \quad (4.7)$$

Donde t_{Δ} es el tiempo de una actualización del triángulo de localización, t_L es el tiempo que tarda cada lámpara en enviar sus datos y t_t es el tiempo de transición entre las lámparas, que se fijó en 1 ms. El tiempo de envío de las lámparas está regido por la ecuación (4.8).

$$t_L = f_b^{-1} * (nb_d + nb_c) \quad (4.8)$$

En la ecuación (4.8), el término f_b^{-1} corresponde al inverso de la frecuencia de envío de los bits, que equivale a $(20 \text{ kHz})^{-1} = 50 \mu\text{s}$, nb_d es el número de bits de datos que es 8 y nb_c es el número bits de control que también es 8, 4 bits de inicio en (0000)b y 4 bits de parada (1111)b. Estos valores nos dan un valor de $t_L = 800 \mu\text{s}$.

Reemplazando los datos de la ecuación (4.8) en la ecuación (4.7), obtenemos que el tiempo de latencia en el triángulo de localización es de 5.4 ms, que equivale a una velocidad de refresco de 185.2 Hz. Para extrapolar los resultados anteriores a la celda básica de nuestro diseño, se debe reemplazar el número 3 de la ecuación (4.7), por el número 7, lo cual nos da una latencia de 12.6 ms que corresponden a una tasa de refresco de 79.4 Hz. Esta velocidad de refresco nos genera cierta confianza, pues está por encima de la tasa de refresco de dispositivos electrónicos comunes como los monitores o los televisores, que funcionan refrescando sus líneas horizontales a 60 Hz, y esta frecuencia el ojo humano no percibe parpadeos en la imagen.

La implementación de la forma de operación descrita en esta sección es bastante sencilla, pues sólo se requeriría de una tarjeta digital que genere los pulsos que enciendan o apaguen a cada una de las lámparas en los tiempos correctos. Estos pulsos conformarían la modulación OOK y deben ser codificados en Manchester por la tarjeta de control del transmisor antes de ser enviados a la tarjeta de potencia de las lámparas. Debido a que la frecuencia de operación planteada es de 20 kHz, no es necesario utilizar una tarjeta con una gran capacidad de procesamiento. Como comentario final, esta tarjeta de control reemplazaría a la fuente de señales empleada en el circuito de la figura 4.21.

Hasta el momento sólo se ha descrito la viabilidad de implementar un transmisor utilizando la TDM, pero no se ha analizado el nivel de dificultad que tendría el receptor. Teniendo en cuenta el diseño planteado, nuestro receptor debe estar conformado por 2 partes. Una parte se debe encargar de decodificar los datos que identifican a cada una de las lámparas y la otra parte se debe dedicar a obtener la potencia de las señales obtenidas, para con ella calcular la distancia a la que está el receptor de cada transmisor.

La decodificación de los datos se puede realizar con una tarjeta digital a la que llegue la señal captada por el fotorreceptor. Esta tarjeta debe detectar los flancos de las señales y medir los tiempos a los que llegan cada uno de los flancos. Como conocemos los tiempos de transmisión de cada bit, podemos utilizar esta información para decodificar los datos recibidos. Del mismo modo, al conocer el número de bits enviados en cada transmisión, los patrones de inicio y de parada empleados en cada secuencia, y los tiempos de transición entre las lámparas; podemos determinar el fin de una transmisión y sabremos en qué momento analizar si se decodificaron los datos correctamente.

La medición de la potencia recibida de cada señal se puede realizar mediante un ADC, que puede estar embebido en la misma tarjeta digital empleada para la decodificación de los datos, y que se encargue de medir la amplitud de las señales recibidas por el fotodiodo. Para que la medición de la potencia sea correcta, se debe emplear un circuito retenedor que mantenga la amplitud de los datos recibidos mientras se muestrea este valor. Si no se utiliza este circuito retenedor se puede caer en el error de medir la amplitud en puntos de la señal que no aportan información de la distancia a la que se está de la lámpara, puntos que corresponderían a ceros lógicos en la transmisión.

En la siguiente sección se explican los procesos de transmisión y recepción propuestos para nuestro sistema de forma más detallada, así como se muestran las etapas de diseño que se tuvieron que realizar para implementar estos procesos con una tarjeta digital comercial.

4.5. Transmisor

4.5.1. Selección de la tarjeta de control

El proceso de selección de la tarjeta digital a usar se basó principalmente en tres criterios:

- Las capacidades de la tarjeta para ejecutar los algoritmos de nuestro diseño.
- La disponibilidad de la tarjeta en el laboratorio al momento de la implementación, su facilidad de obtención y asequibilidad, pensando en futuros despliegues del sistema.
- El grado de familiaridad que se tenía con la programación de la tarjeta al momento de la implementación, buscando disminuir los tiempos de desarrollo.

Teniendo en cuenta los criterios anteriores, se seleccionaron dos tarjetas del fabricante Texas Instruments: la MSP-EXP430G2 y la Tiva EK-TM4C123GXL.

MSP-EXP430G2

La MSP-EXP430G2 es una tarjeta experimental de bajo costo también llamada LaunchPad que presenta una solución de desarrollo completa para la serie de microcontroladores MSP430G2xx, y se trabajó específicamente con el microcontrolador MSP430G2553. Esta tarjeta nos ofrece una solución efectiva para el control de los tres transmisores que conforman nuestro triángulo de localización. La razón principal para seleccionar esta tarjeta es que al momento de la implementación se contaba con experiencia previa en el desarrollo de sistemas sobre ella, lo cual, en teoría reduciría los tiempos de desarrollo de los algoritmos requeridos por nuestro prototipo. En la figura 4.61 se muestra una imagen de la tarjeta MSP-EXP430G2 y en la tabla 4.9 se muestran las principales características que nos conciernen de esta tarjeta al trabajar con el microcontrolador mencionado.

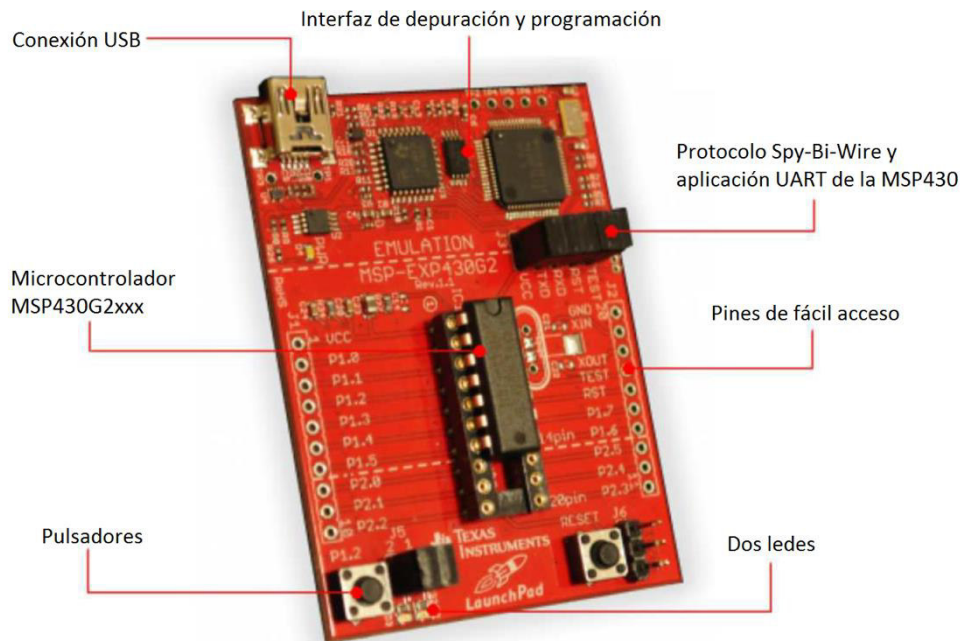


Figura 4.61. Vista general de la tarjeta MSP-EXP430G2.

<i>Dispositivos</i>	<i>Disponible</i>	<i>Descripción</i>
Alimentación máxima - Tarjeta - Microcontrolador	-	- 5V (suministrados por el puerto USB) - De -0.3 V a 4.1 V entre V_{CC} y V_{SS}
Salidas en los puertos digitales	-	Nivel lógico alto: - Voltaje típico = $V_{CC} - 0.3 V$ - Corriente máxima = -6 mA Nivel lógico bajo: - Voltaje típico = $V_{SS} + 0.3 V$ - Corriente máxima = 6 mA Los signos + o - menos de la corriente solo indican una referencia de si la corriente es entregada o absorbida por el microcontrolador.
CPU MSP430	1	Arquitectura RISC de 16 bits con 51 instrucciones y 16 registros.
Precio	-	\$9.99 USD en página del fabricante.

Bootstrap Loader (BSL) "Cargador de arranque"	1	Habilita la programación de la memoria flash o RAM usando la interfaz serial UART. Permite la auto-programación del microcontrolador desde el puerto USB.
Embedded Emulation Module (EEM) "Módulo de Emulación Embebido"	1	Permite la depuración del código a través de una interfaz JTAG del microcontrolador, que está conectada al puerto USB.
Memoria Flash	16 KB	Memoria no volátil del microcontrolador. En esta memoria se cargan las instrucciones de preprocesador y las instrucciones del programa.
Memoria RAM	512 B	Memoria volátil del microcontrolador. En esta memoria se guardan las variables y los datos del programa cuando se encuentra en ejecución.
Timer_A	2xTA3	<p>Dos contadores de tipo A de 16 bits con tres registros de captura/comparación (CCR0, CCR1, CCR2) cada uno. Los dos contadores disponibles son:</p> <ul style="list-style-type: none"> - <i>Timer_0.</i> Este contador tiene sólo disponibles dos módulos de captura/comparación con salidas a pines digitales. Estos pines son P1.1 (2) y P1.5 (7) para el registro CCR0; y P1.2 (3), P1.6 (14) y P2.6 (19) para el CCR1. - <i>Timer_1.</i> Este contador tiene todos los módulos de captura/comparación con pines digitales de salida. Estos pines son: P2.0 (8) y P2.3 (11) para el registro CCR0; P2.1 (9) y P2.2 (10) para el CCR1; y P2.4 (12) y P2.5 (13) para el CCR2. <p>Consecuentemente, este microcontrolador puede usar a la vez máximo 5 pines digitales de salida para los contadores. Se pueden configurar 3 fuentes de reloj:</p> <ul style="list-style-type: none"> - <i>LF</i> son las siglas en inglés de <i>Low Frequency</i>: "baja frecuencia". Puede ser usado un cristal o una fuente externa de reloj de 32768 Hz. - <i>DCO</i> es acrónimo en inglés de <i>Digital Controlled Oscillator</i>: "oscilador digital controlado". Es un oscilador interno que se puede controlar al modificar los datos digitales de algunos registros. Con esta fuente de reloj se pueden configurar frecuencias de operación desde 1 MHz hasta 16 MHz, que es la frecuencia máxima de operación del microcontrolador. - <i>VLO</i> significa en inglés <i>Very Low-Power Low-Frequency Oscillator</i>: "oscilador de muy baja frecuencia y baja potencia". Es un oscilador interno que tiene una frecuencia típica de 12 kHz. <p>La fuente de reloj seleccionada se puede a su vez modificar mediante algunos registros adicionales del microcontrolador para reducir su velocidad de operación antes de asignarse al <i>MCLK</i> (<i>Master Clock</i>: "reloj maestro") que es el reloj utilizado por la CPU y el sistema; al <i>SMCLK</i> (<i>Sub-System Master Clock</i>: "reloj maestro del subsistema"), que es el reloj seleccionable por software para los módulos periféricos individuales; o al <i>ACLK</i> (<i>Auxiliary Clock</i>: "reloj auxiliar") que es el reloj seleccionable por software, normalmente de frecuencia inferior al <i>SMCLK</i>, para los módulos periféricos individuales.</p>
Reloj	LF, DCO, VLO	

<p>Low Power Mode (LPM) “Modo de baja potencia”</p>	<p>AM, LPMx</p>	<p>Son diferentes modos de operación que el microcontrolador tiene para ahorrar energía:</p> <ul style="list-style-type: none"> - AM es Active Mode: “modo activo”. Es el modo de operación normal de la tarjeta en ejecución con todos los relojes activos. En este modo el microcontrolador consume típicamente unos 330 μA operando a 1 MHz y unos 4.5 mA a 16 MHz. - LPMx significa Low Power Mode x: “Modo x de baja potencia”. Existen 5 de estos modos: LPM0, LPM1, LPM2, LPM3 y LPM4. Los consumos de corriente típicos en estos modos son: <ul style="list-style-type: none"> - LPM0,1 = 56 μA - LPM2 = 22 μA - LPM3 = 0.7 μA - LPM4 = 0.1 μA
--	-----------------	---

Tabla 4.9. Principales características del microcontrolador MSP430G2553 relevantes para el diseño de nuestro transmisor.

Finalmente, existen dos formas de programar esta tarjeta: mediante el lenguaje C o mediante el lenguaje Processing. La programación en lenguaje C se puede realizar mediante el ambiente de desarrollo integrado (IDE, por sus siglas en inglés, Integrated Development Environment) Code Composer Studio™ o a través del compilador de código abierto GCC para microcontroladores MSP; este lenguaje requiere un alto grado de experiencia y de un buen conocimiento técnico; sin embargo, permite una mayor versatilidad en el desarrollo de las aplicaciones y en el control de los recursos de hardware. Por otro lado, el lenguaje Processing es de fácil utilización, es muy utilizado en la enseñanza y para la producción rápida de proyectos; empero, permite realizar configuraciones básicas y limitadas al microcontrolador; la programación de la tarjeta MSP-EXP430G2 en lenguaje Processing se realiza mediante el IDE Energia, cuya interfaz se asemeja a la de frameworks populares como Arduino o Wiring.

EK-TM4C123GXL

La tarjeta de evaluación LaunchPad Tiva™ C Series TM4C123G (EK-TM4C123GXL) es una plataforma de evaluación para microcontroladores basados en la familia ARM® Cortex™ M4F y tiene una interfaz compatible con la tarjeta MSP-EXP430G2. Esta tarjeta tiene mucho mejores características que la MSP-EXP430G2, y nos ofrece una solución para controlar las 7 lámparas que conforman la célula básica, es decir que con esta tarjeta podríamos tener funcional una unidad replicable de nuestro sistema. En la figura 4.62 se visualiza de forma general esta tarjeta.

El microcontrolador utilizado en la tarjeta EK-TM4C123GXL es el TM4C123GH6PM, el cual combina una compleja integración y un alto rendimiento con excelentes características. Esta tarjeta tiene las mismas opciones de programación que la MSP-EXP430G2, es decir, se puede programar lenguaje C o en Processing, y tiene un precio de \$12.99 USD. Algunas de las características que hacen a esta tarjeta mejor que la anterior para nuestros propósitos son:

- Procesador de arquitectura ARM Cortex-MF de 32 bits
- Operación a 80 MHz con 100 DMIPS de rendimiento
- Unidad de punto flotante (en inglés FPU, Floating Point Unit) de 32 bits
- Memoria SRAM de 32 KB, memoria flash de 256 KB, memoria EEPROM de 2 KB
- Seis bloques de módulos contadores de propósito general o GPTM (siglas en inglés de General Purpose Timer Module) de 16/32 bits y seis bloques GPTM anchos de 32/64 bits

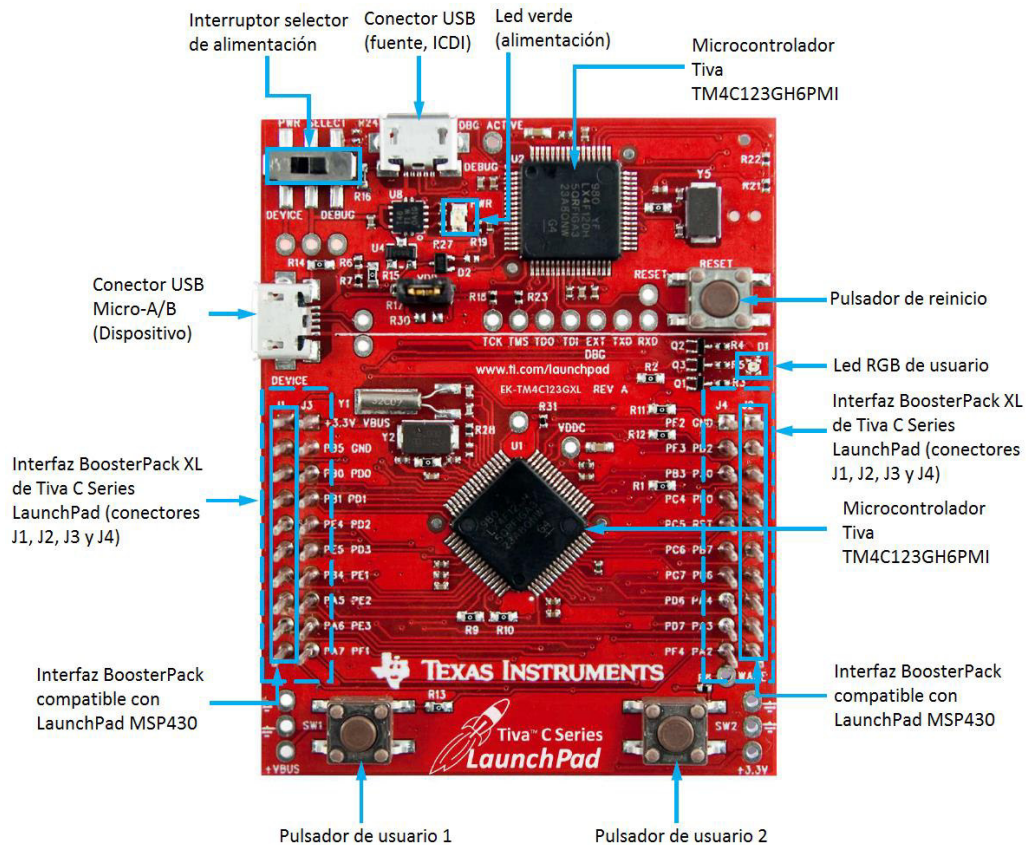


Figura 4.62. Vista general de la tarjeta EK-TM4C123GXL.

4.5.2. Algoritmo de la tarjeta de control para FDM

La FDM se implementó para observar el comportamiento de las lámparas al estar transmitiendo continuamente su número de identificación, modulado con OOK y utilizando el código Manchester. De esta forma se podría reproducir un sistema de portadoras distribuidas como el propuesto en la sección 4.1.1. Asimismo, al realizar esta técnica de multiplexación se tuvo una herramienta para analizar el comportamiento de las lámparas a diferentes frecuencias y comprobar si en la banda de trabajo, planteada en capítulos anteriores, se tiene un comportamiento adecuado.

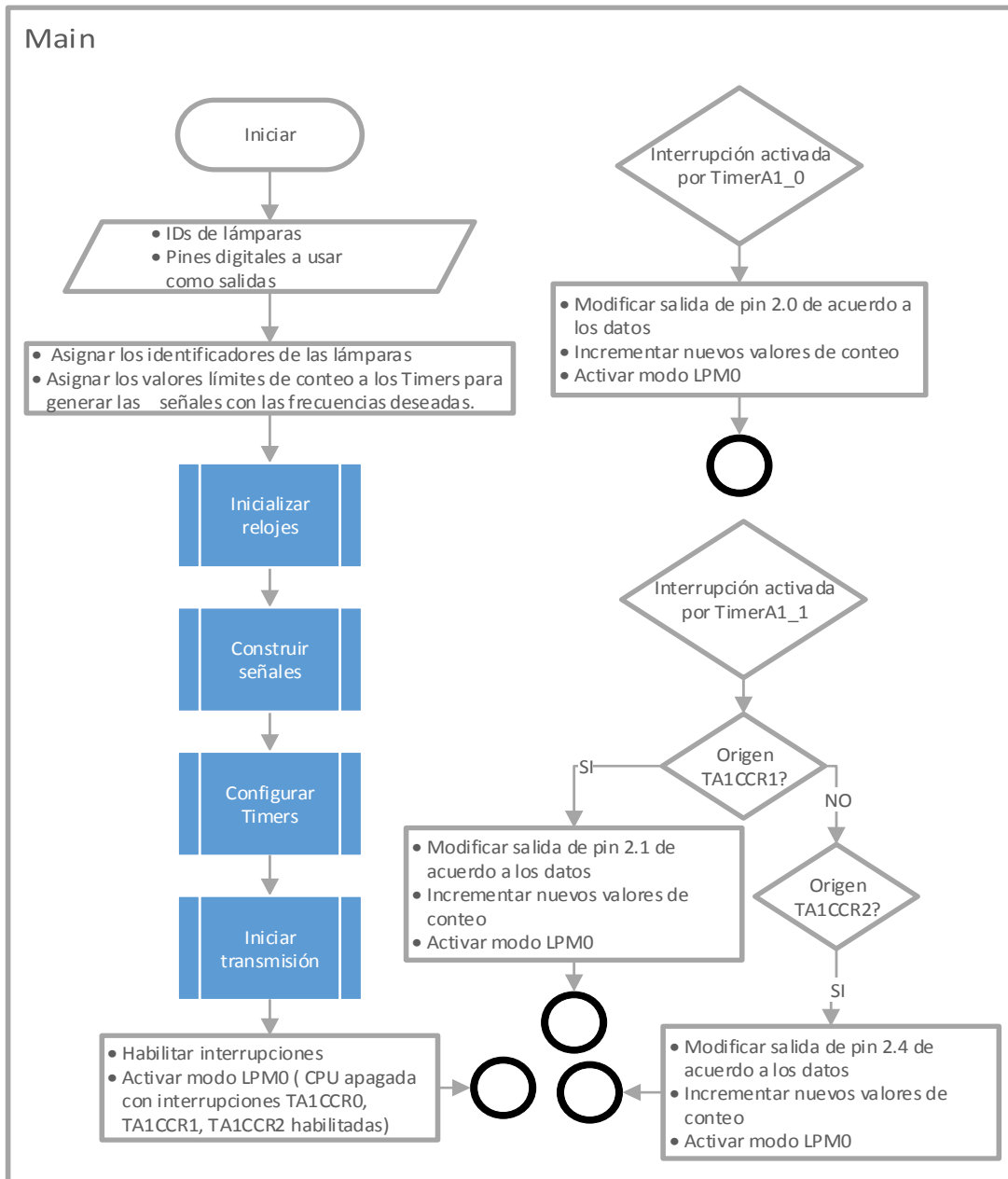


Figura 4.63. Diagrama de flujo del algoritmo general para implementar la FDM.

El algoritmo implementado busca utilizar los contadores o timers del microcontrolador como los dispositivos de control de las señales. Una vez realizadas todas las configuraciones iniciales para garantizar el funcionamiento deseado de los contadores, se apaga el reloj de la CPU del microcontrolador, entrando en un estado de bajo consumo de energía. A partir de este punto, los contadores del microcontrolador, mediante interrupciones, se encargan de encender y apagar el reloj de la CPU en los momentos en que se necesite enviar datos.

En la figura 4.63, se puede observar el diagrama de flujo que describe de forma general el algoritmo que hace operar a los transmisores de nuestro sistema multiplexados en frecuencia. Debido a la complejidad del algoritmo, algunas de sus partes se muestran en la figura 4.63 como

bloques (en azul), que equivalen a funciones en el código, sin describir su funcionamiento. Sin embargo, subsecuentemente se describirá el funcionamiento de estas funciones:

- Iniciar relojes. *InitializeClocks()*. Configura el reloj maestro del sistema (MCLK) en 16 MHz y el reloj maestro del subsistema (SMCLK) en 16 MHz también, este último es el reloj utilizado por los módulos de los timers.
- Construir señales. *buildBeacons()*. Se crea un arreglo matricial de 3 datos con dos bytes cada uno, y en cada uno de estos datos se almacena el valor de la información a enviar continuamente por cada transmisor. Esta información se compone de 4 bits de inicio, 8 bits que corresponden al identificador de la lámpara y 4 bits de parada.
- Configurar timers. *configureTimers()*. Esta función asigna y configura los pines de salida de los módulos de captura/comparación del Timer1A, así como configura el modo de operación del contador con una frecuencia de conteo de SMCLK/4 (4 MHz) y en modo continuo.
- Iniciar transmisión. *startTransmission()*. En esta función se asignan los datos de las señales construidas a las variables que llevan el control de la transmisión; además, enciende los módulos de captura/comparación de los contadores; por último, habilita las interrupciones por captura/comparación de los timers y se asigna el valor del primer conteo de cada módulo de captura/comparación.

Cuando alguno de los módulos de captura/comparación alcanza su valor de conteo asignado, se activa la interrupción correspondiente a ese módulo y, se ejecuta la función manejadora de esa interrupción. La función manejadora de la interrupción es la que se encarga cambiar los niveles de voltaje en los pines de salida de cada módulo de captura/comparación, de acuerdo a los datos asignados por la función *buildBeacons()* y teniendo en cuenta el código Manchester; además lleva el control de los datos enviados en cada interrupción y actualiza el valor de conteo del módulo de captura/comparación que activó la interrupción. Existe una función de estas para el módulo de captura/comparación CCR0, y las interrupciones de los módulos CCR1 y CCR2 comparten la misma función, pero leyendo el valor del registro TA1IV, se puede saber el origen de la interrupción y ejecutar el segmento de correspondiente a cada módulo.

Con el algoritmo anterior podemos tener tres señales moduladas en OOK a diferente frecuencia y generadas en los pines P2.0 (CCR0), P2.1 (CCR1) y P2.4 (CCR2) de la tarjeta. Como una prueba para validar el funcionamiento del código, se asignaron las frecuencias de 26,314 Hz, 3,252 Hz y 1,000 Hz, y los identificadores de cada lámpara con los valores 0 (00000000)b, 1 (00000001)b y 170 (10101010)b. Se seleccionaron estos valores como los identificadores a utilizar porque sus representaciones binarias tienen distribuciones de los unos y los ceros completamente desiguales, lo cual nos permite probar el funcionamiento de nuestro sistema con condiciones completamente diferentes y casi opuestas. En la figura 4.64 se pueden ver las tres señales generadas con este algoritmo, en estas señales se encuentran indicados los valores binarios que está generando cada transmisor, los cuales se repiten cíclicamente; y en la parte derecha de cada una de las señales se encuentra la escala de tiempo con la que se visualizó cada una de las señales. Estas señales se obtuvieron utilizando el osciloscopio de la estación de laboratorio de ingeniería NI ELVIS II+ de National Instruments.

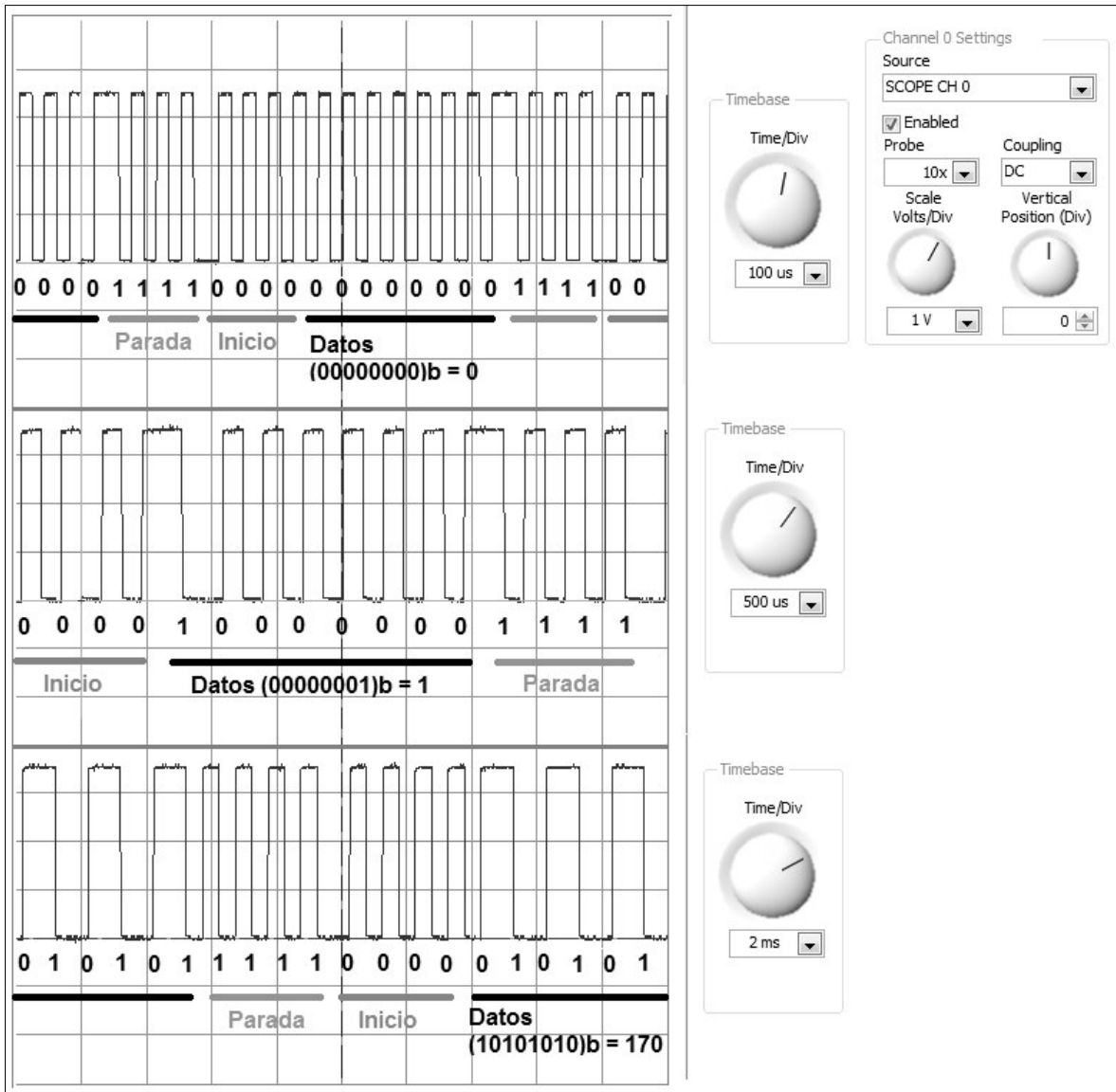


Figura 4.64. Señales generadas por el microcontrolador para controlar 3 lámparas usando FDM.

Esta implementación, nos permitió generar las señales que recrearían un sistema de portadoras distribuidas en nuestro triángulo de localización propuesto. Además, pudimos comprobar de forma experimental que los diferentes temores mencionados en la sección 4.4.1 sobre los inconvenientes de usar esta técnica eran ciertos. Por ejemplo, pudimos notar la disminución en la capacidad de iluminación de las lámparas al funcionar con la FDM; otro fenómeno observado, y algo sorprendente, fue la percepción de parpadeos en frecuencias entre los 200 Hz y los 400 Hz, las cuales habíamos considerado como frecuencias donde no se iba a presentar este fenómeno. Por último, podemos ver en la figura 4.65 la señal resultante de mezclar las 3 señales generadas con el algoritmo anterior, y como se puede observar, es una señal enmarañada de la cual resulta imposible distinguir alguna de las señales originales.

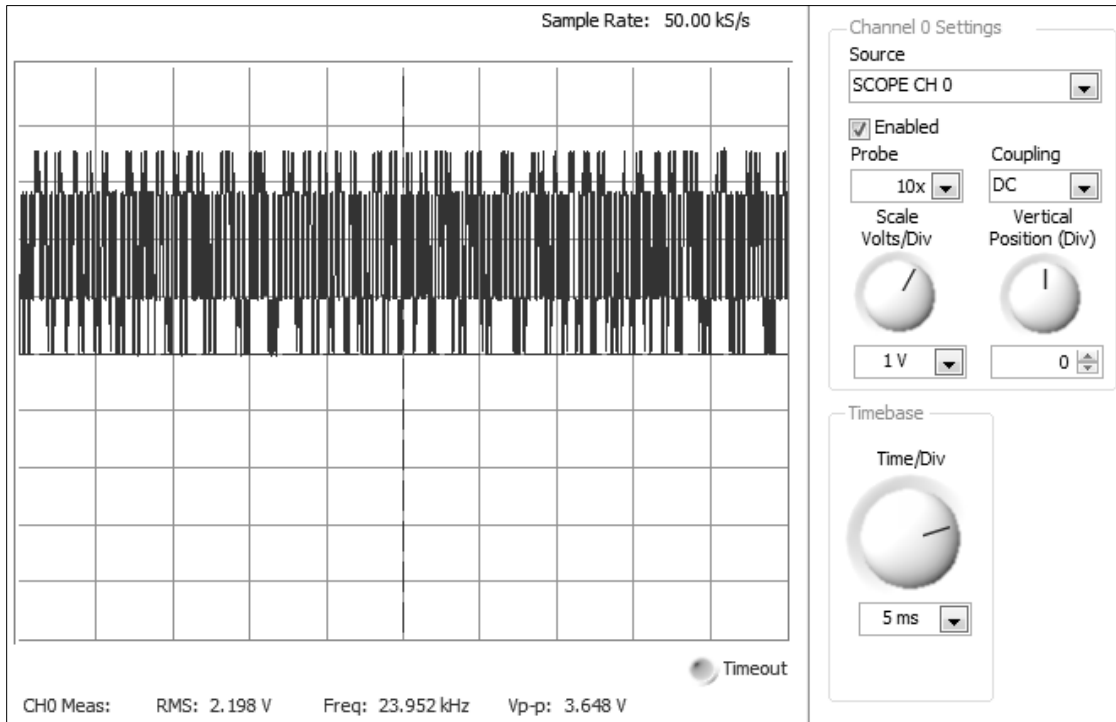


Figura 4.65. Mezcla de las señales generadas para reproducir la FDM con 3 transmisores.

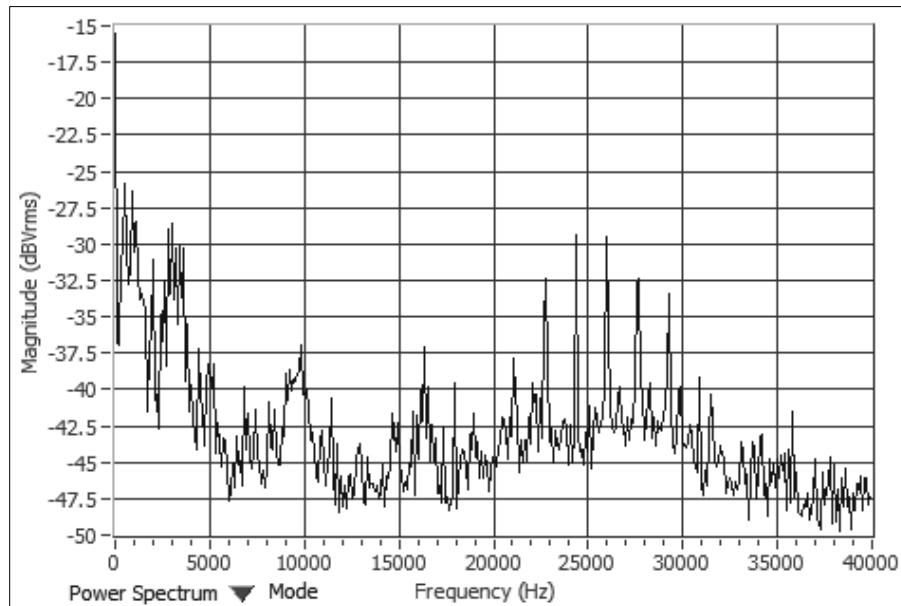


Figura 4.66. Espectro en frecuencia de la mezcla de señales generadas con el algoritmo de la FDM.

En la figura 4.66 se muestra el espectro en frecuencia de la mezcla de señales descrita en el párrafo anterior; obtenido mediante el analizador de señales de la NI ELVIS II+. En este espectro se pueden observar los mayores picos de energía alrededor de las frecuencias correspondientes a la de las señales generadas, es decir, alrededor de los 1,000 Hz, los 3,252 Hz y los 26,314 Hz. Se observa que la energía de estos picos está distribuida en un rango de frecuencias alrededor de los valores mencionados, y se observa un pico adicional alrededor de la frecuencia de 10 kHz. Este pico adicional corresponde al tercer armónico de la señal de 3,252

Hz, esto es, 9,756 Hz y tiene una energía bastante considerable; con la presencia de este pico podemos inferir que los patrones armónicos de cada señal están presentes y que se están mezclando con la distribución espectral de las señales vecinas, lo cual nos permite corroborar de forma experimental la necesidad de utilizar filtros pasa-banda para obtener un suficiente número de patrones armónicos que nos reconstruir permitan cada señal, y de filtros notch muy selectivos que eliminen esas componentes que no correspondan a la señal que se quiere reconstruir.

A pesar de todas las desventajas de la FDM, con este desarrollo se pudo tener un punto de partida para, mediante trabajos futuros, intentar solucionar estos inconvenientes y usar la FDM, ya sea mediante un sistema de portadoras distribuidas o con una modulación más compleja como la OFDM, como el método de modulación que nos permita garantizar el funcionamiento de nuestro sistema de posicionamiento y, por otro lado, nos ofrezca un canal de comunicación rápido y eficiente para el envío de información de cualquier índole, lo cual sería un valor agregado a nuestro sistema.

En otro orden de ideas, debemos tener en cuenta que el algoritmo descrito en esta sección solo hace realizable nuestro triángulo de localización y, para hacer factible nuestra célula básica de detección tendríamos dos inconvenientes. El primero sería la distribución, en nuestro ancho de banda disponible, de las señales de los siete transmisores que se requieren, buscando en lo posible que no se interfieran. El segundo inconveniente está ligado a las limitaciones de hardware del microcontrolador MSP430G2553, como se mencionó anteriormente, sólo puede generar 5 salidas independientes a través de sus timers. Para solucionar este segundo asunto, se propone, como trabajo futuro, migrar nuestro algoritmo a la tarjeta EK-TM4C123GXL, cuyo microcontrolador puede manejar las señales de las siete lámparas sin problemas.

4.5.3. Algoritmo de la tarjeta de control para TDM

La multiplexación por tiempo es la técnica más adecuada para garantizar el funcionamiento de nuestro sistema, tal como se mencionó en la sección anterior. Por esto, una vez se tuvo el algoritmo de la FDM y se comprobaron de forma experimental las desventajas inherentes a este método, se utilizó parte del algoritmo utilizado en la multiplexación por división de frecuencias para implementar una multiplexación por división de tiempo. El algoritmo utilizado para generar la TDM está representado en el diagrama de flujo de la figura 4.67.

Al igual que en la implementación de la FDM, en el algoritmo de multiplexación por división de tiempo se buscó que el control de los tiempos de envío de las lámparas, los tiempos de transición y orden en el que las lámparas se activan, sean llevados por los contadores del microcontrolador. El objetivo de darle el control a los contadores es permitir el ahorro de energía del microcontrolador a través del apagado de la CPU, activando esta mediante interrupciones solo en los momentos en los que se requiera enviar datos.

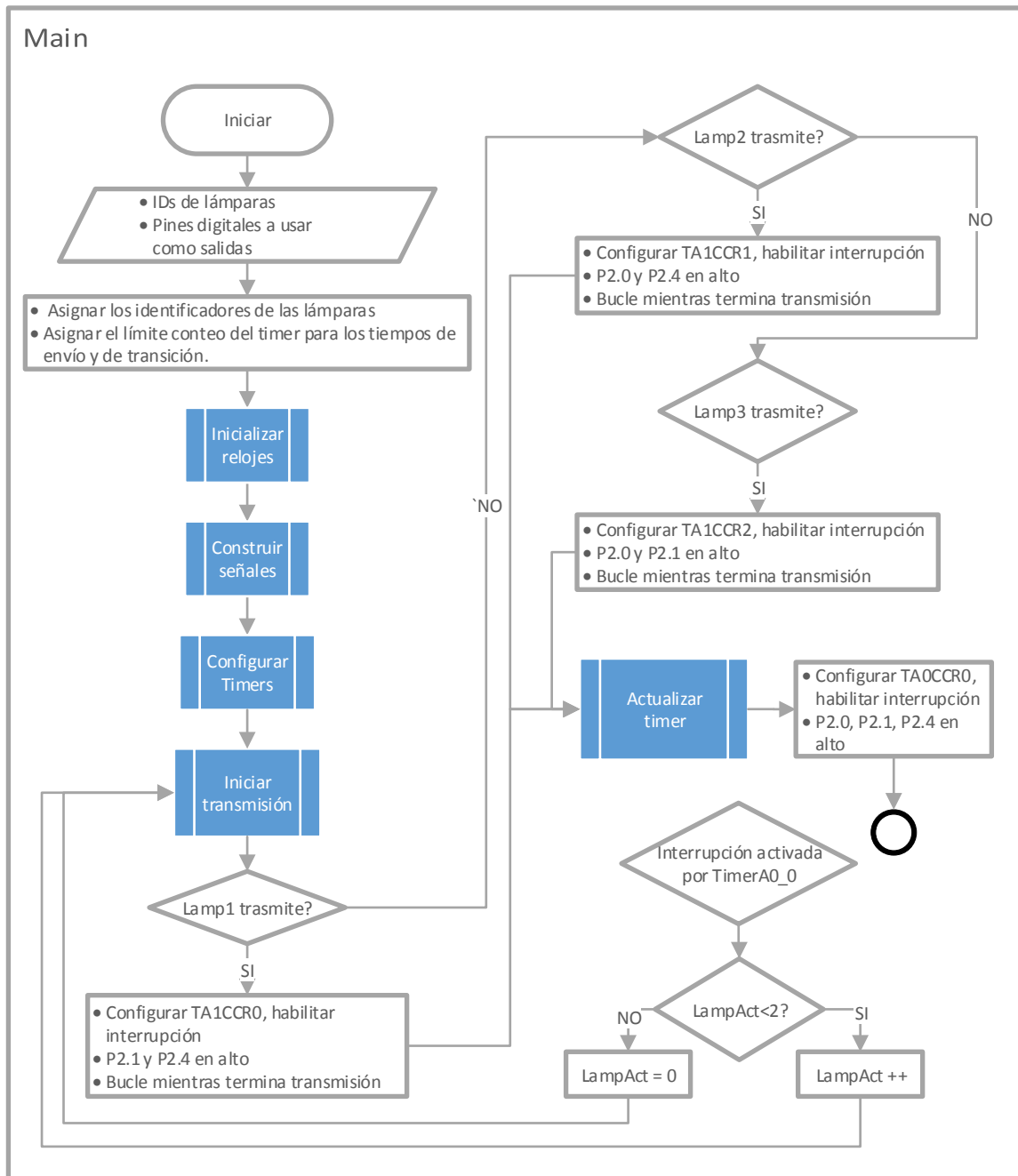


Figura 4.67. Diagrama de flujo del algoritmo general para implementar la TDM.

Con los objetivos de utilizar lo mejor posible los recursos de hardware que posee la MSP-EXP430G2 y de asegurar realmente el ahorro de energía del sistema al apagar la CPU, se hizo uso de los dos contadores Timer_A que posee esta tarjeta, que son el Timer_A0 y el Timer_A1. El contador Timer_A0 se utilizó para llevar el control de los tiempos de transición entre las lámparas. El Timer_A1 es el encargado de generar la señal correspondiente de cada lámpara cuando es su turno para enviar datos, este contador controla el tiempo de envío de cada uno de los bits y los pines de salida por los que se controlan las lámparas.

Del mismo modo que en la sección anterior, en la figura 4.67 se describe a grosso modo el funcionamiento del algoritmo utilizado para la implementar la TDM en nuestro prototipo. A

su vez, algunos bloques (en azul) de este diagrama representan funciones complejas que ejecutan tareas específicas en nuestro algoritmo. A continuación, se describe el objetivo de cada una de estas funciones:

- Iniciar relojes. *InitializeClocks()*. En esta función se asigna el DCO ajustado en 8 MHz como la fuente del reloj maestro del sistema MCLK, y se asigna esa misma fuente al reloj maestro del subsistema SMLCK. Se puede ver que en este modo de operación la tarjeta se configura para trabajar a la mitad de la frecuencia que la utilizada en la FDM, lo cual conduce a una reducción en el consumo de energía.
- Construir señales. *buildBeacons()*. Esta función hace exactamente lo mismo que su homónima en la implementación de la multiplexación por división de frecuencias. Se encarga de almacenar en un arreglo matricial la información que van a enviar los transmisores.
- Configurar timers. *configureTimers()*. Esta función primero configura en alto los pines de salida del Timer_A1. Luego asigna los valores iniciales a las variables que se encargan de controlar la información durante el envío de datos. También, configura los contadores Timer_A0 y Timer_A1 para que operen con el SMCLK/2 como fuente de reloj, es decir, operan a 4 MHz. Adicionalmente, el Timer_A0 se configura para que opere en modo ascendente, es decir, para cuente hasta cierto valor y reinicie su conteo, el valor mencionado corresponde al tiempo de transición de las lámparas (1 ms); mientras que el Timer_A1 se configura para que opere en modo continuo y, este timer es el que se encarga de controlar el tiempo envío de cada bit (50 μ s) cuando alguna lámpara está en proceso de transmisión. Por último, esta función habilita las interrupciones en el microcontrolador.
- Iniciar transmisión. *startTransmission()*. En esta función se configuran los registros del microcontrolador para controlar el pin de salida de la lámpara que tiene el turno de transmitir. De acuerdo a la lámpara que tiene el turno de envío se ajusta la salida de las otras dos para que se mantengan encendidas, luego se enciende el módulo de captura/comparación del Timer_A1, se actualiza el valor objetivo del contador del módulo correspondiente a la lámpara activa CCRx, se habilitan las interrupciones de ese módulo y se espera a que la lámpara termine de transmitir sus datos, para luego mantener el pin de salida de la lámpara en su estado de reposo (encendida).
- Actualizar timer. *updateTimer()*. Esta función configura el Timer_A0, que es el que controla el tiempo de transición entre una lámpara y otra. Para lograr su objetivo, primero restablece el valor del contador en cero, activa las interrupciones del primer módulo de captura/comparación de ese contador, actualiza el valor de conteo al que debe llegar el timer y, finalmente, pone al microcontrolador en modo de bajo consumo de potencia al apagar su CPU para esperar a que el timer alcance este valor.

Dado el hecho de que estamos utilizando los dos timers del microcontrolador, cada uno para una tarea específica, son diferentes las acciones que se ejecutan cuando alguno de los módulos de captura/comparación alcanza su valor de conteo.

Cuando el contador Timer_A0 tiene habilitadas las interrupciones y alcanza el valor objetivo en el único registro de captura/comparación que se está utilizando (CCR0), se genera una interrupción. La función que atiende esta interrupción deshabilita las interrupciones de ese

módulo y enciende nuevamente la CPU del microcontrolador, para que continúe la ejecución del algoritmo.

Por otro lado, cuando una alguna lámpara se encuentra en proceso de transmisión el control lo toma el Timer_A1. Dependiendo de la lámpara que esté transmitiendo, se configura y activa alguno de sus módulos de captura/comparación (CCR0, CCR1 o CCR2) y se habilitan las interrupciones correspondientes. Cada vez que el módulo de captura/comparación activado alcanza su valor de conteo configurado, se ejecuta la función manejadora de interrupción correspondiente. Estas funciones manejadoras de interrupción son las que se encargan de cambiar los niveles de salida en el pin correspondiente para transmitir el identificador de la lámpara modulado con OOK y codificado en Manchester.

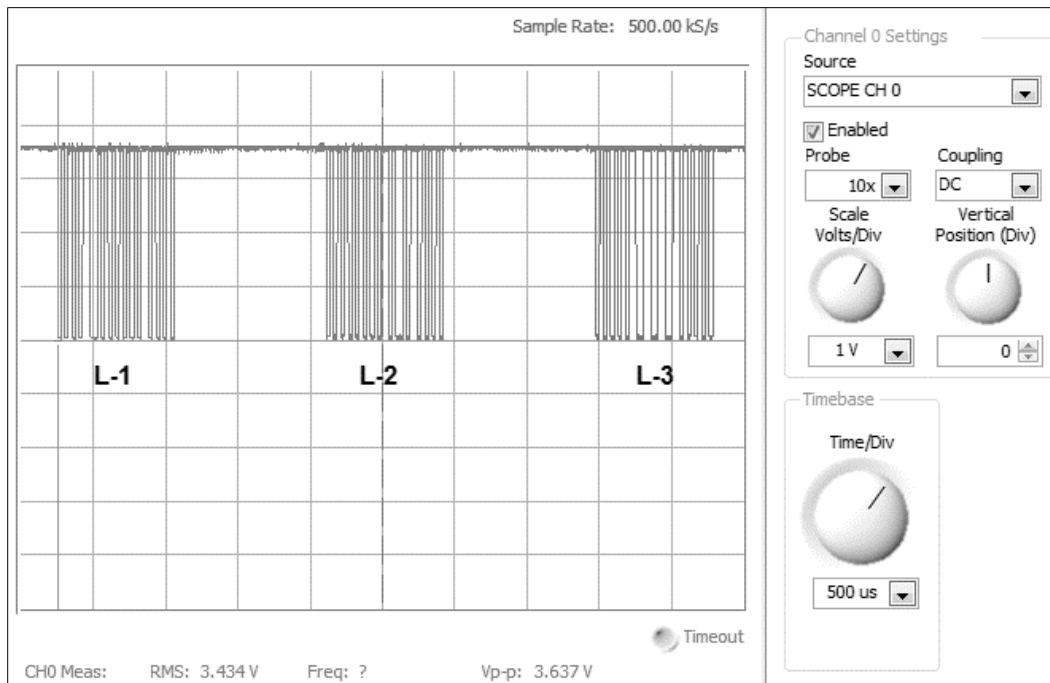


Figura 4.68. Señales de las tres lámparas que forman el triángulo de localización, multiplexadas por división de tiempos.

En resumen, con este algoritmo obtenemos tres señales de 16 bits moduladas en OOK con código Manchester y con frecuencias de entre 10 kHz y 20 kHz, que se encuentran multiplexadas por división de tiempos con un tiempo de transición de 1 ms entre cada una. Las tres señales se generan en los pines P2.0 (CCR0), P2.1 (CCR1) y P2.4 (CCR2) de la tarjeta. Con el propósito de verificar el funcionamiento de esta implementación se asignaron los siguientes identificadores de las lámparas: 1 (00000001)b, 48 (00110000)b y 170 (10101010)b para las lámparas 1, 2 y 3, respectivamente. En la figura 4.68 se visualizan las tres señales generadas en los pines P2.0, P2.1 y P2.4 del microcontrolador y multiplexadas en tiempo; en esta figura se pueden ver las señales de cada transmisor y los tiempos de transición entre cada transmisor. En la figura 4.69 se muestra un acercamiento a las señales de la figura 4.68, para que se pueden distinguir los datos enviados por cada transmisor y estos datos se encuentran indicados en cada una de las figuras.

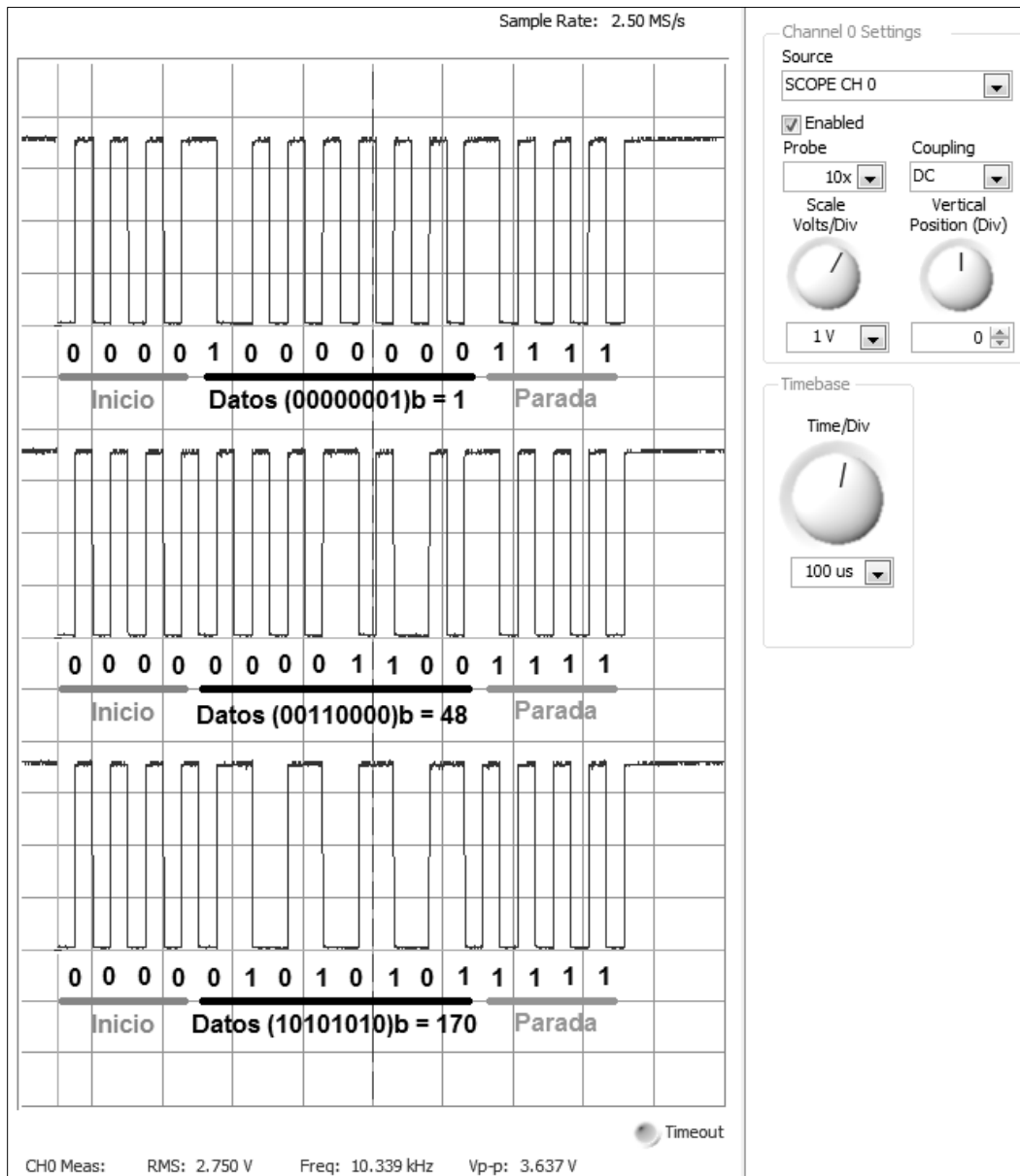


Figura 4.69. Acercamiento a las señales emitidas por los pines P2.0, P2.1 y P2.4 del microcontrolador con el algoritmo de la TDM.

Para culminar este apartado, se hará la aclaración de que, aunque inicialmente se pensó que las limitaciones del microcontrolador MSP430G2553, que impiden generar más de 5 salidas de los contadores de forma independiente, también imposibilitaban el despliegue de la TDM en nuestra célula de localización básica con esta tarjeta, pues requiere de 7 transmisores; se hizo un análisis y se concluyó que esta tarjeta sí puede ser utilizada con ese propósito. La forma en la que se podría lograr esto, es aprovechando el hecho de cada módulo de captura/comparación tienen más de un pin de salida (como se puede ver en la tabla 4.9), y esta característica nos permitiría activar o desactivar un pin de salida u otro en diferentes tiempos para controlar lámparas adicionales a las cinco mencionadas, con el mismo número de módulos de captura/comparación.

4.5.4. Esquema completo del transmisor

En los apartados anteriores se han descrito de forma individual el diseño y la implementación de diferentes partes que componen nuestro transmisor. El propósito de esta sección es describir de forma general la forma en la que esas partes se combinan para permitir la transmisión de datos a través de la luz de las lámparas. El proceso de transmisión se divide en dos partes: una etapa de control y una etapa de potencia.

La etapa de control es la que se encarga de generar la forma de las señales que van a transmitir las lámparas. Esta etapa está conformada por un microcontrolador que, con fines prácticos, utilizamos embebido en una tarjeta de desarrollo comercial. El diseño de esta etapa se describió en las dos secciones anteriores, en donde se propusieron dos tarjetas, la MSP-EXP430G2 y la Tiva EK-TM4C123GXL, que tienen respectivamente los microcontroladores MSP430G2553 y TM4C123GH6PM. En el desarrollo de nuestro prototipo toda la implementación se realizó sobre la *tarjeta MSP-EXP430G2*, y se recrearon la FDM y la *TDM*, siendo esta última la elegida como definitiva por las diferentes ventajas que tiene para nuestros propósitos, con respecto a la FDM.

Cabe aclarar que, aunque en el desarrollo de nuestro prototipo se terminaron seleccionando la tarjeta MSP-EXP430G2 y la multiplexación por división de tiempo como las opciones definitivas; todos los algoritmos se pueden migrar a la tarjeta Tiva EK-TM4C123GXL y si se solucionan los inconvenientes de la FDM, esta técnica se puede implementar para mejorar el sistema. Sin embargo, algunas de las mejoras que se requerirían para solventar inconvenientes, inherentes a la multiplexación por división de frecuencias planteada, pueden también repercutir en cambios en la etapa de potencia, de la cual se hablará a continuación.

La etapa de potencia es la que se encarga de alimentar las lámparas de acuerdo a la información suministrada por la etapa de control. Esta etapa fue implementada simplemente con transistores TIP31C, que realizan la modulación de amplitud de las lámparas. Cada transistor se encarga permitir o interrumpir la alimentación de las lámparas desde una fuente de corriente continua de 24 V, de acuerdo a las señales entregadas por el microcontrolador. Sabiendo de las desventajas prácticas de utilizar una fuente de DC se pensó en aprovechar los drivers que vienen con las lámparas led, pero estos resultaron no tener una señal de continua limpia y le agregaban ruido al sistema, a tal nivel que alteraban su funcionamiento. Por esta razón, con el propósito de tener un prototipo funcional se decidió continuar con el diseño utilizando una fuente de DC, sabiendo que hay una oportunidad de mejora en este aspecto.

En la figura 4.70 se ilustra el circuito esquemático de nuestro transmisor, donde se encuentran diferenciadas las dos etapas que lo conforman. El acoplamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia se hace con las resistencias R1, R2 y R3, que limitan la cantidad de corriente drenada del microcontrolador al momento de activar los transistores. El circuito de la figura 4.70 permite darle vida a nuestro triángulo de localización, lo cual ratifica la validez del funcionamiento del diseño propuesto a lo largo de este capítulo.

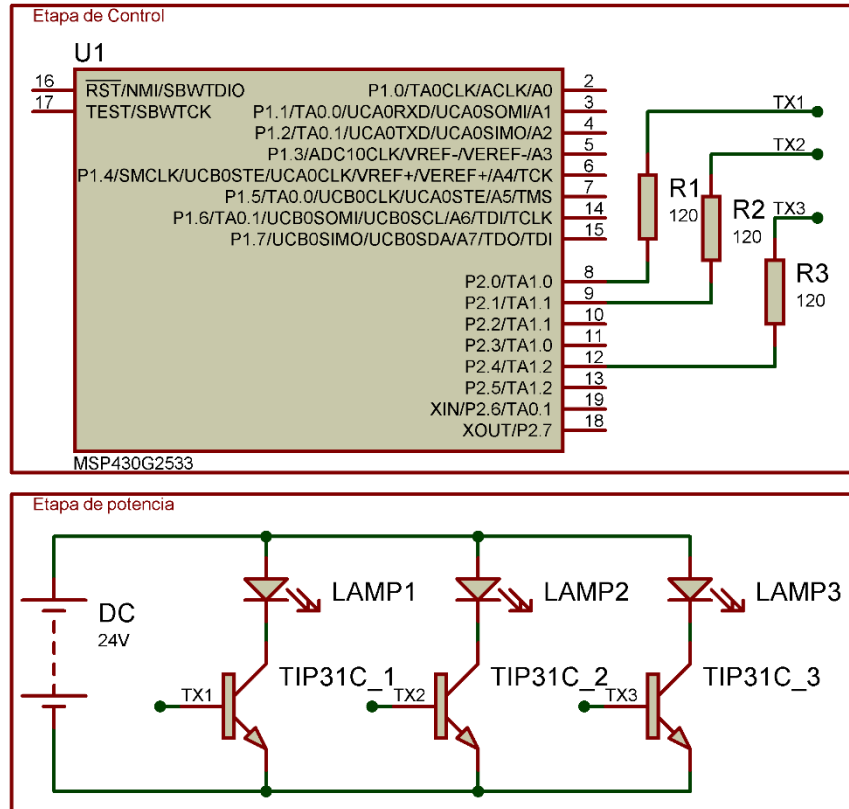


Figura 4.70. Esquema completo del transmisor para tres lámparas.

Para el despliegue del arreglo de la figura 4.70, sólo se requiere de una tarjeta MSP-EXP430G2, una fuente de continua de 24 V, 3 lámparas led DLD10W150CW926 y tres tarjetas con el circuito que se encarga del acoplamiento de las etapas de control y de potencia, como lo de la parte derecha de la figura 4.20 mostrada en secciones anteriores.

Si en determinado momento se desea expandir nuestro prototipo, lo correcto sería utilizar la célula básica de localización, esta requiere de 7 lámparas que se conectarían con un arreglo similar al de la figura 4.70 y permitiría expandir el sistema mediante la implementación de réplicas de esta célula.

4.6. Receptor

4.6.1. Etapas de la recepción

El receptor de nuestro sistema es quizás la parte más complicada y la que requiere mayor instrumentación. Por esta razón, el diseño de nuestro receptor está compuesto por etapas que ejecutan tareas fundamentales para la interpretación de los datos recibidos en el fotorreceptor utilizado.

A partir de este momento, toda la implementación fue realizada en una protoboard, por simplicidad y rapidez, partiendo del hecho de que las lámparas están ubicadas para formar el triángulo de localización descrito en la sección 4.1.1; además, estas están transmitiendo la información que las identifica (los datos 1 (0000001)_b, 48 (00110000)_b y 170 (10101010)_b,

respectivamente), modulada en OOK y multiplexada en tiempo, tal como se describió en la sección anterior; y de que el receptor se puede mover solo en un plano que se encuentra a 1 m del suelo, es decir, a 1.8 m de las lámparas. Bajo estas premisas, nuestro receptor debe realizar ciertos procesos para conocer la información que necesita de las lámparas, como lo son, su identificador y la distancia a la que se encuentra de ellas.

En secciones anteriores, se especificó que nuestro receptor va a utilizar el fotodiodo S4349 de Hamamatsu como medio de captación de las señales transmitidas por las lámparas. Una vez captadas las señales con este fotorreceptor debemos realizar las siguientes etapas para procesar los datos:

1. Se debe **amplificar e invertir** la señal obtenida.
2. Procedemos a realizar un **filtrado** que suavice los datos captados y que elimine la componente de continua, procurando realizar la mínima alteración de estos.
3. A partir de este punto, se realizan dos procesos en paralelo y relacionados: uno se encargará de **decodificar** los datos enviados por la lámpara y el otro obtendrá la **amplitud** de la envolvente de los datos, con el fin de usar este dato para conocer la distancia a la que se encuentra el receptor de la lámpara.
4. Con el identificador de al menos tres lámparas y sus respectivas distancias, se puede utilizar la **trilateración** para conocer la ubicación del receptor en un plano bidimensional.

Los circuitos de las etapas 1, 2, y parte de la 3, fueron desplegados en una tarjeta de prototipado para poder realizar pruebas rápidas a cada etapa, que nos permitieran validar su funcionamiento, así como, estar preparados para realizar modificaciones rápidas y hacer pruebas a los circuitos con estas modificaciones. Aunque la protoboard es una herramienta útil para realizar prototipos rápidos, es una gran fuente de ruido, por lo que es común que los resultados mostrados en la siguiente sección presenten altos niveles de este fenómeno.

4.6.2. Implementación y selección de componentes electrónicos

La etapa de **amplificación** de la información captada por el fotodiodo se realizó utilizando el circuito propuesto por el fabricante que se explicó en la figura 4.35. Tal como se explicó en la sección 4.3.1, este circuito corresponde al de un amplificador no inversor que nos entrega una ganancia de 1'010,000, dividida en una etapa de transimpedancia con 10,000 de ganancia y una etapa de amplificación de voltaje con ganancia de 101, utilizando un op-amp esta última. La etapa de amplificación de voltaje se llevó a cabo con el op-amp AD8001 de Analog Devices que, al ser configurado con la ganancia mencionada, posee un ancho de banda de 20 MHz garantizado por el fabricante en la hoja de datos. Este ancho de banda nos garantiza el paso de suficientes armónicos (alrededor de 500) como para reconstruir sin problemas nuestra señal rectangular de mayor frecuencia (20 kHz).

En la figura 4.71 se puede visualizar la señal obtenida luego de aplicar la etapa de amplificación a la señal recolectada por el fotorreceptor. La imagen de esta señal con el osciloscopio de la estación de laboratorio de ingeniería NI ELVIS II+ de National Instruments. La señal recolectada corresponde a la mezcla de la información transmitida por las lámparas multiplexada en el tiempo, en ella se pueden apreciar muy difícilmente los datos que identifican

a las lámparas codificados en Manchester, estos datos corresponderían de izquierda a derecha a la lámpara 3 (170), lámpara 1 (1) y lámpara 2 (48), y se repiten continuamente. Adicionalmente, en esta figura se puede apreciar la diferencia de amplitudes con la que se reciben las señales de las lámparas, información que utilizaremos para estimar la ubicación a la que se encuentra el receptor de cada una de ellas. Para reconocer los datos recibidos, y corroborar que las lámparas los están enviando correctamente, se realizaron acercamientos a las tramas. En la figura 4.72 se muestra el resultado de este acercamiento a la primera trama y en ella se puede confirmar que la trama recibida corresponde a la enviada por la lámpara 3.

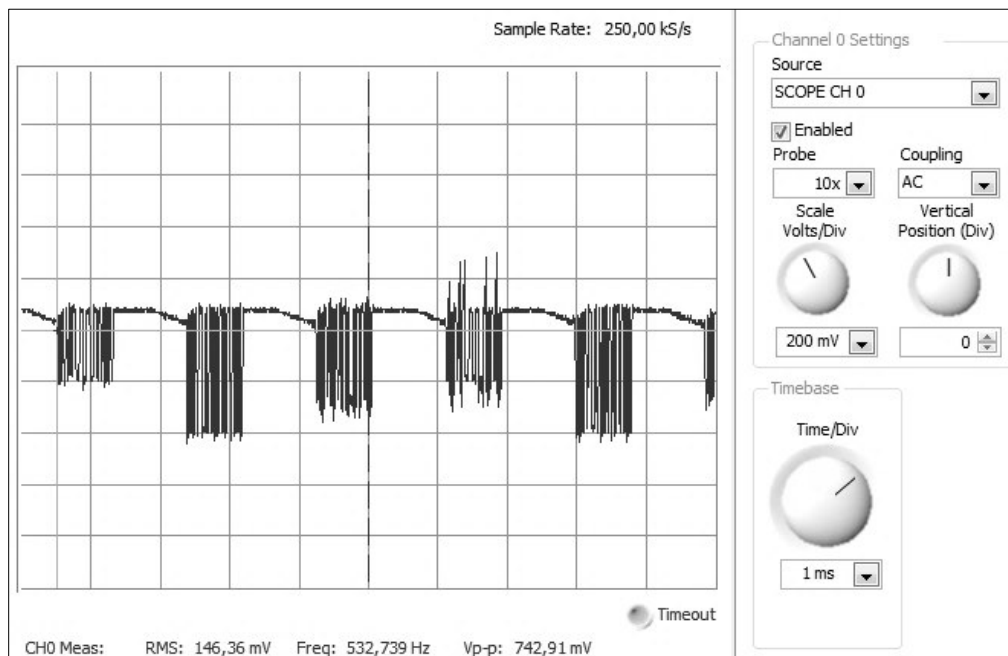


Figura 4.71. Señal de las lámparas captada por el fotorreceptor luego de la etapa de amplificación.

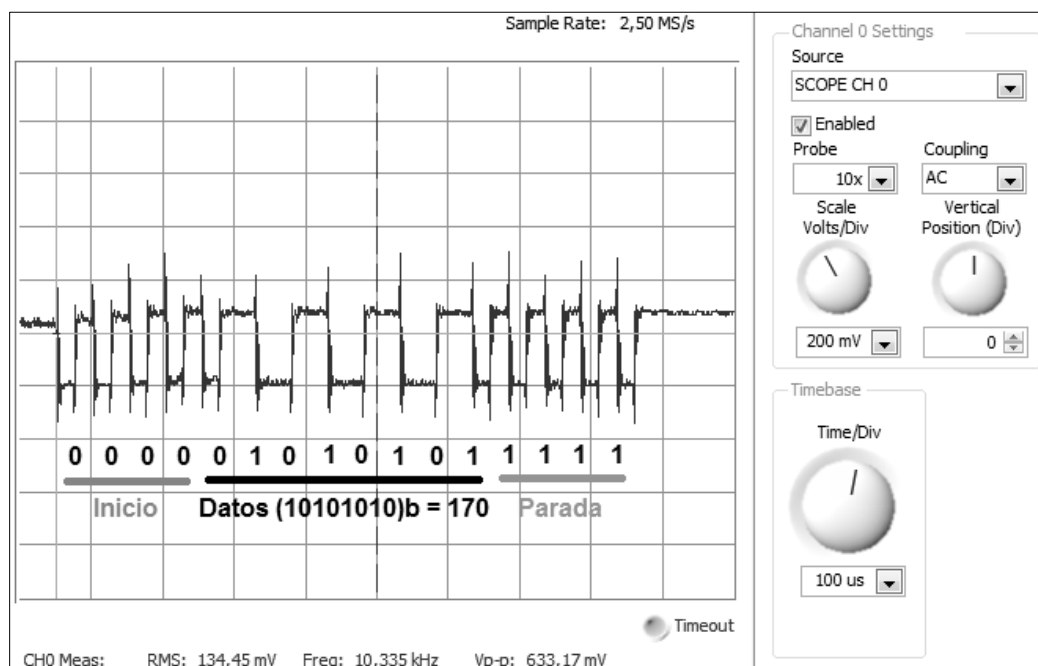


Figura 4.72. Acercamiento a la primera trama mostrada en la figura 4.71.

La **inversión** de las señales se realizó con un sencillo amplificador inversor de ganancia -1, en el que utilizamos dos resistencias de 10 k Ω para limitar la corriente de salida del transmisor de la etapa anterior. Esta parte se implementó con un op-amp AD8676 de Analog Devices. El AD8676 es un amplificador dual de alta precisión que ofrece voltajes de offset, de deriva y de ruido ultra-bajos, combinados con una entrada de corriente de polarización muy baja, y un ancho de banda garantizado de alrededor de los 10 MHz para una ganancia unitaria. Con los datos anteriores, es evidente que las características del AD8676 son adecuadas para realizar la etapa de inversión sin afectar considerablemente nuestras señales. En la figura 4.73 se muestra la señal obtenida luego de aplicar la etapa de inversión. En este caso, la primera trama que se visualiza corresponde a la de la lámpara 1, seguida de la lámpara 2, luego la lámpara 3, y se repiten continuamente en este orden.

Del mismo modo que en la etapa de amplificación, en la figura 4.74 se hizo un acercamiento a la trama correspondiente a la información enviada por la lámpara 3, para verificar que los datos no han sido alterados, lo suficiente como para no ser recuperables, al invertir las señales.

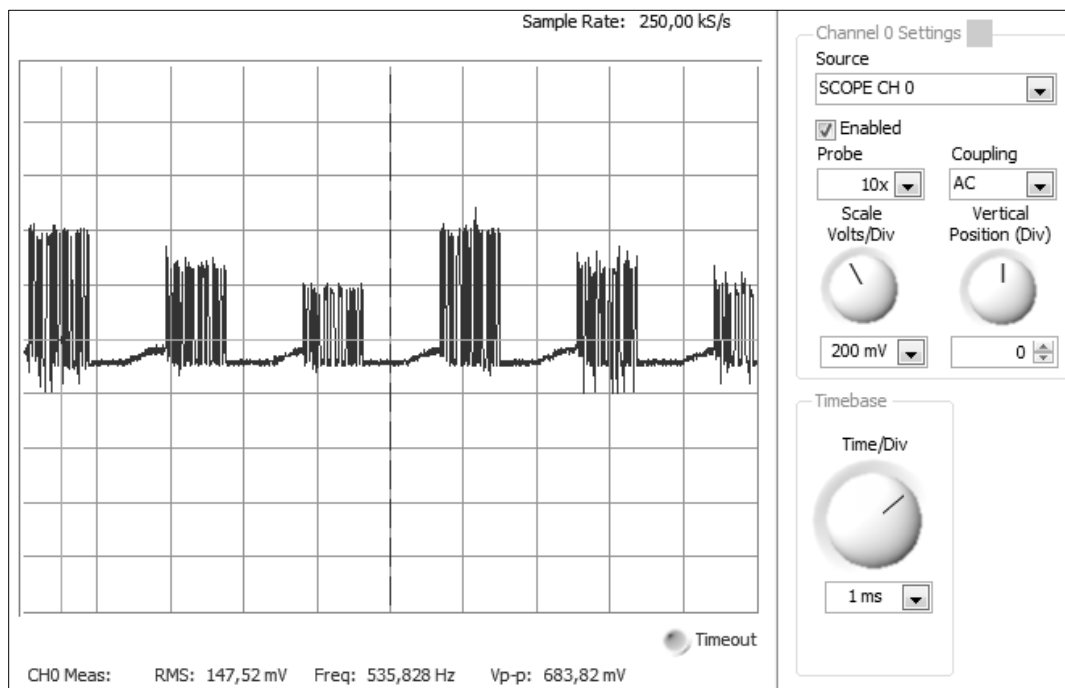


Figura 4.73. Señal obtenida luego de aplicar la etapa de inversión.

La etapa de **filtrado** está conformada por dos subetapas que corresponden a un filtro pasa-bajas y a un filtro pasa-altas. El objetivo del filtro pasa-bajas es suavizar la señal adquirida, a través de la eliminación de altas frecuencias que contendrían básicamente ruido blanco, pero con la precaución de no eliminar componentes frecuenciales críticas en la reconstrucción de nuestras señales rectangulares. Debido a que nuestro objetivo es eliminar el ruido aportado por las altas frecuencias, no existe la necesidad de aplicar un filtro muy selectivo; al contrario, al usar un filtro con una baja pendiente de caída se permitiría el paso casi intacto de algunos armónicos, que estén por encima de la frecuencia de corte, y que nos permitirían reconstruir de mejor forma nuestra señal rectangular. Por este motivo, la implementación de este filtro se hizo con un arreglo pasivo de orden uno, donde los valores de la resistencia y el capacitor son 1 k Ω y

1 nF, respectivamente. Esto nos da una frecuencia de corte alrededor de 160 kHz, lo cual garantiza el paso intacto de los primeros 4 armónicos que formarían la señal rectangular, y una pequeña atenuación de los primeros armónicos subsecuentes.

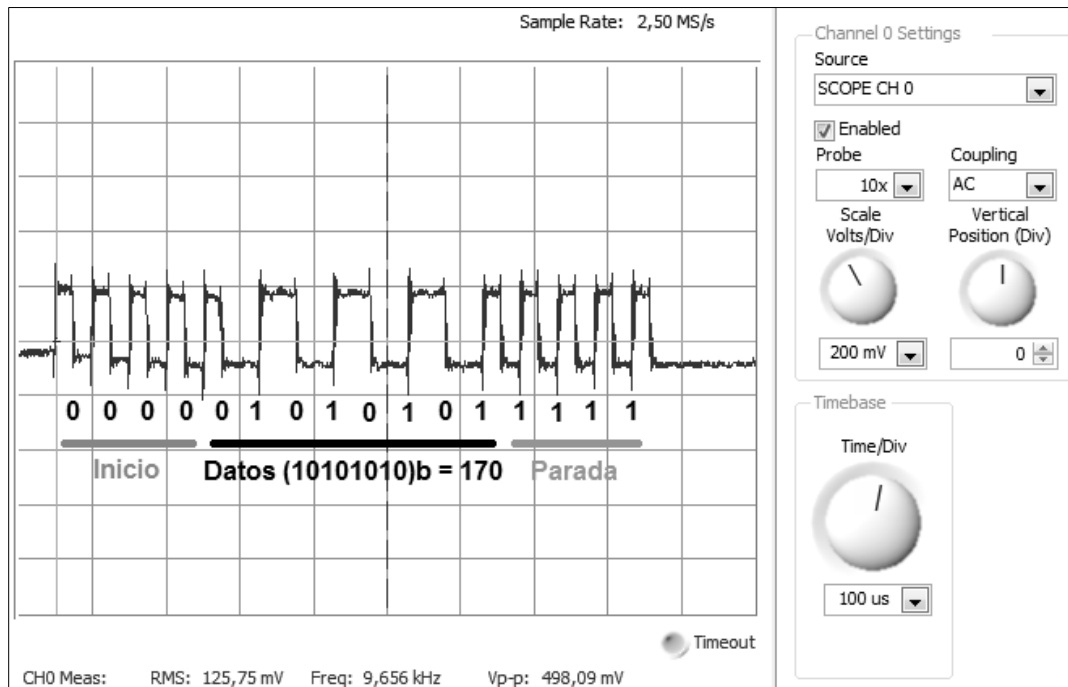


Figura 4.74. Acercamiento a la trama correspondiente a la lámpara 3, luego de invertir la señal.

El filtro pasa-altas tiene como misión eliminar la componente de continua, procurando afectar lo menos posible la frecuencia fundamental y los primeros armónicos de nuestras señales. Si tenemos en cuenta que, nuestra frecuencia de trabajo más baja será de 10 kHz, podemos notar que el filtro pasa-altas tiene un ancho de banda bastante amplio para cumplir su objetivo. En virtud de ello, el filtro implementado para este fin se configuró de forma pasiva y de orden uno, con frecuencia de corte en 16 Hz, que se logró con una resistencia y un condensador de 1 MΩ y 10 nF, respectivamente.

Al conectar en cascada los dos filtros descritos en los párrafos anteriores, se formaría un filtro pasa-bandas con frecuencias de corte entre 16 Hz y 160 kHz. Con objeto de asegurar que nuestros datos se encuentren en la banda de paso de los filtros propuestos, se utilizó el analizador de señales de la NI ELVIS II+ para observar el espectro en frecuencia de los datos recibidos de cada lámpara por el fotodiodo, y analizar la distribución de estas señales en el espectro. Para lograr esto, se dejó encendida y transmitiendo una lámpara a la vez, y se midió de forma experimental la distribución espectral de cada señal.

Las figuras 4.75, 4.76 y 4.77 muestran la distribución espectral de las señales emitidas por cada una de las lámparas. La figura 4.75 muestra el espectro correspondiente a la lámpara 1, la 4.76 hace lo propio con la información de la lámpara 2 y, finalmente, la 4.77 corresponde al espectro de la lámpara 3.

Se puede ver que el espectro de la lámpara 1 tiene la mayor parte de su energía alrededor de los 20 kHz, y el siguiente patrón armónico está alrededor de los 60 kHz, pero tiene mucha menos energía. La respuesta en frecuencia de la lámpara 2 también tiene la mayoría de su energía

alrededor de los 20 kHz, pero tiene un pico de esa energía con una desviación cercana a los 15 kHz; y tiene el siguiente patrón armónico distribuido en dos picos ubicados alrededor de los 40 kHz y de los 60 kHz, pero con muy poca energía. Finalmente, al observar el espectro de la lámpara 3 podemos ver que la mayor parte de su energía se encuentra distribuida en dos picos ubicados alrededor de los 10 kHz y los 20 kHz, respectivamente, y que el siguiente patrón armónico se presenta con dos picos de muy poca energía, el primero alrededor de los 30 kHz y el segundo alrededor de los 60 kHz.

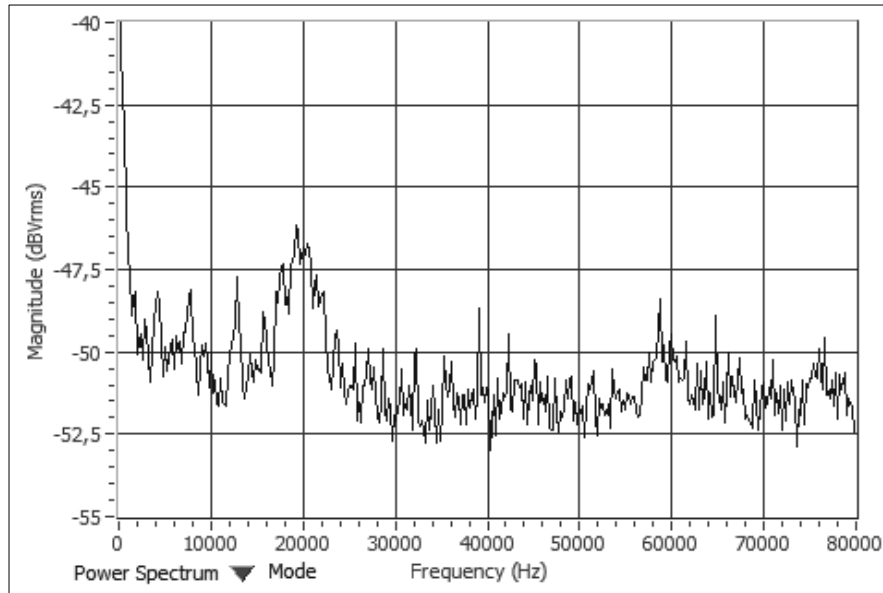


Figura 4.75. Espectro en frecuencia de la información transmitida por la lámpara 1 (0000001)b.

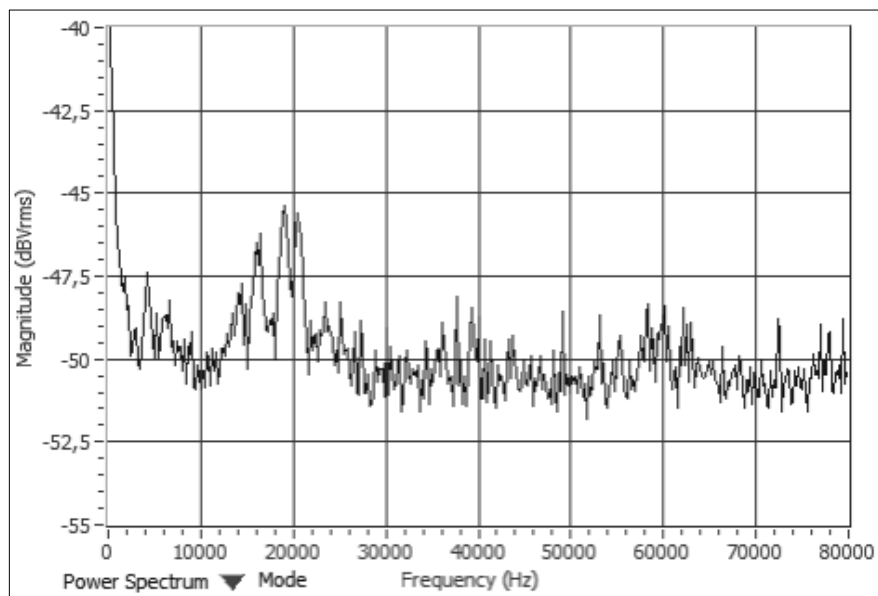


Figura 4.76. Espectro en frecuencia de la señal transmitida por la lámpara 2 (0011000)b.

El comportamiento de la respuesta en frecuencia obtenida experimentalmente de cada lámpara concuerda con el comportamiento teórico esperado, pues la codificación Manchester modifica el comportamiento en frecuencia de los datos, haciendo que tramas de datos uniformes, como (0000001)b, oscilen con mayor frecuencia que tramas con datos originales fluctuantes,

como (10101010)b. Adicionalmente, la codificación Manchester asegura que las frecuencias fundamentales de oscilación de los datos se encuentren entre dos valores de frecuencia, donde una es el doble de la otra; en nuestro prototipo estas frecuencias son 10 kHz y 20 kHz.

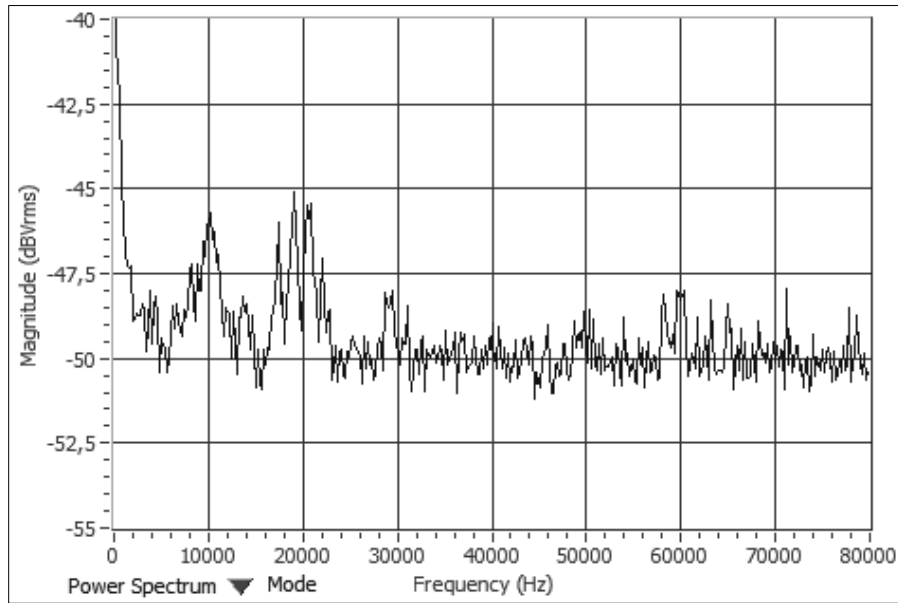


Figura 4.77. Espectro en frecuencia de los datos transmitidos por la lámpara 3 (10101010)b.

Durante las pruebas realizadas al sistema, se observó que se presentaba un comportamiento no deseado cuando nuestro prototipo operaba y al tiempo que estaban encendidas las lámparas fluorescentes del laboratorio. Inicialmente se pensó que esto no iba a ser un problema porque la iluminación de estas lámparas y la iluminación natural se iban a percibir como una componente de continua, que se eliminaría al aplicar el filtro pasa-altas diseñado. Sin embargo, las pruebas experimentales mostraron que, al operar nuestro sistema con las lámparas fluorescentes encendidas se presentaba tanto ruido en la señal captada por el fotodiodo, que era imposible distinguir si quiera las señales enviadas por las lámparas led.

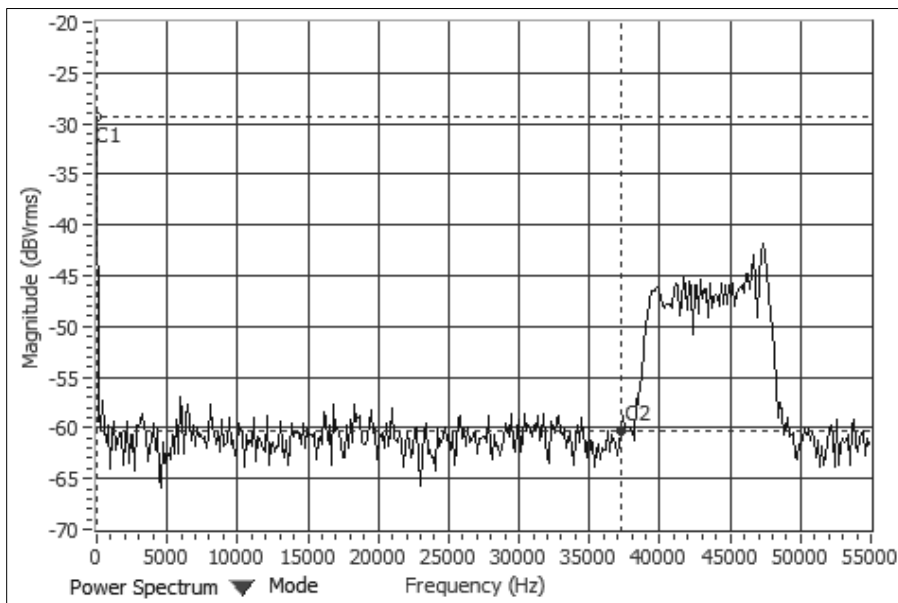


Figura 4.78. Espectro en frecuencia de la luz emitida por las lámparas fluorescentes.

Con el fin de indagar sobre la causa de este comportamiento anormal, se analizó el espectro en frecuencia de la señal obtenida por el fotorreceptor cuando sólo lámparas fluorescentes estaban encendidas, y se halló que, a diferencia de los que se pensaba, estas lámparas emiten su luz a alta frecuencia, y lo hacen en el rango comprendido entre los 38 kHz y los 49 kHz, como lo muestra la figura 4.78. Consecuentemente con el experimento anterior, se procedió a analizar el espectro en frecuencia de la señal captada por el sensor cuando se encuentran encendidas tanto las lámparas fluorescentes del laboratorio como las lámparas led de nuestro prototipo, y se observó claramente, que la señal correspondiente a las lámparas fluorescentes se incrusta dentro del espectro que contiene la información transmitida por lámparas led, y tiene mayor potencia en este caso, como lo muestra la figura 4.79; siendo esta la causa de que las señales de nuestro sistema se distorsionen bajo estas condiciones.

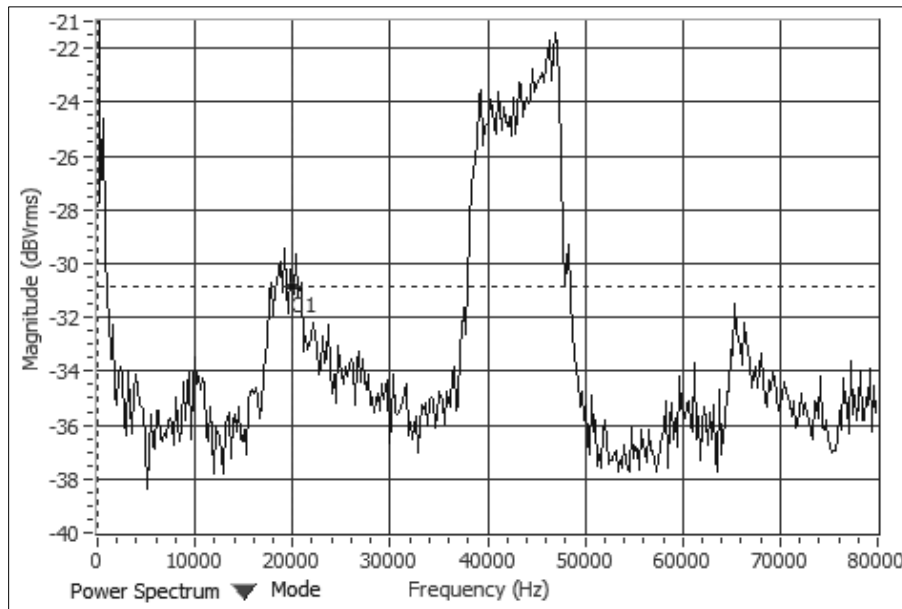


Figura 4.79. Espectro de la luz captada por el fotorreceptor cuando se encuentran encendidas las lámparas led y las lámparas fluorescentes al tiempo.

El comportamiento anterior afecta la robustez de nuestro sistema, pues impide que se tenga un funcionamiento correcto en un ambiente en el que haya una iluminación cooperativa entre la tecnología led y la tecnología fluorescente. Lo anterior obliga a que se tengan que reemplazar todas las luminarias en lugares donde ya se tenga desplegada tecnología fluorescente, por luminarias tipo led. Algunas soluciones alternativas a este asunto pueden ser:

- Aumentar la frecuencia de operación de nuestras lámparas para que trabajen por encima de la frecuencia de las lámparas fluorescente, y aplicar un filtro para-bajas que elimine estas últimas. Esto resulta complicado con nuestras lámparas, pues estaríamos por encima de su ancho de banda de trabajo cuando se modulan con OOK.
- Aplicar un filtro pasa-bandas que atenúe las componentes frecuenciales correspondientes a las señales de las lámparas fluorescentes. Esto sería difícil de implementar por la alta selectividad del filtro requerido, y puede ser contraproducente, porque también se pueden estar atenuando frecuencias correspondientes a las lámparas led.

- Distribuir las lámparas para que las señales correspondientes a las lámparas led tengan mucha más potencia que las señales percibidas de las lámparas fluorescentes, lo cual reduciría la afectación que estas últimas hacen a las señales de nuestro sistema. Esto se puede hacer disminuyendo el número de lámparas fluorescente en el recinto, o utilizando lámparas led de mucha más potencia que las lámparas fluorescentes.

Las anteriores soluciones se pueden intentar realizar como oportunidades de mejora de nuestro sistema, sin embargo, con el fin de obtener resultados lo más pronto posible; todas las pruebas venideras se realizaron con las lámparas fluorescentes apagadas, para evitar las interferencias que estas últimas agregan al sistema.

Continuando con el diseño de las etapas de recepción, y dejando de lado los inconvenientes causados por las lámparas fluorescentes que fueron mencionados recientemente; podemos concluir que el ancho de banda del filtro pasa-bandas implementado (entre 16 Hz y 160 kHz) es adecuado para atenuar el ruido sin afectar los datos enviados por las lámparas.

Al analizar la señal obtenida luego de aplicar esta etapa, que se visualiza en la figura 4.80, se puede observar que se elimina parte del ruido presente en la etapa de inversión y que el acoplamiento con el osciloscopio ya no se hace en modo AC (como en las etapas anteriores) sino en modo DC, lo que indica que la componente de DC se eliminó. Con un acercamiento podemos ver que las señales se suavizaron perdiendo un poco la forma rectangular de sus bordes, sin embargo, aún es posible distinguir los datos enviados; tal como lo muestra la figura 4.81.

En esta última figura se muestra un acercamiento a la señal correspondiente a la emitida por la lámpara 1, esto con el fin de que se tenga certeza de que los datos emitidos por todas las lámparas se pueden recuperar, no sólo los de la lámpara 3, luego de aplicar todas las etapas implementadas hasta el momento.

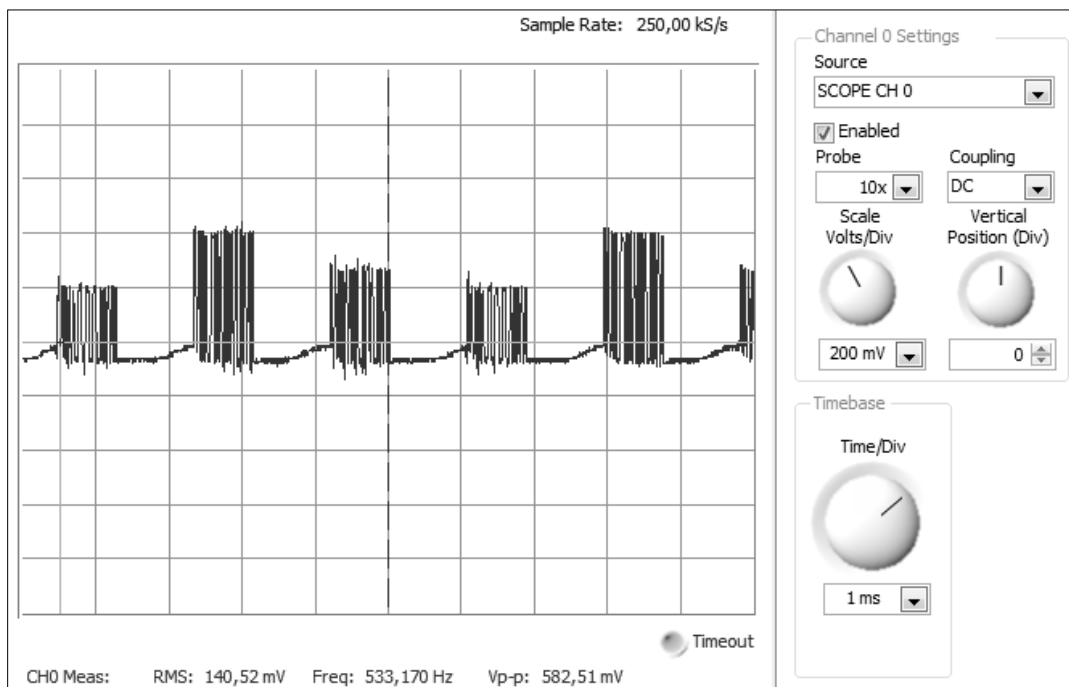


Figura 4.80. Señal obtenida luego de aplicar el filtrado pasa-banda entre 16 Hz y 160 kHz.

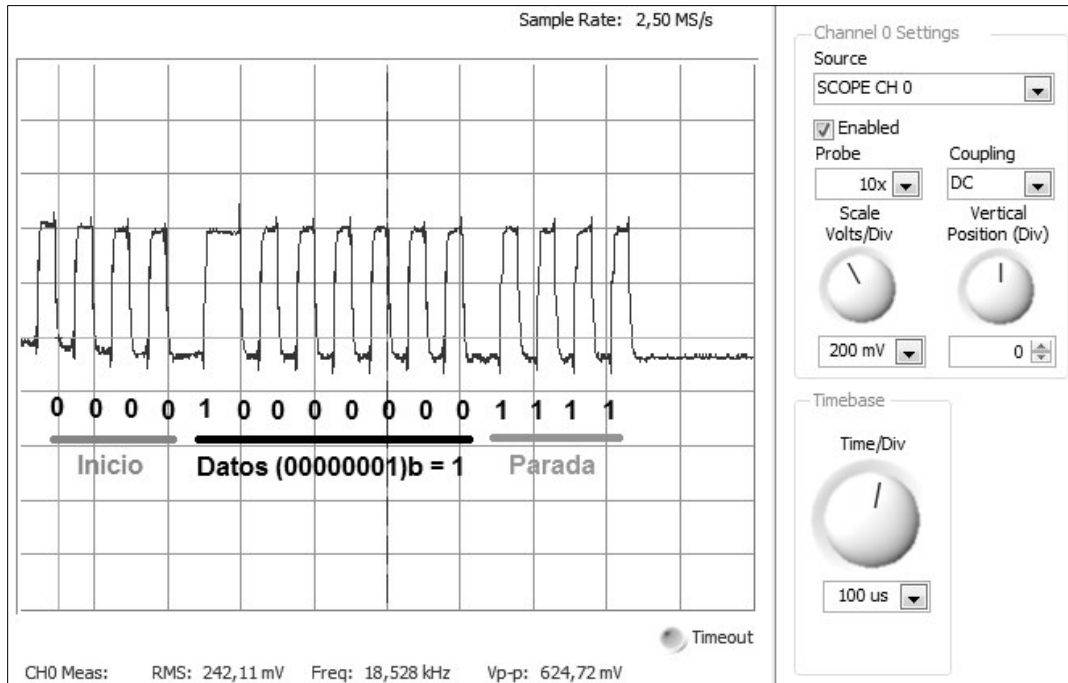


Figura 4.81. Acercamiento a la trama correspondiente a la lámpara 1, luego de aplicar el filtrado.

Con la señal filtrada, tenemos la forma de onda de los datos suavizada y sin componente de continua, por lo que a partir de este momento podemos utilizar un circuito comparador para reconstruir plenamente la forma rectangular de las señales originales, estableciendo valores de amplitud tales que, un microcontrolador puede distinguir los cambios de la señal como flancos de subida o de bajada; este proceso será llamado **decodificación** de las señales.

Para lograr esto, se seleccionó el circuito integrado TLV2352 de Texas Instruments, que contiene dos comparadores de voltaje de baja potencia y tiempo de respuesta de $1.3 \mu\text{s}$, para ir de 0 V a 5 V con una carga de $5.1 \text{ k}\Omega$. Este integrado se puede alimentar de forma sencilla con un rango de alimentación de 2 V a 8 V .

Antes de utilizar este comparador, debemos analizar la señal que se recibe de la etapa de filtrado y notar que esta oscila a partir de un valor que se encuentra muy cercano a 0 V , además, este valor típicamente se encuentra por debajo de cero, como se puede ver en la figura 4.81. En diferentes pruebas realizadas se observó que este valor de establecimiento de la señal puede variar para diferentes amplitudes de la señal, pero, en general, se mantiene en las cercanías del cero; también se notó que en ocasiones el ruido presente en el sistema puede ser tan alto que su amplitud supera la distancia entre este valor de establecimiento y límite de los 0 V , pasando a valores de voltaje positivos. Todos estos comportamientos se deben tener en cuenta para definir el criterio de comparación que utilizaremos para digitalizar la señal.

La señal obtenida de esta de comparación se utilizará como entrada a un pin digital de un microcontrolador que se encargue de detectar los flancos de subida y de bajada de esta señal y, con estos, reconstruir los datos recibidos, y obtener el identificador de cada lámpara. Por esta razón, es conveniente que la señal obtenida de la comparación tenga los niveles de voltaje adecuados para el microcontrolador que, en nuestro caso, sería el mismo que se utilizó para el transmisor, el MSP430G2553, y los niveles de voltaje apropiados son: de 0 V a 0.8 V para el nivel lógico bajo, y de 2.5 V a 3.3 V para el nivel lógico alto.

Con los fundamentos anteriores podemos definir la alimentación del comparador como una alimentación sencilla de 3.3 V, y el criterio de comparación se puede establecer con un potenciómetro como divisor de voltaje conectado entre 0 y 3.3 V. Se utiliza un potenciómetro para hacer calibrable el criterio de comparación, y este debe ser ajustado para entregar un voltaje de salida que se encuentre justo por encima de la amplitud detectada del ruido. De esta forma, cuando la señal recibida por el comparador tenga niveles de voltaje por debajo de este criterio de comparación, el TLV2352 entregará una señal de 0 V; y en los instantes en que la señal recibida se encuentre por encima del criterio de comparación, el TLV2352 entregará un nivel de voltaje de 3.3 V.

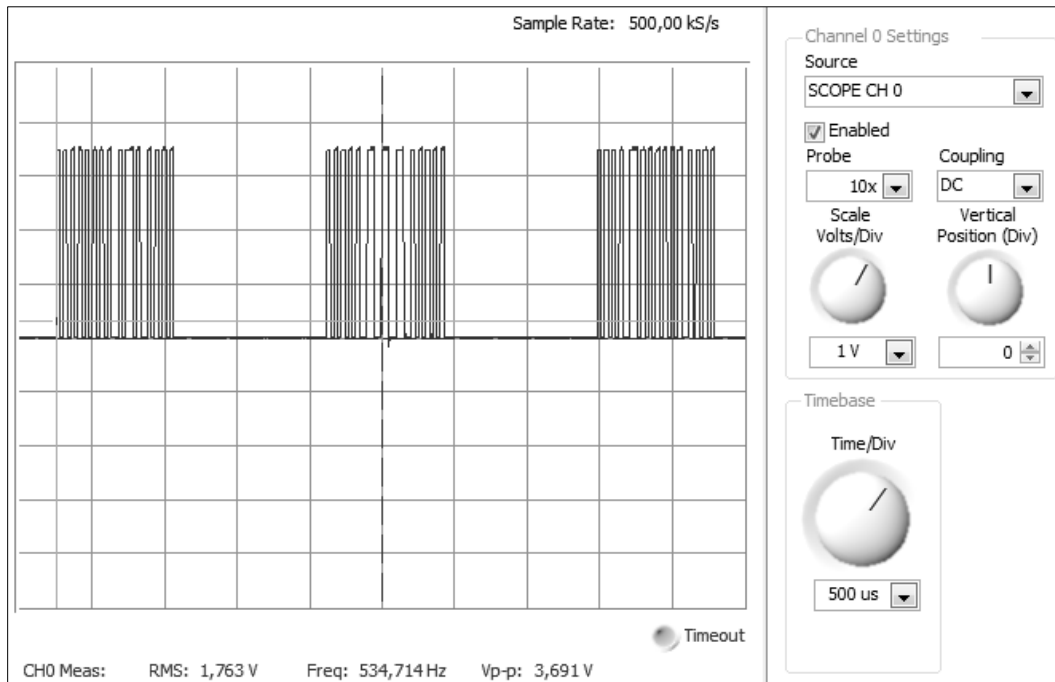


Figura 4.82. Señal obtenida al aplicar la digitalización de los datos.

En la figura 4.82 se muestra la señal resultante al aplicar el proceso de digitalización utilizando el comparador TLV2352, en esta figura se pueden visualizar de izquierda a derecha las tramas correspondientes a los datos de la lámpara 2, la lámpara 3 y la lámpara 1. Para verificar que las formas de onda de cada trama se están reconstruyendo perfectamente en el receptor, se realizó un acercamiento a cada una de las tramas y se observó que todas estaban perfectamente reconstruidas, como prueba de esto, en la figura 4.83 se muestra el acercamiento que se realizó a la trama correspondiente a los datos de la lámpara 2.

El proceso de anterior nos permite decodificar las señales captadas por el fotodiodo mediante un microcontrolador; de esta forma obtendríamos el identificador de cada una de las lámparas y con este dato conoceríamos la ubicación de ellas en nuestro ambiente de pruebas. Para llevar a cabo el proceso de localización del receptor, a través de la trilateración, el único parámetro que nos falta es la distancia a la que se encuentra el receptor de cada una de las lámparas. Si analizamos la señal que se obtuvo luego de la etapa de filtrado, podemos ver que la trama de cada una de las lámparas se recibe con una amplitud particular, y esta amplitud es proporcional a la distancia a la que se encuentra el receptor de cada luminaria. Entonces, si de

alguna forma podemos medir estas amplitudes en el receptor, podremos estimar la distancia a la que está cada luminaria.

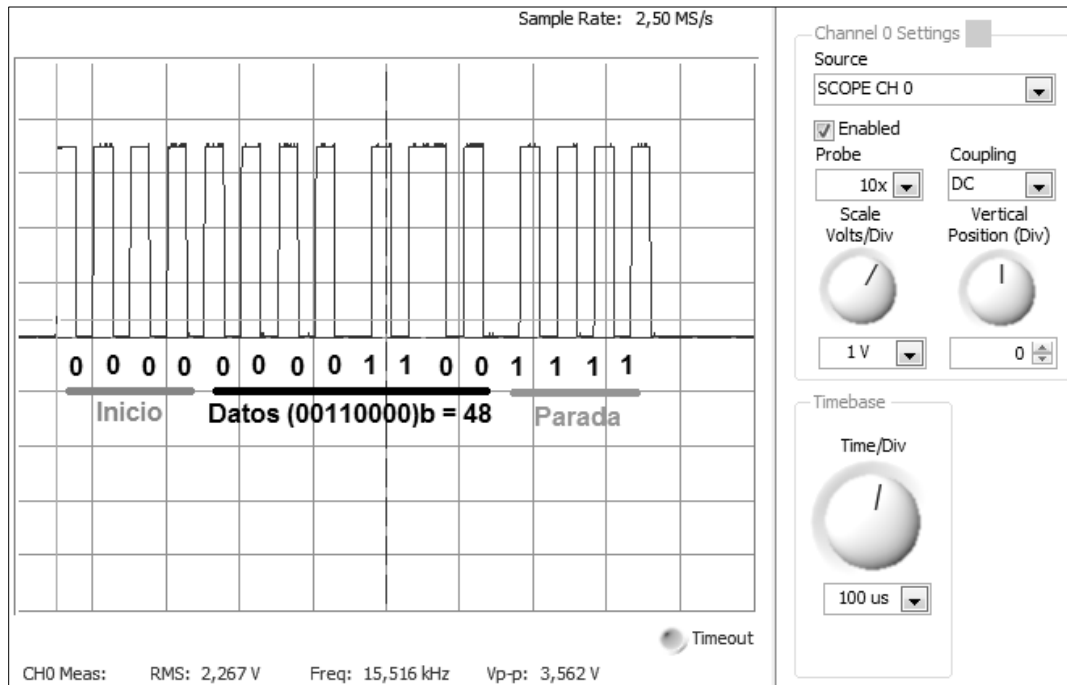


Figura 4.83. Acercamiento a la trama de la lámpara 2 obtenida luego de digitalizar los datos.

Inicialmente, podemos pensar que con el solo hecho de medir el nivel de voltaje de estas tramas con un ADC daremos una solución a esta etapa, sin embargo, este procedimiento tiene dos inconvenientes.

El primer obstáculo se debe a que las tramas están conformadas por señales con niveles de voltaje variable, específicamente, tienen forma de onda rectangular; por lo que al realizar las mediciones con el convertidor analógico-digital se puede estar midiendo el valor de voltaje en el valle de la señal rectangular, dato que no aporta información de la amplitud con la que llegan los datos. Una solución a este inconveniente consiste en el empleo de un circuito retenedor, o detector de picos, que mantenga la amplitud de la señal mientras es muestreada por el ADC, y luego libere el nivel de tensión retenido hasta que llegue la siguiente trama.

La segunda dificultad está relacionada con la primera, y consiste en la sincronía que se debe tener para cargar y descargar el detector de picos en los momentos correctos. El detector de picos se debe cargar al detectar una trama de las lámparas y se debe descargar cuando haya finalizado esa trama, repitiendo este proceso con cada trama percibida.

Considerando los dos inconvenientes anteriores se propuso utilizar el mismo microcontrolador que está realizando la decodificación de los datos, embebidos en la señal lumínica de las lámparas, para que, mientras decodifica, lleve el control de la carga y la descarga del circuito retenedor y, a su vez, muestree la amplitud de la señal retenida. De esta forma, se realiza la decodificación de los datos y se obtiene la **amplitud** envolvente de estos, simultáneamente.

El detector de picos mencionado basa su funcionamiento en un simple capacitor que mantenga el nivel de tensión mientras una trama se está decodificando, y que luego se descargue

cuando la trama es decodificada. Debido a que se busca que este circuito se cargue solamente en las crestas de la señal rectangular, se utiliza un arreglo compuesto por un op-amp, una resistencia y dos diodos, que actúan como una etapa rectificadora, previa al capacitor. Se utilizó un capacitor de $1\ \mu\text{F}$ conectado en paralelo con un interruptor analógico, y se utilizó una resistencia de acople de $22\ \Omega$ entre el circuito rectificador y el capacitor, para impedir que las descargas abruptas de este afecten etapas previas de nuestro receptor.

El proceso de carga y descarga del capacitor es llevado a cabo por el interruptor analógico CMOS unipolar de un solo disparo TS12A4515 de Texas Instruments, que se encarga de permitir la carga y descarga del capacitor en los momentos oportunos. El TS12A4515 es un interruptor normalmente cerrado con alimentación única en el rango de los 2 V a los 12 V; puede ser activado y desactivado rápidamente, pues tiene un tiempo de encendido de 80 ns y un tiempo de apagado de 50 ns para una alimentación de 12 V; tiene una baja resistencia cuando está encendido, que es de alrededor de $50\ \Omega$ cuando se alimenta con 3.3 V y de $20\ \Omega$ cuando se alimenta con 5 V; finalmente, tiene umbrales lógicos en su entrada digital que van de 0 V a 0.8 V para el nivel lógico en bajo y de 2.4 V al voltaje de alimentación para el nivel lógico en alto. Todas las características anteriores son adecuadas para nuestros propósitos.

Es importante mencionar que los tiempos de carga y descarga del detector de picos son decididos por el microcontrolador del receptor, quien, en el proceso de decodificación de alguna de las tramas envía una señal digital en alto para que el TS12A4515 funcione como un interruptor abierto, permitiendo la carga del condensador, y, una vez finalice la decodificación de alguna trama, envía una señal lógica en bajo, que cierra el TS12A4515 y genera un paso directo del condensador a tierra, lo que permite su descarga. De la explicación anterior podemos inferir que, si por alguna razón la decodificación falla, el microcontrolador puede enviar las señales de carga y descarga en instantes erróneos, haciendo que el detector de picos no funcione correctamente; por lo que se puede afirmar que, la etapa de decodificación es vital para el circuito detector de picos y, por ende, para obtener la amplitud de las tramas recibidas.

En la figura 4.84, se muestra la señal de nuestro detector de picos (violeta) superpuesta, a diferente amplitud de visualización, con la señal de resultante del proceso de decodificación (roja). En esta gráfica, se puede visualizar la sincronía que hay entre la carga y descarga del circuito detector de picos, y las tramas que se están decodificando. A su vez, se puede ver claramente la diferencia de amplitud de cada una de las tramas, y que esta amplitud se encuentra retenida para que el ADC la pueda muestrear.

El orden en el que se observan la tramas en esta la figura 4.84 corresponde, de izquierda a derecha, a la lámpara 3, la lámpara 1 y la lámpara 2. Se puede observar que, aunque la señal retenida representa la amplitud con la que se recibió cada trama, hay cierta variabilidad en el nivel de voltaje retenido y, esta variabilidad se incrementa con el aumento de la amplitud recibida. La forma en la que se abordó una solución a esta variabilidad fue realizando varios muestreos con el convertidor analógico-digital y promediando estos valores muestreados, esto, con el fin de suavizar los datos de amplitud medidos, sin agregar más complejidad al circuito de nuestro receptor.

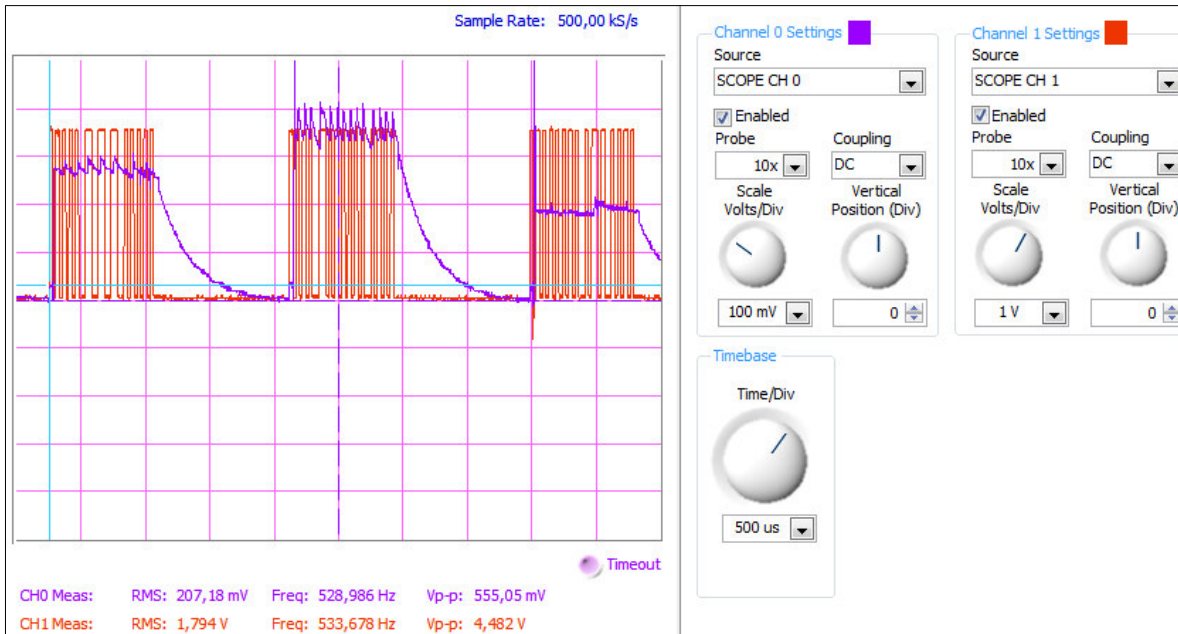


Figura 4.84. Señal resultante del circuito detector de picos (violeta) y señal del proceso de decodificación (roja).

Una vez obtenidos los identificadores de las lámparas y las amplitudes con las que se reciben las señales de cada una de ellas, podemos conocer la ubicación de las luminarias en nuestro triángulo de localización y estimar la distancia a la que se encuentra cada una del receptor, la cual sería finalmente toda la información necesaria para realizar el proceso de trilateración. Este proceso se podría llevar a cabo en el microcontrolador del receptor directamente, sin embargo, tanto el proceso de estimación de la distancia del receptor a las lámparas basados en la RSS como el proceso del cálculo de la trilateración, pueden resultar muy complejos. Por lo anterior, es muy probable que las limitaciones de hardware que normalmente tiene un microcontrolador nos pueden generar inconvenientes al pretender que todo esto se haga embebidamente dentro de uno de estos dispositivos digitales y, más aún, si utilizamos un microcontrolador sin unidad de punto flotante (FPU por sus siglas en inglés Floating Point Unit), con poca RAM y con una frecuencia de reloj máxima baja, como es el caso del MSP430G2553.

Por lo mencionado en el párrafo anterior, y por el tiempo de desarrollo necesario para implementar estos cálculos en un microcontrolador, sin tener la certeza de que funcione; se optó por dejar todo el trabajo del cálculo de la trilateración a una computadora personal, y se planteó como trabajo futuro el corroborar la ineficacia del MSP430G2553 en la ejecución de estos cálculos, y si ese es el caso, se propone migrar todo el código del receptor a un microcontrolador de mayor capacidad, como el TM4C123GH6PM, que permita realizar la trilateración completamente embebida en el receptor.

Para continuar con el desarrollo de nuestro prototipo y poder realizar los cálculos en una computadora personal, se utilizó el módulo de USCI (acrónimo en inglés de Universal Serial Communication Interface: “interfaz de comunicación serial universal”) en su modo UART (en inglés, Universal Asynchronous Receiver/Transmitter: “receptor/transmisor asíncrono universal”) como medio para transmitir a la computadora los datos de localización obtenidos en el microcontrolador: los identificadores de las lámparas y la amplitud con la que se reciben sus señales. Este módulo se encuentra presente y disponible por la interfaz USB tanto en la tarjeta

MSP-EXP430G2 como en la EK-TM4C123GXL, por lo que la utilización de este módulo simplifica la interfaz de conexión a la computadora y es realizable con ambas tarjetas. En nuestro prototipo, la transmisión de los datos se realizó configurando el módulo USCI de la MSP-EXP430G2 a una velocidad de 9,600 bps, que es la máxima velocidad soportada por la interfaz serial que implementa el puerto USB. Cabe aclarar que, este límite de velocidad es impuesto por el driver que configura la interfaz serial en el computador, mas no por el microcontrolador, el cual puede ser configurado para enviar datos por UART hasta a 256 kbps.

Los datos a enviar por la interfaz serial se organizaron para que puedan ser interpretados por la computadora, de acuerdo al orden en el que son recibidos. Los datos que deseamos enviar corresponden a los identificadores de las lámparas y a la amplitud con la que se recibe la señal de cada lámpara, por lo que con estos datos se armaron paquetes de envío donde la información de cada lámpara se recibe en el computador como 3 bytes estructurados de la siguiente forma:

$$ID_X A_{X_1} A_{X_0} \quad (4.9)$$

donde,

ID_X : es el identificador de la lámpara X, que al ser un número entre 0 y 249 cabe perfectamente en un byte.

A_{X_1} y A_{X_0} : son respectivamente, el byte más significativo y el byte menos significativo del valor de amplitud medido por el ADC de la señal de la lámpara X, pues el ADC del MSP430G2553 es de 10 bits. Este tamaño también es compatible con el ADC de 12 bits que tiene el TM4C123GH6PM.

Siguiendo la estructura planteada tendremos una trama de 9 bytes con los datos de tres lámparas, que es valor mínimo de luminarias para recrear nuestro triángulo de localización, y a su vez es el mínimo número de datos requerido para ejecutar la trilateración. Si lo que se desea es recrear nuestra célula básica de detección propuesta, se creará una trama de datos 21 bytes, que contendría la información de las 7 lámparas.

Finalmente, para tener un control de la finalización de un paquete de datos útil (que contenga todas las lámparas) y al mismo tiempo controlar los posibles errores presentados en la decodificación, se agregan dos bytes adicionales a las tramas descritas recientemente, es decir, se enviarían paquetes de 11 bytes en nuestro prototipo (triángulo de localización) y de 23 bytes en la célula básica propuesta, los cuales se recibirían periódicamente en el ordenador mientras el sistema esté funcionando correctamente.

El control de los errores evita tomar datos falsos como verdaderos, los cuales al ser utilizados para realizar la trilateración nos arrojarían posiciones descaminadas, por eso es importante descartar estos datos. El primer byte que se agrega puede tener sus valores entre 250 y 255, mientras que el segundo sólo puede tener el valor de 255; se seleccionaron estos valores porque fueron los que no se utilizaron para identificar a las lámparas; esto se ideó con objeto de no confundirlos con datos de las lámparas, y poder discernir siempre la posición de estos dos bytes en los datos recibidos, permitiendo determinar que una trama completa se ha enviado; es decir, funcionan como bytes de parada del paquete enviado. Para cumplir la función de control de errores, el primer byte cambia su valor cuando el microcontrolador tiene errores en la decodificación. Cuando la información de al menos tres lámparas es decodificada correctamente por el microcontrolador estos dos bytes se envían, ambos, con el valor de 255 (0xFF)h, y cuando por alguna razón falla la decodificación, el primer byte puede cambiar su valor a un número

entre 250 (0xFA)h y 254 (0xFE)h, estando definido hasta el momento solo un código de error, 254 (0xFE)h cuando la decodificación falla por cualquier razón, empero, en futuros perfeccionamientos que se hagan al prototipo se pueden utilizar los otros valores disponibles para tener un mejor control de errores.

Luego de que los datos son recibidos en el puerto serial de la computadora, se pueden leer en el software Matlab® mediante la función ReadSerial. Ya con los datos en el espacio de trabajo de Matlab®, se valida que estos sean coherentes, luego utilizamos una técnica de estimación para obtener la distancia a la que se encuentra el receptor de las lámparas, con base en las amplitudes recibidas, como las que se describen en una sección ulterior; y finalmente utilizamos esta información para emular nuestro ambiente de pruebas virtual y realizamos la trilateración, con el algoritmo que se tenía implementado en este software y que se describió en la sección 4.1.4. De esta forma, podemos observar gráficamente la ubicación virtual calculada y compararla con la ubicación del receptor en el ambiente de pruebas real.

Finalmente, y aprovechando que la información de las lámparas llega desde el microcontrolador continuamente por el puerto serial, se creó un GUI (siglas en inglés de Graphical User Interface: “interfaz de usuario gráfica”) en Matlab® que permita leer periódicamente estos datos, y así, dar seguimiento a la ubicación del receptor, actualizando permanentemente su posición en nuestro ambiente de pruebas virtual. Con esta actualización permanente, creamos un prototipo de un sistema de localización de ambientes interiores que reporta virtual y continuamente la ubicación de un receptor dentro de un ambiente controlado, aunque con tiempos de refresco bastante altos, que pueden ser muy notorios. Este prototipo se hizo funcionar con tres lámparas en nuestro ambiente de pruebas, que le dan vida a nuestro triángulo de localización, y con toda la electrónica del receptor implementada en protoboard. Los tiempos de refresco altos se deben principalmente a lo poco eficiente que resulta utilizar un software de alto nivel como Matlab® para leer datos provenientes del hardware (puerto serial) y para ejecutar todos los cálculos necesarios para conocer la ubicación del objeto. La afectación que estos tiempos hagan al sistema va a depender mucho de las características de hardware de la computadora donde se ejecuten estos algoritmos. Esto se puede afirmar porque se probó el sistema en una computadora iMac 14,3 con procesador Intel® Core™ i7-4770S CPU @ 3.10 GHz, con 8 GB de RAM y tarjeta gráfica NVidia GForce GT 750M, corriendo el sistema Mac OSX High Sierra; y en una laptop HP G42 364-LA con procesador Intel® Core™ i3-370M CPU @2.40 GHz, con 6 GB de RAM y tarjeta gráfica Intel HD, corriendo el sistema operativo Windows 7 Ultimate Service Pack 1; notándose claramente una gran latencia en las actualizaciones en la computadora HP, mientras que en la iMac se percibía un comportamiento muy cercano a lo que llamamos tiempo real.

4.6.3. Algoritmo de decodificación/adquisición

En la sección anterior, se mencionó que la decodificación de los datos y la medición de la amplitud de las señales se realiza mediante un microcontrolador, y se referenció específicamente el MSP430G2553, que es el mismo utilizado en el transmisor. De igual forma que como se hizo en el transmisor, se utilizó este microcontrolador acoplado a la tarjeta de desarrollo MSP-EXP430G2. Las razones por las que se continuó trabajando con esta tarjeta son, el grado de familiaridad que se adquirió con ella durante el proceso de desarrollo del transmisor, y que posee características que nos permiten realizar los procesos fundamentales requeridos en

la recepción. Además de las características mencionadas en la tabla 4.9, las especificaciones que nos permitieron concluir que esta tarjeta es también una solución para el receptor son:

- Posee 1 convertidor analógico-digital de 10 bits con 8 canales, con un oscilador interno de 5 MHz, que requiere de un tiempo de conversión máximo de 3.5 μ s y un tiempo de establecimiento de 100 ns.
- Tiene 1 módulo USCI que puede ser configurado en modo UART y que permite tasas de baudios típicas entre los 1,200 bps y los 256,000 bps. Este módulo está conectado al puerto USB de la tarjeta y el driver de la tarjeta MSP-EXP430G2 emula en el ordenador en el que esta se instale, una interfaz serial que está limitada a una tasa de baudios máxima de 9,600 bps.

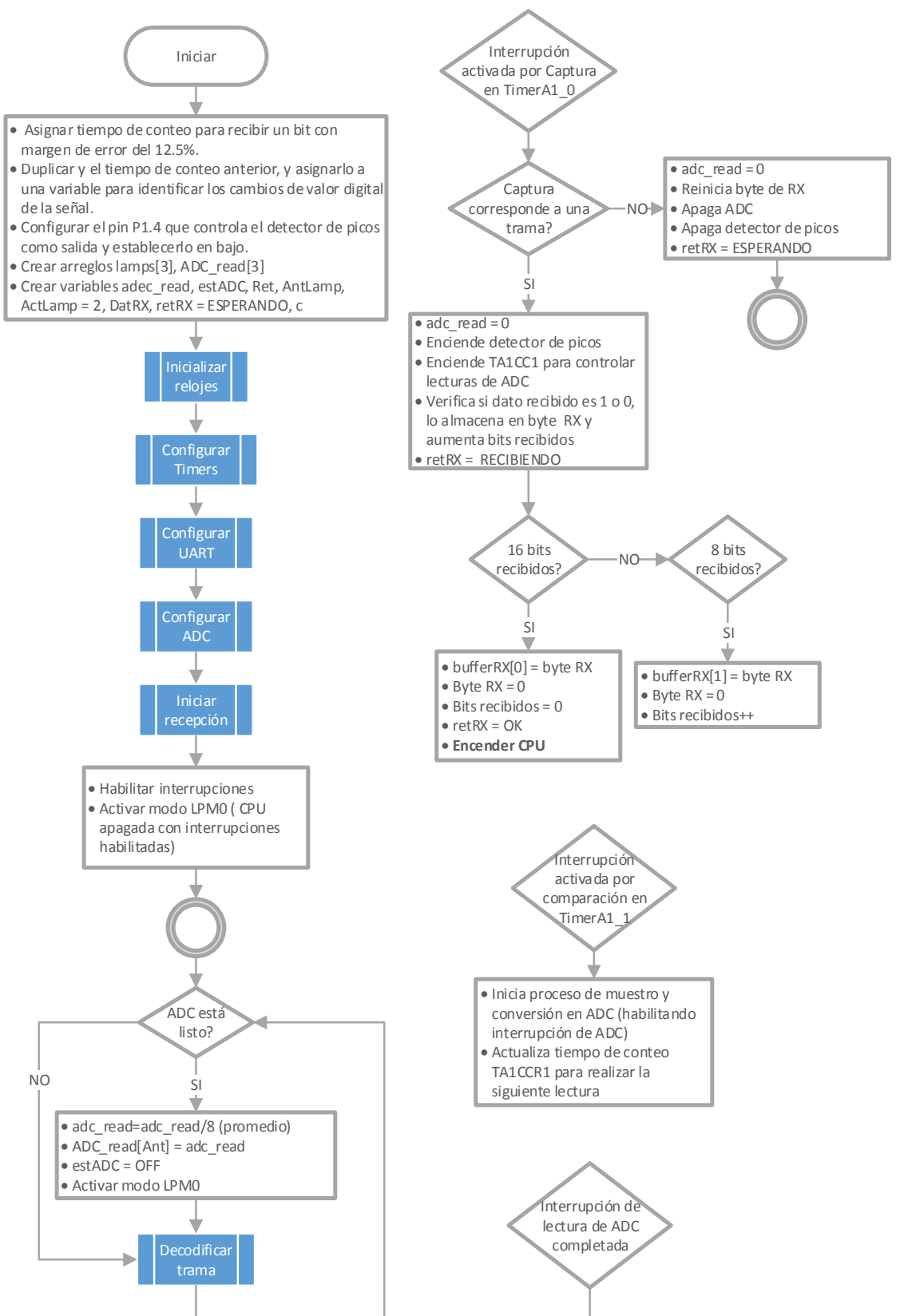
Estas características nos permiten llevar a cabo todo el diseño propuesto en la sección anterior, sin embargo, si deseamos mejorar el sistema y realizar todo el cálculo de la localización del receptor en el microcontrolador, entregando solamente el dato de la coordenada de ubicación del objeto a una interfaz de visualización, es muy probable que no lo podamos lograr con esta tarjeta, debido a las limitaciones de hardware que tiene el microcontrolador, como lo son, ausencia de FPU, poca RAM y frecuencia de reloj máxima bastante baja. Como nuestro objetivo es comprobar el funcionamiento de nuestro diseño, en el desarrollado de nuestro prototipo se dejaron estos cálculos a un ordenador, proponiendo como trabajo futuro intentar realizarlos en el microcontrolador y si al hacerlo se comprueba que no es posible o se afecta el funcionamiento del sistema, se propone migrar todo el algoritmo descrito a continuación, a una tarjeta con mayores capacidades, como la EK-TM4C123GXL, agregando los cálculos necesarios para obtener la ubicación en ella.

En la figura 4.85 se representa, mediante un diagrama de flujo, el algoritmo implementado en el microcontrolador del receptor. Este algoritmo consta de dos partes diferenciables, una primera parte secuencial que se encarga de configurar los diferentes periféricos del microcontrolador utilizados para la recepción; y una segunda parte cíclica que monitorea continuamente si se recibe una señal interpretable por nuestro sistema, y si llega a percibir una señal de estas, inicia el proceso de decodificación de la señal y de medición de la potencia con la que se recibe la señal, para luego enviar estos datos por serial.

La etapa de configuración es llevada a cabo por el bloque de proceso inicial y las funciones (representadas por los bloques azules) “iniciar relojes”, “configurar timers”, “configurar UART”, “configurar ADC” e “iniciar recepción”. En esta etapa se configuran:

- El pin P1.4 para controlar el circuito detector de picos.
- La frecuencia de reloj del reloj maestro en 16 MHz y del reloj maestro del subsistema en el mismo valor.
- El contador TIMER_A1 para que funcione con una frecuencia de reloj de SMCLK/4 = 4 MHz, y para que utilice el pin P2.0 como entrada de señales.
- El puerto serial para que utilice los pines P1.1. y P1.2, que son los que se pueden conectar al puerto USB de la tarjeta, con una velocidad de 9600 bps y se inicializa la máquina de estados del módulo UART.
- El convertidor analógico-digital para que utilice el pin P1.5 como entrada de datos analógicos, además, se configura que funcione con el reloj interno del módulo ADC y se habilitan las interrupciones de este módulo.

Main



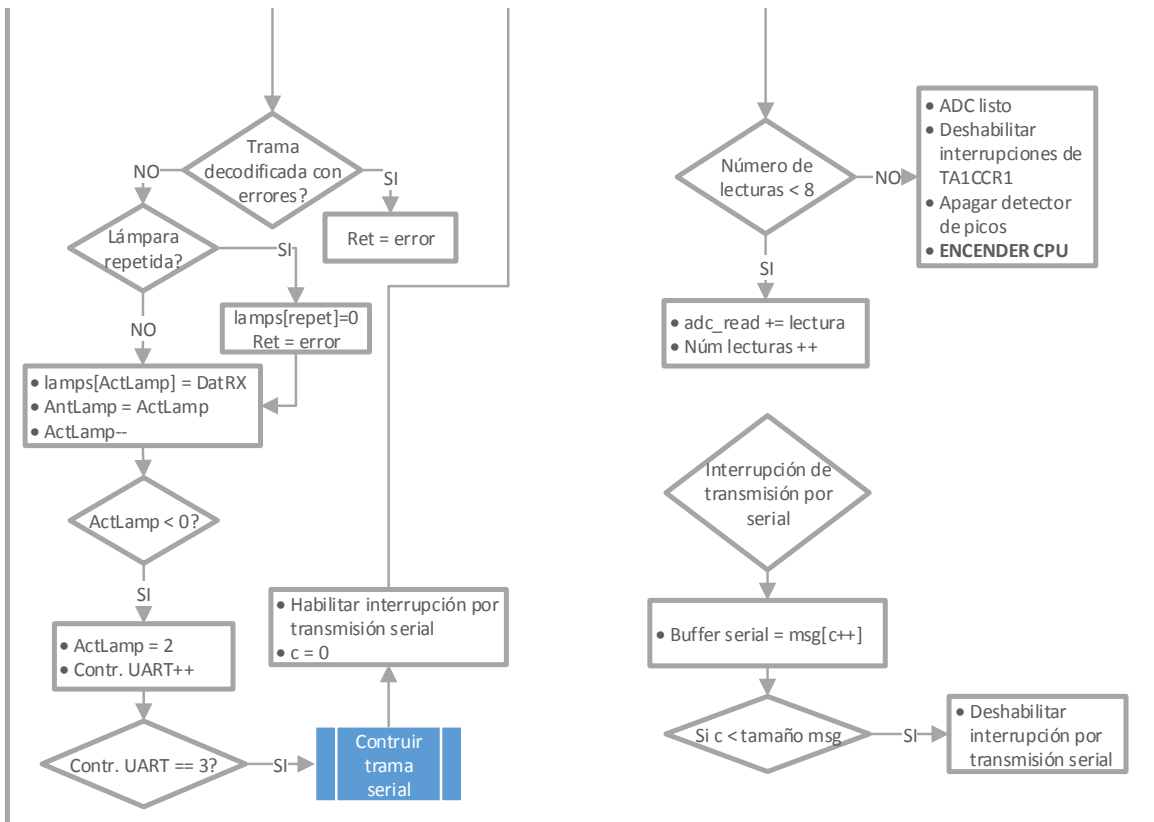


Figura 4.85. Diagrama de flujo del algoritmo implementado en el microcontrolador del receptor.

- Finalmente, se inicializan en cero las variables de control de los datos recibidos y se enciende el módulo de captura CCR0 del contador TIMER_A1, con su interrupción habilitada, para detectar los cambios de nivel lógico de la señal recibida por el pin P2.0.

Una vez se realizan las configuraciones anteriores, se encienden las interrupciones del microcontrolador y se apaga su CPU, para que entre en un modo de ahorro de energía. El microcontrolador queda en este estado de bajo consumo de potencia hasta que se detecte una señal reconocible por nuestro sistema, cuando eso ocurre el microcontrolador entra en el estado de recepción. Si el proceso de recepción continúa correctamente, el microcontrolador enciende el detector de picos mediante el pin P1.4 e inicia el proceso de 8 de lecturas del ADC, encendiendo el ADC y controlando el tiempo entre estas medidas con el módulo de comparación CCR1 del contador TIMER_A1. Si, por el contrario, el proceso de recepción de una trama falla por alguna razón; se reinician las variables de control de recepción; se borran los datos recibidos hasta el momento, tanto la trama digital como los valores medidos con el ADC y se vuelve al estado de espera.

Cuando se completa la lectura de una trama de 16 bits, que debe tener la estructura descrita en secciones anteriores, la CPU del microcontrolador es encendida, y se entra a un bucle que se encarga de organizar la información obtenida de las lámparas y de enviarla por serial. Mientras este bucle se ejecuta el microcontrolador utiliza las interrupciones para proseguir con la recepción de las tramas de las lámparas, continuar realizando las lecturas de amplitud de las

señales con el ADC y mantener el envío de los paquetes de los datos recibidos por el puerto serial, todo en simultáneo.

Lo primero que hace el bucle es validar si el ADC terminó de hacer las 8 mediciones, y si es así, realiza un promediado de estas medidas, almacenando el valor resultante en la posición que le corresponda de un arreglo de 3 posiciones (una para cada lámpara), y luego apaga tanto el ADC como la CPU, esta última se enciende nuevamente al recibir una nueva trama de datos. Posteriormente, se decodifica la trama recibida, quitando los bits de inicio y de parada y dejando solo el identificador de las lámparas. Si el proceso de decodificación de la trama presenta errores, se almacena un código de error en una variable destinada para eso. Si la decodificación sale bien, se procede a validar que el código recibido no esté repetido dentro del arreglo que almacena los identificadores de las tres lámparas de nuestro prototipo, pues si se repite una lámpara no se podría realizar la trilateración. Si el identificador recibido ya está en el arreglo en una posición diferente a la que tiene el turno, se procede a sobrescribir esta posición con el nuevo dato y se genera un código de error. Si el código recibido no está repetido en el arreglo, se procede a almacenar su valor dentro de este arreglo en la posición correspondiente y se actualiza la variable que lleva el control de esta posición, reiniciándose esta variable cuando se han almacenado tres identificadores diferentes en el arreglo. Luego, se valida que se haya recibido la información (tanto identificador de cada una, como amplitud de la señal recibida) de tres lámparas diferentes y, si este es el caso, se tiene toda la información para armar la trama serial que se va a enviar. Finalmente, debido a conflictos entre el tiempo de ejecución de este proceso y el tiempo que tarda el módulo UART en enviar cada trama (mientras se terminaban de enviar los datos, ya se tenía otra trama lista para enviar), se decidió utilizar un contador para armar las tramas de serial y encender el modo UART con sus interrupciones, cada 3 mediciones completas del triángulo de localización. Esta última validación no es más que un retardador para asegurar que se ha realizado completamente un envío, antes de intentar enviar otra trama.

Con el algoritmo anterior se consigue que el microcontrolador obtenga toda la información necesaria para realizar la trilateración de las lámparas y la envíe a una computadora por el puerto USB (emulando un puerto serial), para que esta máquina realice la localización del objeto y la entregue en una interfaz amigable al usuario.

4.6.4. Diseño del circuito impreso del receptor

En la sección donde se describen las etapas del receptor se describió la finalidad de cada una de estas etapas y las diferentes señales obtenidas en cada una de ellas, pero no se mostraron los circuitos necesarios para implementar cada una de estas etapas. En este apartado se mostrarán estos circuitos, a la par que se explica la forma en la que se distribuyeron estos en los diseños de placas de circuitos impresos para hacer un prototipo más trasladable y menos susceptible al ruido; que el que se implementó en protoboard.

Antes de abordar las etapas funcionales de nuestro sistema, vamos a considerar una etapa que no se tuvo en cuenta en el diseño inicial, y es la etapa de potencia. En el diseño inicial, implementado en protoboard, no se tuvo en cuenta esta etapa porque las alimentaciones se realizaron con una fuente de DC del laboratorio, esta forma de alimentación causó ciertas incomodidades por el embrollo de cables que se genera entre la fuente y el receptor, y porque este último al moverse dentro del triángulo de ubicación causaba un lío mayor con los cables.

Por esta razón, se pensó la forma de reemplazar esta fuente de alimentación por algo más práctico como unas baterías e integrados que generen los valores de alimentación que requieren las diferentes etapas. Al mismo tiempo, se planteó utilizar el diseño de la tarjeta MSP-EXP430G2 que viene dos tiras de pines, una a cada lado, y son compatibles con la tarjeta EK-TM4C123GXL; de tal forma que nuestra PCB (acrónimo en inglés de Printed Board Circuit: “tarjeta de circuito impreso”) se incruste en estos pines, brindándonos interfaces de comunicación y alimentación directa. Teniendo en cuenta lo anterior se procedió a realizar el diseño.

La etapa de **alimentación principal** se llevó a cabo con baterías, y se utilizó un regulador de voltaje de baja caída TLV1117-50 de Texas Instruments, que entrega 5 V y 800 mA a partir de una fuente alimentación de entre 6.3 V y 16 V. Se construyó el esquemático mostrado en la figura 4.86. En esta figura se pueden observar elementos de los que no se había hablado, como por ejemplo el led de la parte superior, que solo es un indicador de encendido; o el diodo Zener de la parte inferior derecha que se agregó para que en un trabajo futuro se intente solucionar un problema detectado en el sistema relacionado con la intensidad luminosa del ambiente; además se utilizó un jumper por si en algún momento se desea alimentar el sistema por el puerto USB se puedan desconectar la batería y el regulador. Lo demás son conectores y elementos pasivos necesarios en el arreglo.

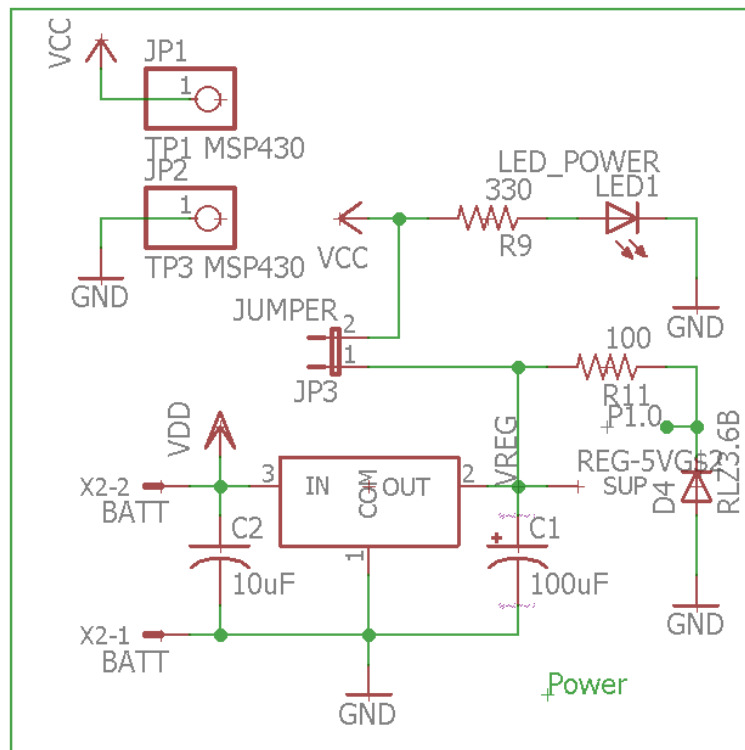


Figura 4.86. Fuente de alimentación principal del sistema.

Con la alimentación obtenida del circuito anterior se desea alimentar la tarjeta MSP-EXP430G2, así como, se pretenden obtener todos los niveles de voltaje que requieren las etapas del receptor. Algunos de los integrados utilizados requieren alimentación dual con niveles de tensión de $\pm 5V$, por lo que se utilizó el integrado TPS65133 de Texas Instruments para obtener estos niveles de voltaje. El circuito integrado TPS65133 es una fuente de poder dual que entrega los voltajes fijos de +5 V y -5V con una corriente de 250 mA por cada pin de salida. Aunque ya

teníamos el nivel de +5V desde la etapa anterior, se decidió usar este integrado porque ya se tenía pensado usar el regulador de 3.3 V integrado en la MSP-EXP430G2 como alimentación principal, pero por las limitaciones de corriente de este regulador (máximo 250 mA), se decidió utilizar el TLV1117-50 de la etapa anterior como el alimentador principal. El esquemático de conexión de este circuito, con todos los elementos pasivos que necesita para funcionar, se muestra en la figura 4.87. En esta figura los nodos VPOS y VNEG tiene +5 V y -5 V, respectivamente.

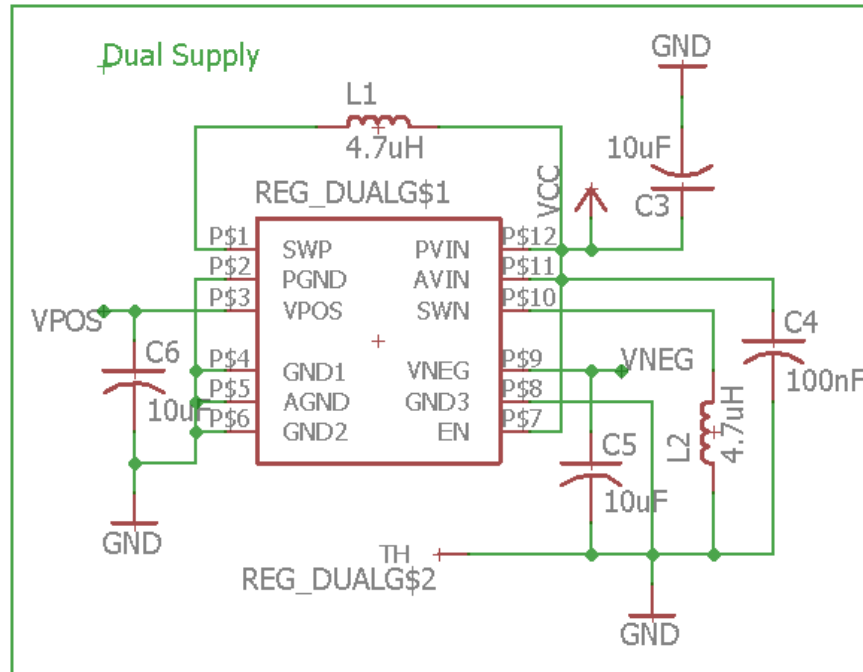


Figura 4.87. Esquemático del circuito de conexión del integrado TPS65133

El último de voltaje que requiere nuestro diseño es de 3.3 V y se utiliza para polarizar al fotodiodo y al comparador empleado en la etapa de decodificación. Debido a la poca corriente que requieren estos componentes, este nivel de tensión puede ser suministrado sin problemas por el regulador interino de la tarjeta MSP-EXP430G2.

En el proceso de diseño nos pareció buena idea separar en dos tarjetas los circuitos funcionales de nuestro prototipo, en una primera tarjeta estaría nuestro fotodiodo S4349 y toda su instrumentación, que corresponde a la etapa de amplificación; esta tarjeta se incrustaría en la parte superior de una tarjeta más grande que contendría las etapas de alimentación y todas las etapas de adquisición, posteriores a la amplificación; esta tarjeta a su vez se incrustaría en la MSP-EXP430G2 y comunicaría por los pines laterales, los niveles de voltaje requeridos para polarizar la MSP-EXP430G2 y todas las señales requeridas por el microcontrolador para interpretar la información suministrada continuamente por las lámparas.

Con la disposición descrita, se estaría asegurando que nuestro fotorreceptor se encuentra en la cúspide del receptor para que la luz de las lámparas le llegue de forma directa, evitando que algún elemento de la tarjeta de recepción obstaculice o distorsione las señales lumínicas. Para una mejor identificación de estas tarjetas, de ahora en adelante, la primera se mencionará como tarjeta del sensor y la segunda como la tarjeta principal de receptor.

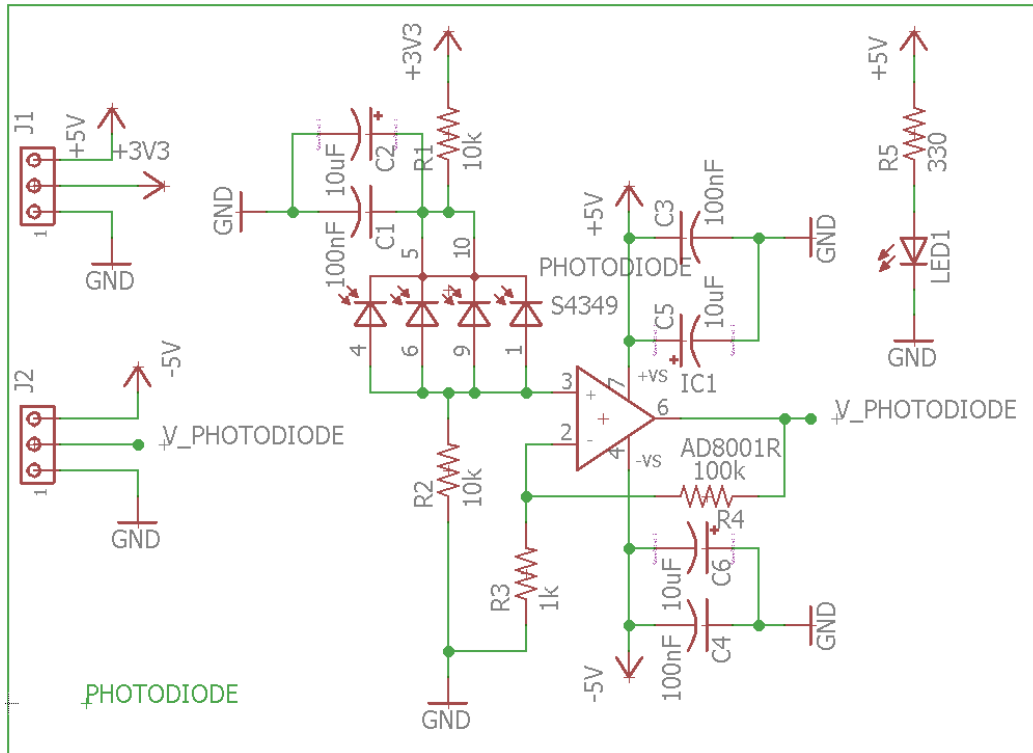


Figura 4.88. Esquemático de los circuitos implementados en la tarjeta del sensor.

Con base en lo mencionado en el párrafo anterior, en la figura 4.88 se muestra el circuito esquemático empleado para diseñar la tarjeta del sensor, donde irían el fotodiodo y la etapa de **amplificación**. En la parte izquierda de este esquemático se pueden observar dos conectores que serían los que suministren la alimentación proveniente de la tarjeta principal y por el segundo de ellos se entregaría la señal obtenida del sensor a esa misma tarjeta. En la parte derecha se puede observar el circuito de alimentación de un led con su respectiva resistencia, este led es tan solo para propósitos indicativos, pues nos dice si la tarjeta esta correctamente alimentada.

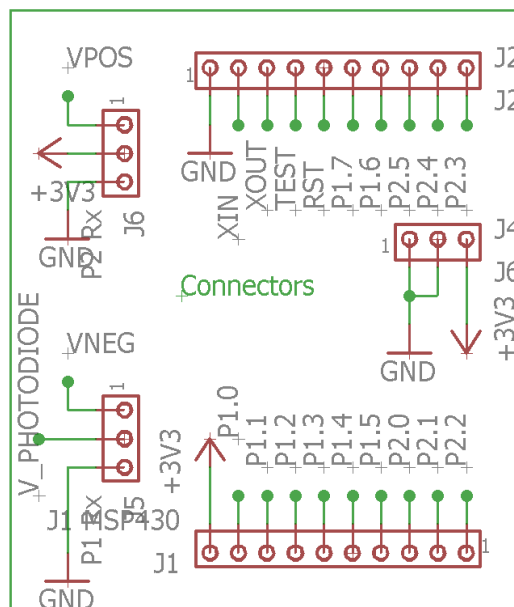


Figura 4.89. Conectores y asignación de pines de la tarjeta principal

La tarjeta principal además de suministrar los voltajes de alimentación a la tarjeta del sensor y a la MSP-EXP430G2, también es la que se encarga de ser el puente entre esta última tarjeta y la señal entregada por el fotodiodo, por lo que debe tener conectores que encajen con la tarjeta del microcontrolador y la tarjeta del sensor. En la figura 4.89 se muestran estos conectores y la asignación de pines, que corresponden con pines de la tarjeta principal y de la tarjeta del sensor.

Ya con la señal del fotodiodo en la tarjeta principal se procede a realizar la adecuación de esta para que pueda ser interpretada por el microcontrolador. Lo primero que se hace es la **inversión** de la señal para la información recibida quede en niveles de tensión positivos, y luego se realiza un **filtrado** para atenuar el ruido blanco y para eliminar la componente de continua de la señal recibida. En la figura 4.90 se muestran los circuitos esquemáticos necesarios para implementar el acondicionamiento de la señal, la etapa de inversión se realiza con el circuito de la izquierda mediante el op-amp AD8676 conectado como amplificador inversor de ganancia -1; la etapa de filtrado se realiza con los filtros pasivos, pasa-bajas y pasa-altas, mostrados de izquierda a derecha respectivamente, luego de la etapa de inversión.

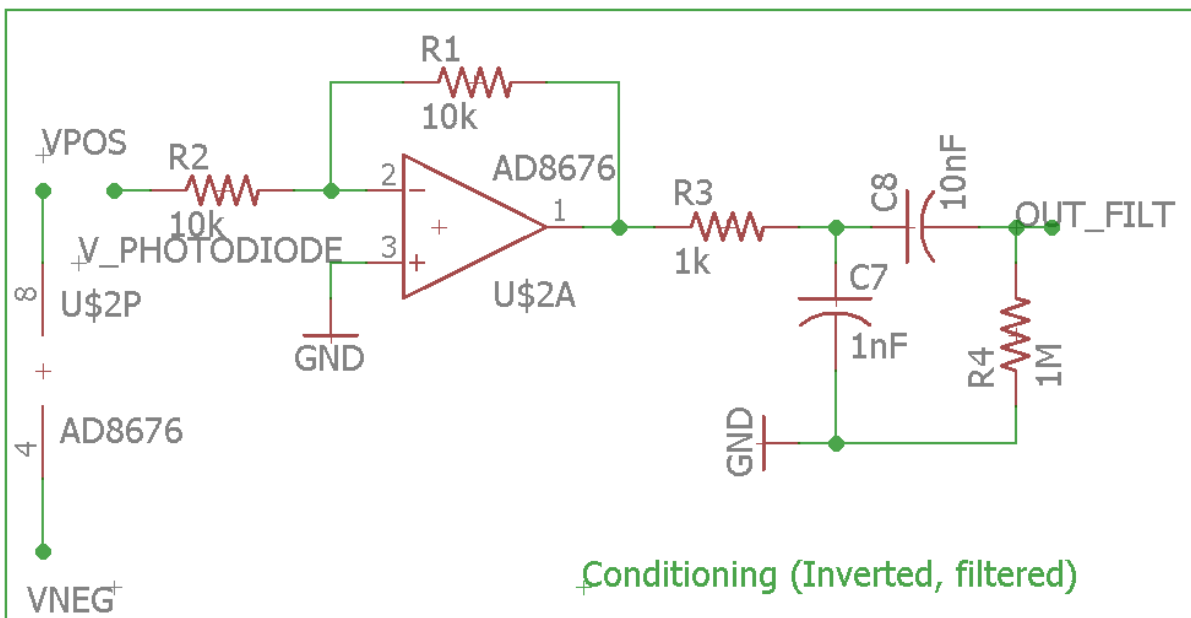


Figura 4.90. Esquemático de los circuitos de acondicionamiento de la señal.

Finalmente, para interpretar en el microcontrolador los datos enviados por las luminarias, se realiza una etapa de **digitalización** de las señales. Esta digitalización se realiza mediante un circuito comparador implementado con las conexiones mostradas en la figura 4.91. El circuito comparador entrega su resultado en el pin 2.0 del microcontrolador.

Al mismo tiempo que el microcontrolador decodifica los datos enviados por las lámparas, se debe medir la amplitud con la que se reciben estas señales, por lo cual, en paralelo al circuito digitalizador, se conecta un circuito **detector de picos**, cuyo esquemático se muestra en la figura 4.92. Este circuito detector de picos se compone por un circuito rectificador (a la izquierda) y de un circuito retenedor (a la derecha), controlado por el pin 2.5 del microcontrolador. Estos circuitos están unidos por una resistencia de acople de 22 Ω , y luego de un seguidor de voltaje, que sirve como un acople de alta impedancia, se entrega la señal retenida al pin P1.6 del microcontrolador para esta la mida con su ADC.

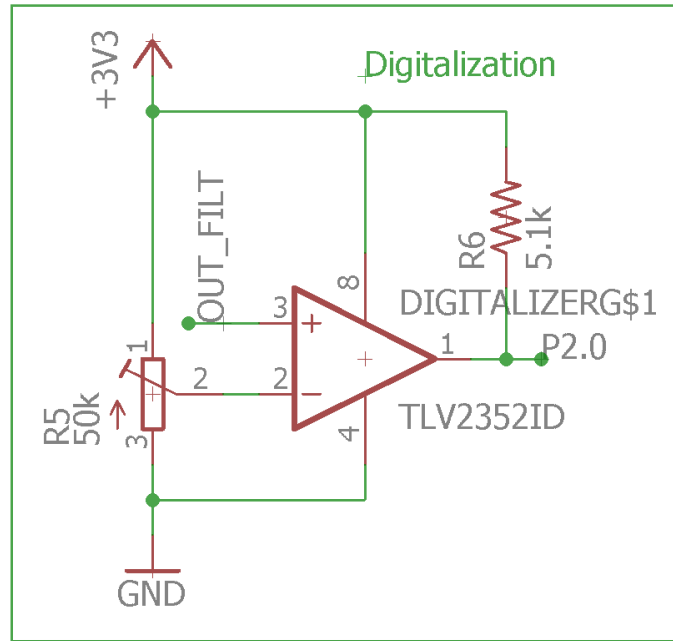


Figura 4.91. Circuito esquemático de la etapa de digitalización.

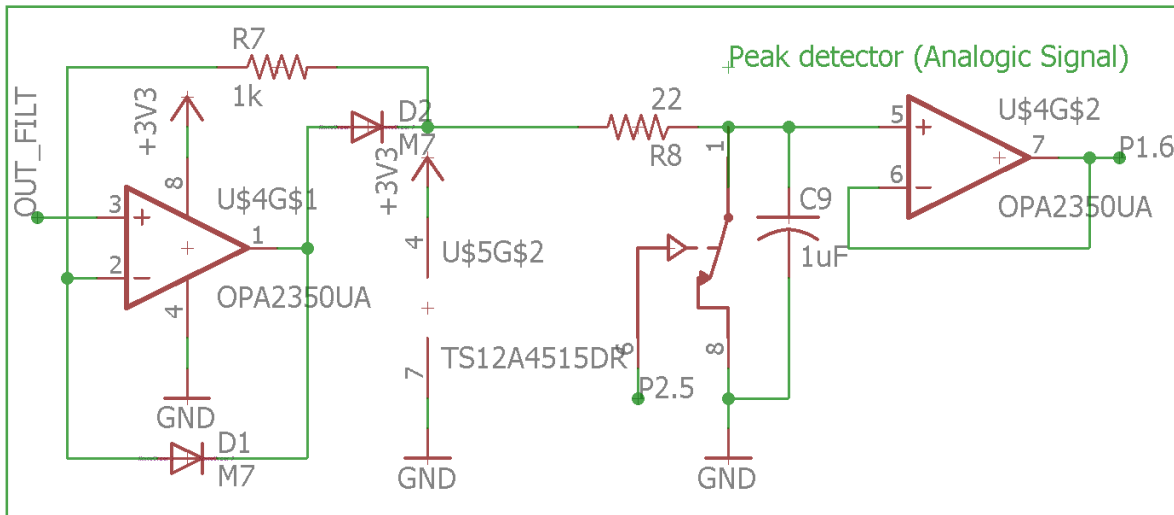


Figura 4.92. Esquemático del circuito detector de picos.

Al comparar, el algoritmo descrito en la sección anterior y el esquemático anterior, podemos ver que los pines del microcontrolador asignados para el control del detector de picos y para medir las señales con el ADC, no coinciden. La razón por la que estos pines no coinciden en las dos secciones es porque se decidió agregar al diseño de la PCB una etapa adicional que permita transmitir la información del receptor de forma inalámbrica a la computadora que está realizando los cálculos finales, eliminando la necesidad de cualquier cable en el receptor, lo cual le daría más autonomía y movilidad a nuestro prototipo. La implementación funcional de esta nueva etapa se propone como trabajo futuro, y utilizaría el transceptor de baja potencia CC1101 de Texas Instruments. En el diseño de la tarjeta principal se agregaron dos conectores para poder incrustar el módulo CC1101 en ellos y se conectaron de tal forma que el CC1101 se pueda hacer funcionar con el módulo SPI (siglas en inglés de Serial Peripheral Interface: “interfaz de periféricos serial”) del microcontrolador, que utiliza los pines P1.1, P1.2, P1.5 y P1.4; por esta

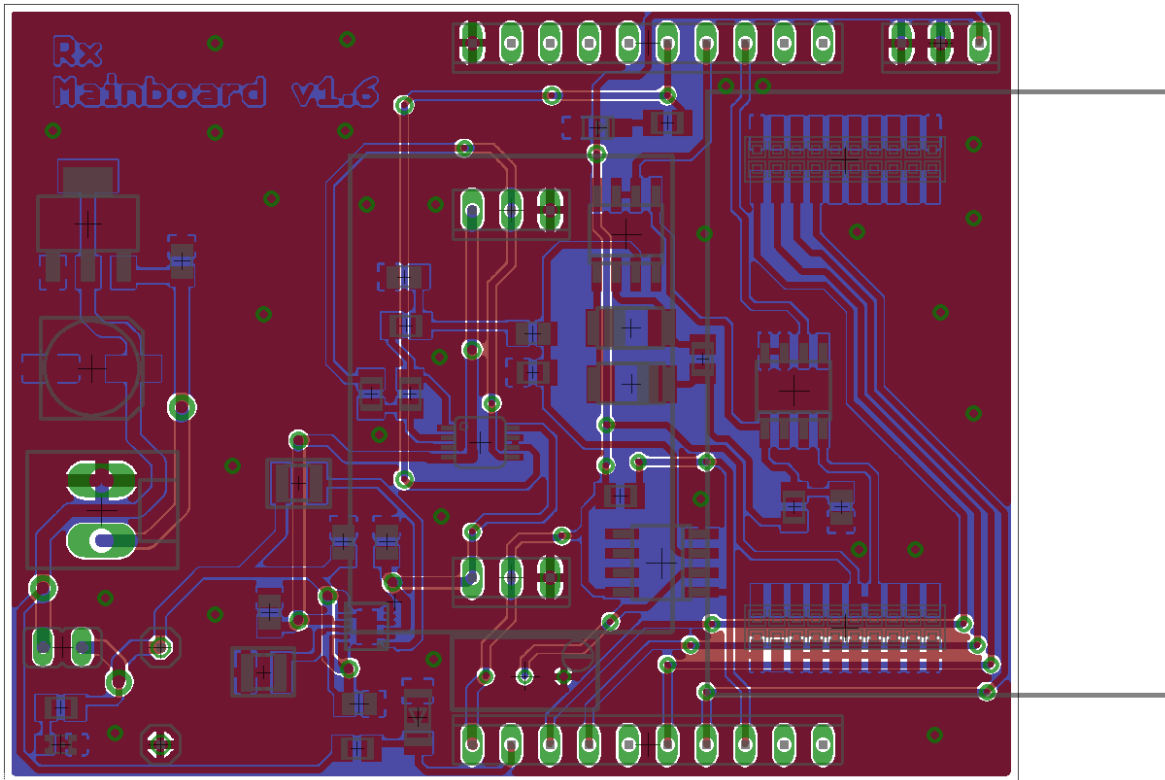


Figura 4.95. Diseño de circuito impreso de la tarjeta principal.

La tarjeta del sensor se pudo fabricar e implementar sin problemas, y en las pruebas realizadas con ella se pudo notar que las señales que entrega son mucho más limpias que las obtenidas en la etapa de amplificación montada en la tarjeta de prototipado.

La tarjeta principal se fabricó, pero se tuvo problemas en el proceso de soldadura manual de algunos elementos demasiado minúsculos, lo cual conllevó a problemas de funcionalidad de algunas etapas de la tarjeta, por lo que no se pudo validar el funcionamiento del diseño de esta tarjeta. Por cuestiones de tiempo se continuaron las pruebas con el circuito montado en la protoboard, reemplazando solamente la etapa de amplificación por la tarjeta del sensor fabricada y, dejando la validación e implementación completa de este diseño para un trabajo futuro.

4.7. Modelos de estimación de la distancia

En el apartado donde se habló de la implementación y selección de los componentes del receptor, se señaló que la distancia a la que se encuentra el receptor de las lámparas se calculó a partir de la RSS, pero no se especificó la forma en que obtuvo de forma empírica una relación entre estas dos cantidades. En esta sección se hablará de algunos modelos propuestos para llegar a dicha relación, y de la forma en que se obtuvieron los datos para producir estos modelos.

Con el sistema diseñado a lo largo de este capítulo funcionando y enviando por protocolo serial los datos de identificación de las lámparas y la amplitud de la señal de lumínica recibida de cada lámpara, se procedió a realizar sondeos en diferentes puntos de nuestro ambiente de pruebas. Estos sondeos se ejecutaron con el receptor fijado una altura de 1 m del suelo y

moviéndose en este plano, utilizando las marcas de referencia de nuestro triángulo de localización que se estamparon en el suelo del ambiente de pruebas creado.

Las trayectorias utilizadas para realizar los sondeos se muestran en la figura 4.96. Esta imagen muestra el triángulo de referencia grabado en el suelo con la información superpuesta de las trayectorias seguidas, de los puntos justo de las lámparas y del circuncentro. Los puntos L1, L2 y L3 corresponden a las referencias justo debajo de las lámparas; el punto denominado PC corresponde al punto central, o circuncentro, de las lámparas; los términos T1, T2, ..., T12 representan cada una de las trayectorias por donde se movió el sensor para obtener los datos que nos permitieran modelar la luz de cada lámpara.

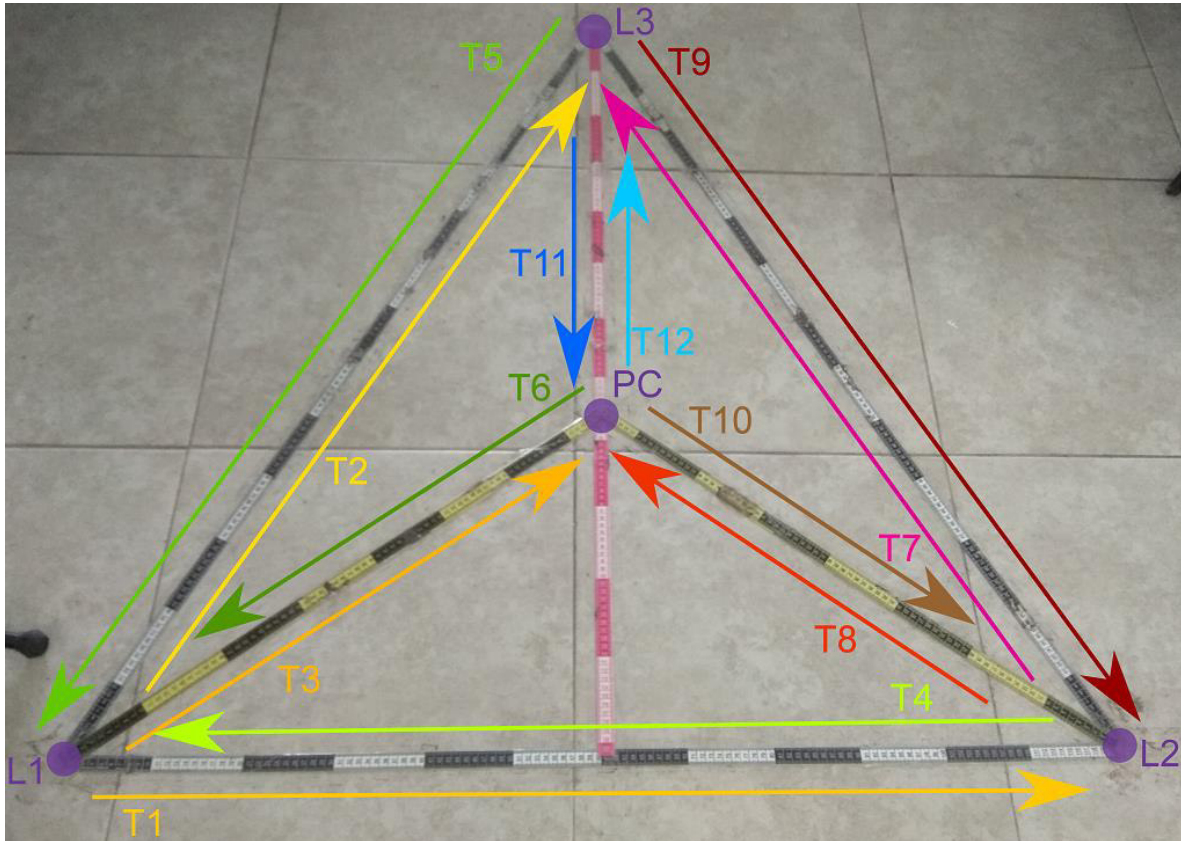


Figura 4.96. Trayectorias y puntos de referencia empleados para realizar sondeos.

Para obtener el modelo que nos entregue una estimación de la distancia basada en la amplitud de las señales captadas por el sensor, se realizaron mediciones cada 5 cm en cada una de las trayectorias mostradas en la figura 4.96. De esta forma se obtienen 266 mediciones, con las cuales se procede a obtener el modelo.

La obtención de estas mediciones puede resultar una actividad bastante molesta si se realiza de forma completamente manual, pues el proceso se realiza moviendo el receptor a cada uno de los puntos de medida y registrando la ubicación de ese punto junto con los datos de las lámparas entregados por el receptor a través del puerto serial. Pensando en lo complicado que se tornaría este proceso y en la alta probabilidad de cometer errores durante su ejecución, se consideró que un programa como Excel puede resultar práctico para llevar el registro de estas mediciones, por lo que se procedió a crear un libro de Excel donde se tuvieran preconcebidos cada uno de los puntos donde se deben realizar mediciones. Este libro se puede tomar como una

plantilla, de la que se realizarán copias para realizar las caracterizaciones del prototipo en diferentes momentos. El nombre de este libro es “*CaracDist - plantilla (5cm).xlsx*”, en él existe una hoja de cálculo para cada una de las trayectorias a seguir y, a su vez, en estas hojas se encuentran listados todos los puntos donde se deben realizar mediciones. Se adicionó una hoja de cálculo al final de esta platilla, que tiene como fin registrar mediciones en el mismo punto, pero a diferentes ángulos del receptor, buscando validar que la posición rotacional del sensor no influye en las mediciones.

Con el fin de hacer el proceso de las mediciones un poco más amigable, se automatizó la toma de medidas para que sea llevado a cabo por Matlab®. Para lograr este propósito se creó una función en Matlab® llamada “*acquirement.m*”, con la cual, este software lee los datos recibidos por el puerto serial mediante la función ReadSerial, luego valida y ordena las mediciones recibidas por el puerto serial, después lee cada trayectoria y cada punto de medición presente en una copia de la plantilla de Excel mediante la función xlsread y, finalmente, registra el resultado de cada una de estas mediciones en el mismo libro de Excel mediante la función xlswrite. De esta forma, podemos realizar los sondeos y llevar un control de las mediciones mediante la interfaz de texto de Matlab®, teniendo que preocuparnos solamente por mover el receptor al lugar correcto de cada medición.

Si observamos detalladamente la figura 4.96, podemos notar que las referencias de nuestro triángulo de localización se fijaron mediante cintas métricas para costura, por lo que tenemos una resolución teórica de 1 mm para realizar sondeos; sin embargo, tomar mediciones cada milímetro resultaría una labor muy tediosa, con pocas o ninguna ventaja, pues la precisión teórica de nuestro diseño se espera que esté en el orden de los centímetros. A pesar del argumento anterior, se pensó que resultaría conveniente tener una caracterización más completa del comportamiento de nuestro prototipo, con el propósito de validar la exactitud del modelo obtenido con los datos medidos cada 5 cm o para obtener un modelo más completo, y por ende una mejor estimación. Por esta razón, se creó también una plantilla para realizar sondeos cada 2.5 cm, denominada “*CaracDist - plantilla (2.5 cm).xlsx*”, que nos permite capturar 510 mediciones que se pueden utilizar también para obtener nuestro modelo.

4.7.1. Modelo determinístico

El modelo determinístico se obtuvo utilizando la regresión por mínimos cuadrados. Para obtenerlo se organizaron las mediciones obtenidas del proceso de adquisición descrito previamente. La organización de estos datos se hizo en otra plantilla de Microsoft Excel denominada “*DistADC_MSP430 - plantilla (5cm).xlsx*”, para el caso en que se hayan realizado mediciones cada 5 cm, o “*DistADC_MSP430 - plantilla (2.5 cm).xlsx*”, para el caso de mediciones cada 2.5 cm. En esta plantilla se tienen las coordenadas (referidas a nuestro ambiente pruebas) de cada una de las lámparas, las coordenadas de los puntos donde se realizó cada medición y la distancia de cada uno de estos puntos a cada lámpara.

Cada una de las trayectorias medidas está organizada en una hoja de cálculo de la plantilla, y en cada hoja se tienen preparadas gráficas para representar el comportamiento de la potencia recibida de cada de las lámparas de acuerdo a la distancia a la que se está de cada luminaria. Estas gráficas nos permiten conocer la tendencia que sigue la amplitud de las señales recibidas al variar la distancia a la que se está de cada lámpara. Finalmente, mediante las

opciones de las gráficas de Excel podemos agregar líneas de tendencia para ver qué ecuación describe de mejor forma el comportamiento de la luz de acuerdo a la distancia. En todos los casos se pudo comprobar que una regresión cuadrática es la que mejor encajaba con el resultado de nuestras mediciones.

Con base en el párrafo anterior podemos deducir que una regresión cuadrática de mínimos cuadrados, como la de la ecuación (3.75), es la que rige nuestro modelo determinístico, y con esta información procedimos a calcular las constantes que rigen la ecuación cuadrática en cada una de las trayectorias, utilizando las funciones de Excel. Para nuestra sorpresa, en cada una de las trayectorias se obtuvieron constantes diferentes, aunque se estuviera modelando la señal de las mismas lámparas; es decir, que no se obtuvo el mismo modelo para L1 con las medidas de la trayectoria L1-L2 que con las medidas de la trayectoria L2-L1. Además, se notó que el modelo que describe el comportamiento de la potencia lumínica recibida de la lámpara 2 difería mucho de los de las lámparas 1 y 3, existiendo ciertas similitudes en los modelos de estas dos últimas.

Aunque se presentaron estas situaciones, se pudo ver que las constantes arrojadas por los modelos de las diferentes trayectorias para una misma lámpara tienen cierto grado de correlación, manteniéndose las constantes con valores similares, por lo que se puede seleccionar cualquiera de los modelos y debe entregar, en cierto grado, una buena aproximación de la relación distancia vs. potencia. La situación relacionada con la lámpara 2 fue algo más difícil de obviar, pues la discrepancia de su ecuación con la ecuación que modela a las otras lámparas es notoria, y la única explicación que se tiene para este comportamiento es que haya un desbalance en la cantidad de luz emitida por esta lámpara con respecto a las otras, siendo esto causado posiblemente por un defecto de fábrica o por el desgaste natural que se presenta por el uso. Debido a este comportamiento, no se pudo trabajar con un modelo único para todas las lámparas, aunque era la idea original, y en su lugar se empleó una ecuación cuadrática particular para modelar el comportamiento de cada una de ellas.

Los modelos obtenidos relacionan la distancia a las lámparas y la potencia lumínica recibida de cada una de ellas, siendo la entrada la distancia y la salida la potencia. En la operación de nuestro prototipo tenemos como entrada la potencia lumínica recibida de cada lámpara y necesitamos obtener la distancia a la que se está de las lámparas (al menos tres) para realizar la trilateración, por lo que al modelo obtenido debemos calcularle su función inversa, utilizando la solución general de la ecuación cuadrática, y esta función inversa la dará una solución efectiva a la estimación de la distancia con base en la potencia recibida. Si recordamos que la función cuadrática tiene dos soluciones, podemos inferir que vamos a obtener dos funciones inversas y que ambas nos darán una solución. Al analizar estas dos soluciones comprendimos que una nos describe el comportamiento de la potencia al acercarnos a la lámpara, y la otra hace lo propio al alejarnos de la lámpara.

Por último, para automatizar el traspaso de los datos obtenidos del proceso de adquisición, que están registrados en el primer libro de Excel mencionado en esta sección ("*CaracDist - plantillaxlsx*"), al libro de Excel encargado de obtener los modelos de las lámparas, se creó una función en Matlab® llamada "*characterization.m*" que se encarga de copiar cada uno de los datos en su lugar correspondiente dentro de una copia de la plantilla "*DistADC_MSP430 - plantillaxlsx*", y este libro de Excel tiene todos los ajustes y las fórmulas necesarias para mostrar gráficamente el comportamiento de los datos y para calcular las

constantes de la ecuación cuadrática que modela cada trayectoria, esto se hace inmediatamente los datos de las mediciones son copiados, sin requerir intervención del usuario.

Los modelos obtenidos de forma determinística presentan un gran nivel de incertidumbre por el hecho de tener que seleccionar un modelo para cada lámpara, entre los arrojados por cada trayectoria. La selección de los modelos se puede hacer calculando en cada trayectoria los máximos errores absolutos entre la estimación de la distancia a las lámparas (arrojada por el modelo) y su valor real, y considerando como mejor modelo el que presente un menor valor de este error máximo. Aunque de esta forma se busca seleccionar al mejor modelo, es inevitable que la estimación de la distancia a las lámparas lograda por los modelos determinísticos presente valores de error altos y una alta variabilidad, comparados con nuestro valor esperado de precisión, que es del orden de los centímetros.

4.7.2. Modelo computacional

Las limitaciones de precisión inherentes a los modelos determinísticos nos llevaron a pensar en otra solución, como lo fue la implementación de una red neuronal para estimar la distancia a las lámparas, de esta forma, se tendría un modelo computacional que compense los inconvenientes presentados por los modelos determinísticos. La topología de red neuronal utilizada fue una red neuronal feedforward, con una entrada (potencia) y una salida (distancia), con dos capas ocultas y con una propagación hacia atrás con regularización bayesiana como función de entrenamiento. La topología de la red utilizada se muestra en la figura 4.97, donde se puede ver claramente que tiene una entrada, una salida, dos capas ocultas y etapa de linealización a la salida.

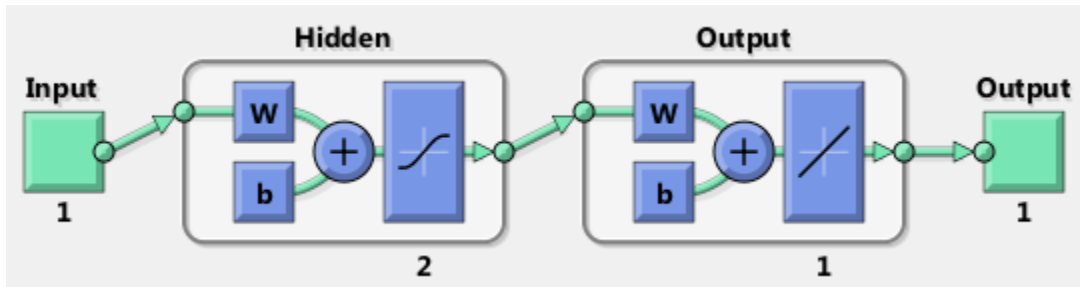


Figura 4.97. Topología de la red neuronal utilizada para modelar de forma particular cada lámpara.

Debido a la gran diferencia que presentó el comportamiento de la potencia luminica de la lámpara 2, respecto a las otras dos lámparas, se decidió entrenar una red neuronal particular para cada una de las luminarias, de esta forma se tiene un modelo computacional para cada lámpara. Se utilizaron los datos obtenidos de los sondeos para entrenar y validar a la red, organizándolos de tal forma que se tomara de forma aleatoria el 80% de los datos para entrenamiento y el 20% restante para validación.

El proceso de creación y entrenamiento de las redes neuronales es llevado a cabo por una función creada en Matlab® con nombre “ANN_all_part.m”, que se apoya en el libro de Excel “DistADC_MSP430xlsx” para obtener el conjunto de datos y para registrar, en una hoja de cálculo de este archivo llamada ANN_all_part, los datos seleccionados para entrenamiento y validación, y utiliza las funciones incorporadas de Matlab® feedforwardnet y train, para crear las redes neuronales y entrenarlas, respectivamente.

Finalmente, se analizaron a detalle las gráficas del comportamiento de la potencia lumínica de las lámparas al variar la distancia, y se advirtió que la forma general de todas las gráficas era similar, siendo el factor determinante para diferenciar a una u otra, el máximo valor de potencia recibido de cada lámpara cuando se está justo debajo de ella. Con el propósito de obtener un modelo que pueda ser utilizado de forma general para todas las lámparas se creó una red neuronal prealimentada con dos entradas y una salida. Las dos entradas corresponden a la potencia de la señal recibida de una lámpara y a un valor de ajuste equivalente al máximo valor de potencia recibido de dicha lámpara en cada trayectoria de medición. Este valor de ajuste se pretende mantener fijo durante el funcionamiento de la red neuronal entrenada. Durante el entrenamiento el valor de ajuste corresponde a la máxima potencia recibida de cada lámpara en cada trayectoria, que corresponde a la potencia lumínica recibida de una lámpara cuando el receptor se encuentra justo debajo de ella, y en los casos en los que la trayectoria de medición no pasa por este punto de alguna de las lámparas, el valor de ajuste utilizado es el promedio de las máximas potencias de la lámpara correspondiente en todas las trayectorias. En el proceso de operación de la red neuronal, este valor de ajuste es fijado para cada lámpara en el código fuente, y corresponde al promedio de las máximas potencias recibidas de cada lámpara en todas las trayectorias medidas durante la caracterización del sistema.

La idea de utilizar esta entrada adicional es estimular a la red neuronal con ella, de tal forma que, de acuerdo al valor de este parámetro de ajuste, modifique su funcionamiento para parecerse más al comportamiento de la lámpara correspondiente, y de esta forma se tenga un modelo general de las lámparas, que entregue un valor de distancia a las lámparas de acuerdo a la potencia recibida y a un parámetro que implícitamente indica a qué lámpara corresponde. La topología de esta nueva red neuronal se muestra en la figura 4.98, y se puede observar que la única diferencia con respecto a la topología a la red neuronal anterior es el aumento de una entrada.

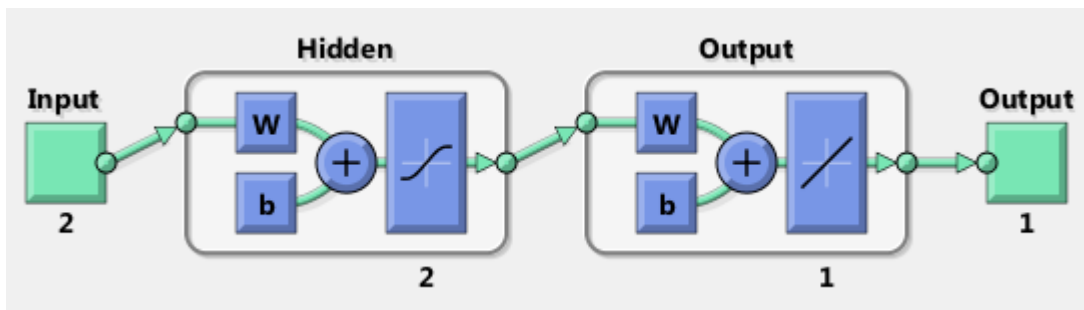


Figura 4.98. Topología de la red neuronal utilizada para modelar de forma general a las lámparas.

El proceso de entrenamiento y validación de esta nueva red neuronal utilizó todos los datos obtenidos de todas las lámparas en todas las trayectorias como un solo arreglo de dos entradas, a diferencia de la red anterior, donde se utilizaron sólo los datos de las diferentes mediciones correspondientes a cada lámpara para entrenar una red neuronal particular para cada una de ellas. Con base a lo anterior se puede entender que el número de datos que se tienen en total para entrenar y validar esta red sean 638, de los que cuales se utilizaron aleatoriamente el 80% para entrenamiento y 20% para validación.

Capítulo 5

Resultados y conclusiones

5.1. Sistema final

Con el trabajo realizado se obtuvo el diseño de un sistema de posicionamiento de ambientes interiores bidimensional utilizando una red de iluminación basada en tecnología led para localizar objetos dentro de él. Además, se validó el funcionamiento de este diseño mediante la implementación de un prototipo que demuestra el funcionamiento de la unidad fundamental que da vida al sistema diseñado y que actualiza de forma continua la posición del objeto.

El sistema diseñado basa su funcionamiento en la técnica de localización conocida como trilateración, se usó específicamente su aplicación en dos dimensiones, y el método de medición de las señales utilizado es la RSS. El sistema requiere de al menos tres lámparas led transmitiendo para localizar objetos dentro de él, el arreglo de estas tres lámparas fue denominado triángulo de localización. Cada lámpara del sistema envía un código de identificación único mediante señales de luz moduladas digitalmente en amplitud y el envío de estas señales es multiplexado en tiempo para garantizar la integridad de los datos que llegan al receptor.

El receptor del sistema se encarga de capturar las señales lumínicas provenientes de las lámparas y de interpretar los códigos de cada una de las lámparas, al tiempo que mide la potencia con la que es captada la señal de cada una de las lámparas. Con el identificador de cada lámpara el receptor conoce la ubicación de esta, y con la potencia con la que se capta cada señal, el receptor estima la distancia a la que se está de cada lámpara. Con los datos descritos anteriormente de al menos tres lámparas, se realiza la trilateración del lado del receptor.

Una idea que motivó a la realización de este diseño fue la creación de un sistema que tenga doble funcionalidad: que localice objetos y al tiempo ilumine el lugar donde se despliegue. Se garantizó que las lámparas emitieran sus datos a una velocidad tal que el ojo no lo pueda percibir y se estableció esta velocidad específicamente entre 10 kHz y 20 kHz. Los dos valores anteriores surgen de utilizar la codificación Manchester, esta codificación garantiza que la luz de las lámparas siempre parpadee a altas velocidades en el momento en el que envían datos, aun cuando se envíen datos digitales con gran cantidad de ceros lógicos. Aunado a garantizar la integridad de los datos, la multiplexación en tiempo de las lámparas es utilizada para mantener las lámparas encendidas de forma continua cuando no se encuentran transmitiendo datos, asegurando que la capacidad de iluminación de estas no se afecte de forma notoria por los datos del IPS. Con la alta velocidad de transmisión, la implementación de la codificación Manchester y la multiplexación por tiempo de las lámparas, se garantiza el cumplimiento del objetivo planteado al inicio de este párrafo.

El despliegue de nuestro diseño en una edificación se considera efectivo en costo, pues se ideó para que la infraestructura de iluminación del lugar pueda ser reutilizada. Como prueba de esto, el prototipo que se implementó utilizó la infraestructura del cielorraso de la universidad con las lámparas led incrustadas en láminas de ese techo. El procedimiento anterior se puede reproducir en cualquier otro lugar con techo falso, e incluso sin techo falso se pueden instalar lámparas led suspendidas del techo, como se haría normalmente con un sistema de iluminación convencional. Cabe señalar que, a pesar de que el prototipo desarrollado utilizó lámparas led de luz descendente empotradas, no es regla que se deban utilizar este tipo de lámparas, y cualquier luminaria tipo led puede dar una solución efectiva a nuestro sistema. Por otro lado, el costo de despliegue relacionado con la configuración del sistema puede ser considerable, debido a las horas/hombre que requiere conectar todas las lámparas a los circuitos de control y, a lo tedioso y tardío que puede resultar la caracterización del ambiente donde operará el sistema. A pesar de esto último, el costo total de despliegue del sistema se considera efectivo debido a la gran ventaja que representa la reutilización de la infraestructura de iluminación del lugar. Para tener una idea del costo de despliegue del sistema en la tabla 5.1 se muestra el desglose de los precios que tendría la creación de un prototipo de nuestra célula básica del sistema de 7 lámparas, que tendría un costo total de alrededor de \$250 USD.

<i>Cnt.</i>	<i>Descripción</i>	<i>Precio unitario (USD)</i>	<i>Precio total (USD)</i>
Tarjetas de desarrollo			
2	MSP-EXP430G2	\$9.99	\$19.98
Lámparas			
7	Lámparas led Slim de plafón 12 W color blanco frío	\$13.00	\$91.00
Componentes electrónicos			
7	TIP31C –NPN transistor de alta potencia- FAIRCHILD	\$0.60	\$4.20
1	OPA2350 – Op-amp CMOS de alta velocidad– Texas Instruments	\$4.56	\$20.00
1	AD8001ANZ – IC, Opamp Video/audio – Analog Devices	\$7.5	\$7.50
1	AD8676 – IC, opamp, dual rail to rail, Ultraprecisión	\$4.53	\$4.53
1	S4349 – Fotodiodo divivo en cuadrantes- Hamamatsu	\$35.00	\$35.00
	Capacitores, resistencias, inductores, cables y conectores	\$20.00	\$20.00
	Tarjetas de circuitos impreso	\$15.00	\$15.00
	Costo total de materiales		\$106.23
Costos de implementación			
	Manejo de obra en elaboración de prototipo (1 hr/hombre)		\$3.00
	Montaje y despliegue de sistema (8 hrs/hombre)		\$24.00
	Costo total de implementación		\$27.00
	Costo total del sistema		\$244.21

Tabla 5.1. Costo de despliegue de un prototipo de la célula básica.

En cuanto a los costos de mantenimiento y de operación del sistema podemos afirmar que son mínimos, esto lo hacemos teniendo en cuenta que el mayor mantenimiento que requeriría nuestro diseño está del lado de los transmisores. Los transmisores de nuestro sistema son lámparas led, y en la mayoría de las edificaciones el mantenimiento requerido por un sistema de iluminación depende de la vida útil de las luminarias, que en la tecnología led está alrededor de las 50,000 horas, lo cual nos permite afirmar que el transmisor requiere un mantenimiento mínimo. En el lado del receptor, se puede realizar una calibración periódica del sistema para garantizar su funcionamiento durante largo períodos del tiempo, lo cual tampoco impone

demasiados costos de mantenimiento. Por último, el empleo de iluminación led y la forma en la que se implementaron los algoritmos en las tarjetas de transmisión y de recepción, hace que los costos de operación sean supremamente bajos, debido al bajo consumo de potencia de todos los elementos del sistema y a que la potencia consumida por las lámparas tiene una doble finalidad.

La robustez es la capacidad del sistema para operar de forma correcta bajo diferentes condiciones. Sobre esta propiedad en nuestro sistema, podemos decir que se detectó un escenario adverso al operar en conjunto con una iluminación basada en lámparas fluorescentes. Aunque inicialmente se pensó que el sistema podía funcionar de forma cooperativa con un sistema de iluminación fluorescente preexistente, resultados obtenidos con nuestro prototipo mostraron que las luminarias fluorescentes afectan el funcionamiento de nuestro diseño, a tal punto que impiden que los datos de los transmisores puedan ser interpretados correctamente por el receptor. Por lo anterior se puede inferir que en lugares donde ya exista una iluminación de tipo fluorescente, sería necesario reemplazar estas luminarias por luminarias tipo led para desplegar nuestro sistema. Por otro lado, al analizar el comportamiento del prototipo durante largos periodos de operación se detectó que los cambios fuertes de iluminación ambiental (día, noche, día nublado, día soleado) afectan su desempeño, haciendo que varíe la exactitud de la posición arrojada por el sistema, lo anterior hace que el sistema pierda robustez. Finalmente, otro parámetro que se utiliza para analizar la robustez de un sistema de posicionamiento es la cantidad de objetos que este puede localizar al mismo tiempo. En el prototipo implementado solo se puede localizar un objeto, debido a la limitación del canal utilizado para transmitir los datos de las lámparas obtenidos en el receptor a la computadora que calcula y muestra la posición del objeto. Sin embargo, el diseño del sistema está pensado para que el cálculo de la posición sea un trabajo ejecutado netamente en el receptor, por lo que, si se puede hacer que el receptor calcule completamente su posición, no existe un límite teórico sobre el número de objetos que puede localizar nuestro sistema. Por todo lo anterior, se puede afirmar que el sistema es medianamente robusto, con problemas para funcionar en conjunto con iluminación fluorescente, con afectaciones por los cambios lumínicos del ambiente y teóricamente sin limitaciones en cuanto al número de receptores que pueden ser localizados.

La escalabilidad de nuestro sistema se garantiza mediante la utilización de réplicas de una unidad básica de 7 lámparas, cada una de estas unidades puede abarcar un área de 4.98 m² en nuestro ambiente de pruebas. También se pueden utilizar unidades especiales que contengan menos lámparas y permitan cubrir menores áreas cuando sea requerido, teniendo como única limitante que el sistema total contenga por lo menos 3 lámparas, para formar el triángulo de localización, que cubren un área de 0.83 m² en nuestro ambiente de pruebas. El sistema está diseñado para cubrir un área máxima teórica de 172 m² utilizando 250 lámparas, siempre y cuando las lámparas se distribuyan de la forma propuesta en la sección 4.1.3. Si la distribución de las lámparas y el tipo de lámparas utilizado cambian, el área de cobertura del sistema puede aumentar o disminuir de acuerdo a lo planteado en la sección 4.1.3 de este documento. Además de lo anterior, es posible aumentar el área de cobertura al aumentar el número de lámparas que se pueden utilizar, y esto se haría aumentando el número de bits utilizados para direccionar los códigos de las lámparas, lo cual conllevaría a cambios mayores en los algoritmos de transmisión y de recepción.

La mayor complejidad del sistema radica en tres procesos: la decodificación de los datos, la estimación de la distancia a la que se está de las lámparas y el cálculo de la posición mediante la trilateración. La decodificación de los datos resultó ser el más sencillo de estos procesos, esto

fue debido a las técnicas seleccionadas para transmitir los datos. La estimación de la distancia a pesar de no ser el proceso más complejo resulta crucial para el desempeño de nuestro sistema. Por último, el cálculo de la posición es el proceso con mayor costo computacional debido a la gran cantidad de operaciones matemáticas que se deben ejecutar para localizar el objeto. En el prototipo implementado los dos últimos procesos anteriores fueron ejecutados por una computadora personal, debido al costo computacional que pueden demandar y al tiempo de desarrollo que se requeriría para efectuar estos procedimientos en un microcontrolador, sin embargo, se piensa que es muy factible que todos estos procesos puedan ser llevados en su totalidad por el microcontrolador del receptor, que es el MSP430G2553 de Texas Instruments. Resumiendo lo anterior podemos afirmar que la complejidad de nuestro sistema es baja, y se puede tener un IPS que actualice en tiempo real la posición de los objetos localizados.

El sistema se diseñó para que fuera seguro y privado. La seguridad radica en que señales utilizadas para localizar los objetos no sea puedan captar fácilmente por cualquier dispositivo que no haga parte del sistema y la privacidad radica en que una vez se conozca la posición de un objeto, esta no se puede conocer fácilmente por otros objetos que se estén localizando o por dispositivos que no hagan parte del sistema.

La seguridad del sistema está sustentada en la naturaleza lumínica de las señales que se utilizaron y en la limitada área de influencia que tienen los transmisores de estas señales (las lámparas), además el sensor necesario para detectar los datos de localización no es fácil de conseguir, y es poco probable que se encuentre en un dispositivo de consumo masivo. Por lo anterior podemos afirmar que nuestro sistema es más seguro que aquellos basados en tecnología ampliamente difundidas como Wi-Fi®, RFID, IR, etc.

En el prototipo desarrollado se pone en tela de juicio la privacidad del sistema, debido a que los datos de localización de nuestro receptor son enviados por un protocolo muy popular y sencillo, como lo es la comunicación serial, y este canal de comunicación puede ser intervenido para obtener estos datos. Sin embargo, aunque un agente externo conozca los datos de localización entregados por el receptor, debe conocer la ubicación correspondiente a cada lámpara para poder realizar la trilateración de forma correcta, lo cual le pone un poco más de complejidad al trabajo realizado por el espía. A pesar de lo anterior, el sistema está realmente diseñado para que cada receptor pueda calcular su posición por sí solo y sólo él la conozca; solo que por simplicidad en el desarrollo del prototipo se dejaron los cálculos pesados a una computadora personal y se tuvo que enviar los datos de localización por un protocolo de comunicación común, como lo es el serial. Por lo tanto, podemos afirmar que el sistema diseñado es completamente privado y que el prototipo implementado tiene un menor grado de privacidad, debido al envío de datos que se realiza del receptor a la computadora que calcula la posición y la visualiza.

El sistema diseñado es reproducible y la altura fija a la que se deben mover los objetos a localizar es configurable, esto se comprobó al trasladar nuestro prototipo de un laboratorio a otro de la universidad, cambiando la altura en la que se mueve el receptor de 1 metro a 20 cm sobre el suelo. Para lograr lo anterior lo único que se debe hacer es caracterizar nuevamente el comportamiento de las lámparas en el nuevo lugar, y esto se logra hacer rápidamente con las funciones de Matlab y las plantillas de Excel descritas en la sección 4.7.

Por último, los parámetros más importantes de un IPS son su exactitud y su precisión, los cuales definen el desempeño del sistema, estos parámetros son tan importantes que se les

explicará en la siguiente sección, donde además se mostrarán los resultados obtenidos por los diferentes modelos implementados para estimar la distancia a las luminarias a partir de la potencia de las señales recibidas.

5.2. Resultados del modelo de estimación de distancia

La trilateración bidimensional es un método para localizar objetos a partir de la distancia a la que se está de tres transmisores. Este método localiza con exactitud un objeto, siempre y cuando, se conozca con exactitud la ubicación de los transmisores y, a su vez, se suministren las distancias correctas del objeto a los transmisores. En nuestro sistema se tiene la ubicación precisa de las lámparas, que son nuestros transmisores; por lo que la principal fuente de error que afecta la precisión y la exactitud de las localizaciones arrojadas por nuestro sistema radica en qué tan correctas son las distancias que entregamos a nuestro algoritmo de trilateración.

El sistema diseñado no obtiene la distancia entre el receptor y cada uno de los transmisores de forma directa, sino que este parámetro es estimado a partir de la potencia de la señal de la recibida de las lámparas. Existen otros métodos para obtener estas distancias, como lo son TOA, TDOA o AOA, los cuales se mencionaron en la sección 2.2.2; sin embargo, la RSS fue seleccionada por la naturaleza de las señales que utilizamos y lo fácil que es obtener este parámetro de forma directa con un fotorreceptor.

A pesar de lo fácil que resulta obtener la potencia de las señales recibidas con un fotorreceptor, la estimación de la distancia a las lámparas a partir de este parámetro resultó de un proceso bastante complejo. Para esto, se tuvo que caracterizar el ambiente de pruebas de nuestro prototipo, tomando mediciones de potencia lumínica en diferentes puntos para analizar el comportamiento de la potencia recibida de las diferentes lámparas con la distancia. Con las mediciones señaladas se procedió a obtener una forma de estimar la distancia a partir de la RSS, para esto se plantearon dos formas lograr este objetivo, creando un modelo determinístico y un modelo computacional.

5.2.1. Modelo determinístico

Este modelo se obtuvo mediante una regresión cuadrática por mínimos cuadrados, para obtenerlo se graficó el comportamiento de la potencia lumínica en cada una de las trayectorias donde se tomaron mediciones y se observó que una curva cuadrática era la que mejor encajaba con la tendencia de las mediciones.

En las gráficas 5.1, 5.2 y 5.3 se muestran las curvas obtenidas de estas mediciones y la línea de tendencia que mejor encaja con estas, de alguna de las trayectorias medidas para las lámparas 1, 2 y 3 respectivamente. Cada una de las trayectorias donde se tomaron mediciones arroja una curva similar a la de las figuras 5.1, 5.2 y 5.3 para las lámparas 1, 2 y 3 respectivamente, y de cada curva se puede obtener una ecuación cuadrática. Estas curvas representan la variación de la potencia lumínica con respecto a la distancia, por lo que para obtener la relación que deseamos (potencia vs. distancia) se utilizó la función inversa de las cuadráticas obtenidas.

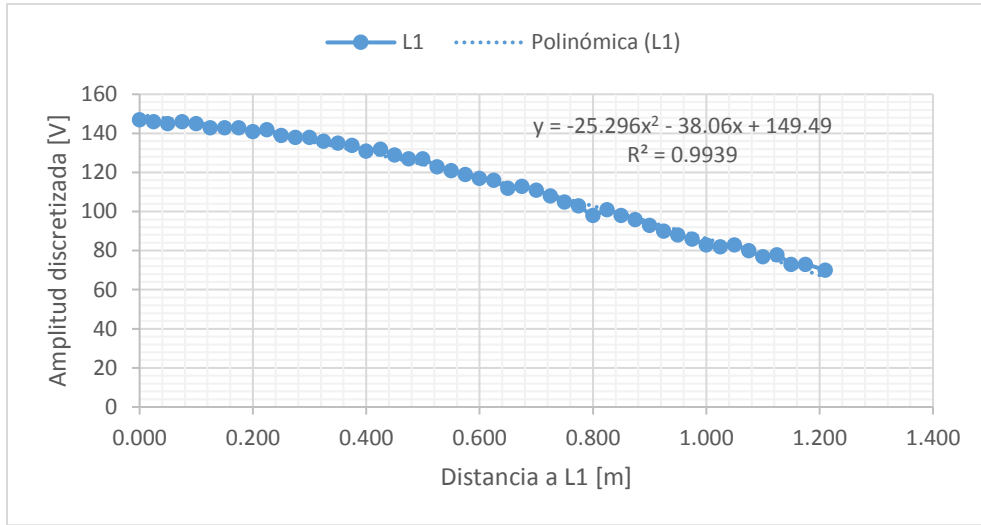


Figura 5.1. Comportamiento de la potencia lumínica vs. la distancia para la lámpara 1.

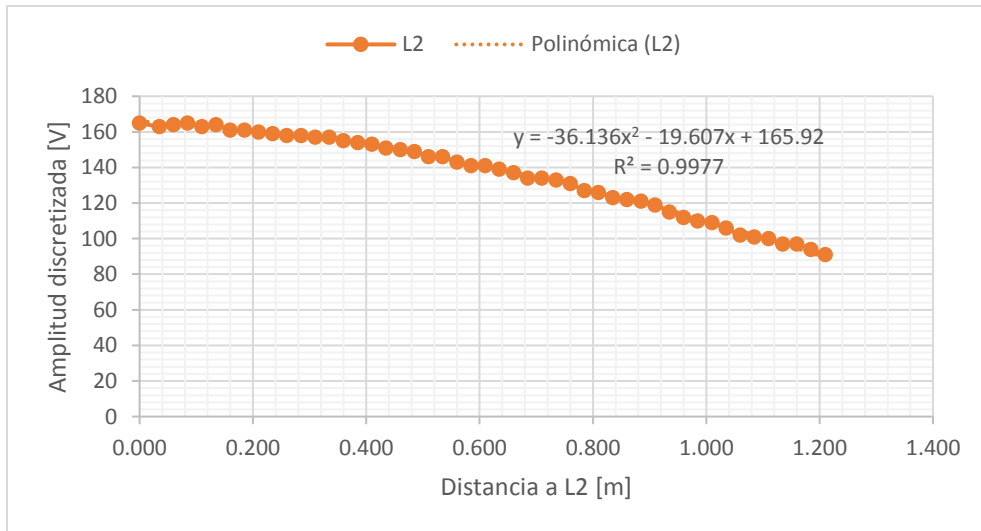


Figura 5.2. Comportamiento de la potencia lumínica vs. la distancia para la lámpara 2

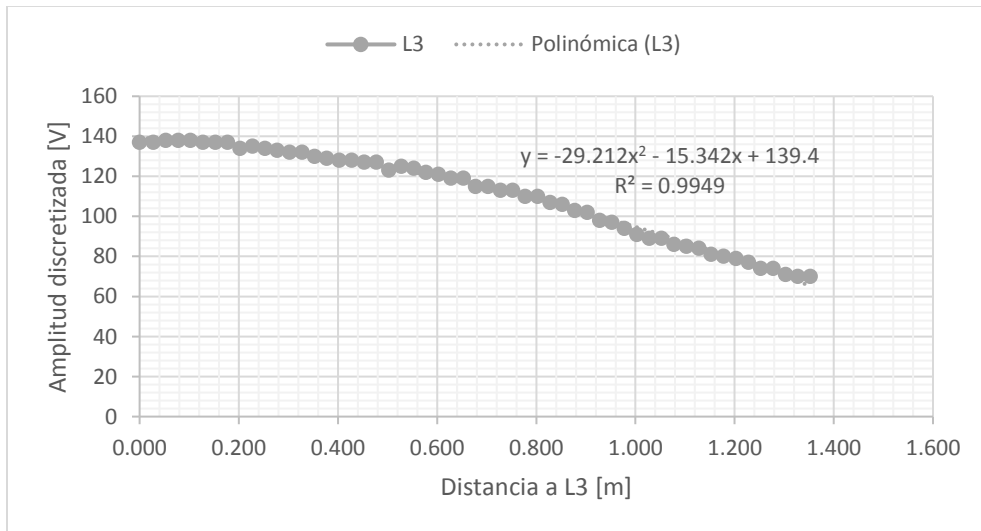


Figura 5.3. Comportamiento de la potencia lumínica vs. la distancia para la lámpara 3

Para cada una de las lámparas se selecciona la ecuación que mejor modele el comportamiento de la distancia con respecto a la potencia lumínica recibida, bajo el criterio del menor error promedio entre la distancia real y la distancia estimada con cada ecuación. Se obtuvo una ecuación particular para cada lámpara debido a los comportamientos particulares que presenta la potencia de cada una de ellas al variar la distancia, como se observa en las figuras 5.1, 5.2 y 5.3, donde cada lámpara tiene una curva particular.

5.2.2. Modelo computacional

Basados en los resultados obtenidos al calcular los modelos determinísticos, se decidió entrenar una red neuronal feedforward que obtenga la estimación de la distancia a la que están las lámparas de acuerdo a la potencia recibida. Se entrenó una red particular con una entrada y una salida para cada lámpara debido a las observaciones hechas en el modelo determinístico, donde cada lámpara tiene un comportamiento particular. La entrada de la red neuronal corresponde con la potencia recibida de la lámpara y la salida es la distancia del receptor a la luminaria.

Tener un modelo particular para cada lámpara puede resultar en un inconveniente cuando se desee desplegar el sistema, porque habría que realizar una caracterización para cada lámpara con el fin de obtener la ecuación cuadrática o la red neuronal que la modela. Por ende, si se despliegan 250 lámparas habría que realizar 250 caracterizaciones que tomarían mucho tiempo y esfuerzo. Para solucionar esta problemática se analizaron los datos de los modelos obtenidos, y se observó que el parámetro que más influye para diferenciar el comportamiento de una lámpara a otra, es el valor de potencia que se recibe cuando se está justo debajo de ella. Por lo tanto, se podría saber qué comportamiento va a tener la luminaria tan solo midiendo la potencia recibida en el punto mencionado.

Con las evidencias anteriores, se tuvo la idea de entrenar una red neuronal, con dos entradas y una salida, que permita modelar de forma general cualquier lámpara. Los dos datos de entrada corresponden a la potencia recibida de la lámpara en el punto donde se encuentra el receptor y a la potencia recibida justo debajo de la lámpara, y el dato de salida corresponde a la distancia que hay entre del receptor a la lámpara.

5.2.3. Comparación de los modelos

Con el fin de analizar los resultados obtenidos con cada modelo descrito y realizar una comparación entre ellos, se calculó el error cuadrático medio y la desviación estándar de cada uno y se tabularon en la tabla 5.2.

	<i>MSE</i>			<i>RMSE</i>		
	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L2</i>
Cuadráticas	0.01312	0.00862	0.00948	0.11455	0.09286	0.09735
Redes neuronales particulares	0.00199	0.00401	0.00206	0.04456	0.06330	0.04540
Red neuronal general	0.00288	0.00452	0.00295	0.05371	0.06725	0.05435

Tabla 5.2. Errores cuadráticos medios y desviaciones estándar obtenidas con los diferentes modelos de estimación de la distancia propuesto.

Los datos anteriores se calcularon teniendo en cuenta todas las mediciones que se hicieron en una de las caracterizaciones realizadas al sistema tomando mediciones cada 2.5 cm en nuestro ambiente de pruebas, lo cual nos entrega 510 mediciones. Se realizaron varias caracterizaciones y se encontró que, en general, los resultados arrojados por los modelos en cada una de las caracterizaciones presentaban valores similares.

El MSE (siglas en inglés de Mean Squared Error: “error cuadrático medio”) es una medida típica de la calidad de un estimador, sus valores siempre son positivos y si son cercanos a cero es mejor el estimador. El MSE mide el promedio de los cuadrados de los errores, lo cual es el promedio de la diferencia al cuadrado entre los valores estimados y los valores que se están estimando, por lo que las unidades del MSE corresponden al cuadrado de las mediciones. Analizando los valores del MSE de los diferentes modelos de estimación utilizados, podemos ver que los mejores estimadores son las redes neuronales particulares, seguidos por la red neuronal general y por último estarían los modelos cuadráticos.

El RMSE (es el acrónimo en inglés de Root Mean Square Error: “error de la raíz cuadrada media”) es una medida frecuentemente utilizada de la diferencia entre los valores estimados y los valores observados. El RMSE es la raíz cuadrada del MSE y sus unidades son las mismas que las de las mediciones. Este parámetro representa la desviación estándar de la diferencia entre los valores estimados y los valores reales, por lo tanto, el RMSE es una medida de la **exactitud** de los modelos. Analizando los datos de la tabla 5.2, podemos ver que la incertidumbre de las distancias arrojadas por los modelos determinísticos es de alrededor de ± 10 cm, la de las redes neuronales particulares es de alrededor ± 3 cm y la de la red neuronal general es de alrededor de ± 4 cm. El razonamiento anterior nos permite concluir que las redes neuronales particulares harán que el sistema tenga un mejor desempeño, seguidas de la red neuronal general y por último estarán los modelos basados en la ecuación cuadrática.

Teniendo en cuenta que los resultados arrojados por los modelos de estimación utilizados son las distancias a las que está el receptor de las lámparas, es claro que la incertidumbre de estas distancias no corresponde a la incertidumbre de nuestro sistema. Nuestro sistema utiliza las distancias arrojados por los estimadores para conocer la ubicación, por lo que el error de localización que presente nuestro sistema está relacionado con la incertidumbre de las distancias, pero no de forma directa. Para conocer el error en la localización que arroja nuestro sistema con los diferentes modelos, se realizó la trilateración con las distancias estimadas y con las distancias medidas, con los mismos datos que los utilizados para obtener los valores de la tabla 5.2, y se procedió a comparar las posiciones obtenidas con cada una.

	<i>Error promedio</i>	<i>Desviación estándar</i>
Cuadráticas	0.04030	0.02152
Redes neuronales particulares	0.03228	0.02188
Red neuronal general	0.03974	0.02294

Tabla 5.3. Error promedio y desviación estándar de los errores, de la localización arrojada por cada modelo.

En la tabla 5.3 se muestran los errores promedio de la localización obtenida con las distancias arrojadas por cada uno de los modelos. Los errores promedio nos dan una medida de la **exactitud** de nuestro sistema, que según los datos de la tabla 5.3 es de alrededor de ± 4 cm en los modelos de regresión cuadrática y utilizando la red neuronal general, y de alrededor de ± 3 cm utilizando redes neuronales particulares para las lámparas. Además de los errores promedio, en la tabla 5.3 se muestra la desviación estándar de estos errores, lo cual es un indicador del

grado de dispersión de los valores alrededor de la media, por lo tanto, la desviación estándar nos da una medida de la **precisión** de nuestro sistema, y en la tabla 5.3 podemos ver que es de alrededor de ± 2.5 cm en todos los modelos obtenidos.

Debido a las ventajas prácticas de utilizar una red general para todas las lámparas y, a que los valores de exactitud y precisión obtenidos por este modelo fueron muy cercanos a los arrojados por el mejor modelo (redes neuronales particulares), se decidió que el modelo definitivo con el que trabajará nuestro sistema es el de una red general para todas las lámparas, que nos entrega una exactitud en la locación de alrededor ± 4 cm y una precisión de las medidas de ± 2.5 cm. Es evidente que la exactitud y precisión obtenidas con nuestro sistema son mucho mejores que las ofrecidas por el GPS, que está entre 1 m y 5 m, por lo que con estos resultados se cumple uno de los objetivos de este trabajo.

La exactitud de ± 4 cm y la precisión de ± 2.5 cm se consiguió en un ambiente de pruebas controlado, donde las lámparas están a 2.8 m del suelo y el receptor se mueve en un plano que está a 1 m sobre el suelo, es decir que la distancia de separación del plano de las lámparas y del plano donde se mueve el receptor es de 1.8 m. Además de esto, los niveles de luz en el ambiente de pruebas están controlados. Lo anterior se mencionó porque entre las diferentes pruebas realizadas hay algunas con variaciones en los niveles de luz ambiental y también se hicieron algunas con el receptor moviéndose en un plano a 20 cm del suelo, es decir, con una distancia de separación de 2.6 m entre el plano de las lámparas y el plano de movilidad del receptor. En algunas pruebas se observó que los cambios fuertes de iluminación (día, noche, día nublado, día soleado) afectan el desempeño del sistema, alterando la potencia lumínica percibida cuando se está debajo de cada lámpara y, por ende, alteran la calidad de las estimaciones realizadas por los modelos. Por otro lado, es evidente que para que el prototipo funcione con el receptor a una altura fija diferente (de 20 cm en lugar de 1 m) se debe recalibrar todo el ambiente de pruebas, puesto que la curva de la atenuación de la luz con la distancia va a ser diferente. Luego de realizar el proceso de recalibración se notó que con el receptor moviéndose en un plano que está a 20 cm del suelo, la exactitud de nuestro prototipo empeoró, llegando a tener valores de incertidumbre de entre ± 10 cm y ± 15 cm.

5.3. Comparación con IPS existentes

En esta sección se comparará nuestro sistema con sistemas de posicionamiento de interiores que utilizan tecnologías diferentes a la empleada en nuestro diseño, y luego se hará una comparación con IPS comerciales que utilizan luz visible.

5.3.1. IPS de diferentes tecnologías

En la sección 2.2 de este documento se mencionaron algunas de las tecnologías utilizadas en el estado del arte para desarrollar sistemas de posicionamiento de ambientes interiores. En las tablas 5.4 y 5.5 se listan algunos IPS comerciales y prototipos desarrollados, con el fin de comparar algunas de las características de estos sistemas con el sistema diseñado en este trabajo. El valor de cobertura de nuestro sistema se calculó asumiendo que los 172 m² que puede abarcar nuestro sistema se están distribuyendo en una superficie circular, y el valor mostrado corresponde al radio de esa superficie.

<i>Sistema</i>	<i>Señal</i>	<i>Exactitud</i>	<i>Cobertura</i>	<i>Tasa de refresco</i>	<i>Principio</i>
Active badge	Infrarrojo (IR)	7 cm	5 m	0.1 Hz	TOA, trilateración
Active bat	Ultrasonido	9 cm	50 m	75 Hz	TOA, trilateración
Cricket	Ultrasonido	2 cm	10 m	1 Hz	TOA, trilateración
Dolphin	Ultrasonido	2 cm	Nivel de habitación	20 Hz	TOA, trilateración
Microsoft RADAR	RF (WLAN)	3 m	Nivel de habitación	4 Hz	RSS, triangulación
Ubisense	RF (UWB)	10 cm	15 m	1 Hz	TOA, trilateración
LANDMARC	RFID activo	1-2 m	50 m	70 Hz	RSS, triangulación
COMPASS	RF (WLAN)	1.65 m	15 m	-	RSS, triangulación
WhereNet	RFID	2-3 m	20 m	0.5	TDOA, triangulación
Topaz	RF(Bluetooth) + IR	2-3 m	Nivel de habitación	0.03 Hz	RSS, huellas dactilares
Beep	Sonido	0.4 m	8 m/sensor	10 Hz	TOA, triangulación
Sistema diseñado	Luz visible	4 cm	7.5 m	80 Hz	RSS, trilateración

Tabla 5.4. Comparación de IPS existentes con nuestro diseño, en cuanto a tipo de señales utilizadas, exactitud, cobertura, tasa de refresco y principio usado en la localización.

<i>Sistema</i>	<i>Costo</i>	<i>2D/3D</i>	<i>Complejidad</i>	<i>Robustez</i>	<i>Segur./priv.</i>
Active badge	Moderado (sensores y tags baratos)	2D/3D	Baja	Requiere línea de vista, afectado por fuentes de luz	No
Active bat	Caro	2D/3D	Necesita muchos receptores fijados en el techo	Afectado por la reflexión y por obstáculos entre un tag y un receptor	No
Cricket	Barato	2D/3D	Baja	Buena	Sí
Dolphin	Moderado	2D/3D	Receptores se convierten en transmisores, todo debe estar sincronizado	Requiere línea de vista, afectado por reflexiones	No
Microsoft RADAR	Es una solución orientada a la investigación, no un producto	2D	Moderada	Buena	Sí
Ubisense	Entre moderado y alto. Un paquete con 5 tags y 4 sensores cuesta \$18,354 USD	2D/3D	Media	Pobre	No
LANDMARC	Moderado	3D	Media	Buena	No

COMPASS	Moderado	3D	El sistema reutiliza la infraestructura de WLAN	El sistema considera el efecto de bloqueo de los cuerpos humanos y usa brújulas digitales para mejorar el desempeño	No
WhereNet	Bajo	3D	Moderada	Se puede modificar la frecuencia a la que los tags envían las señales	No
Topaz	Alto	2D	Se necesitan instalar muchos APs de IR y servidores	Usa las tecnologías Bluetooth e IR al mismo tiempo para lograr una mayor robustez	No
Beep	Barato, los sensores no son caros	3D	No es complejo	Influenciado por fuentes de sonido que haya en el mismo sitio	Sí
Sistema diseñado	Barato, reutiliza infraestructura de iluminación del lugar. Un prototipo con 7 lámparas cuesta alrededor de \$250 USD	2D	Complejidad en la instalación, luego pasa a tener una baja complejidad	Requiere línea de vista, se ve influenciado por la iluminación del ambiente, deja de funcionar cuando opera con iluminación fluorescente alrededor, en teoría puede localizar infinitos objetos	Sí

Tabla 5.5. Comparación de IPS existentes con nuestro diseño, en cuanto a costo, dimensiones de localización, complejidad, robustez y el hecho de que sean seguros y privados.

Con las características listadas en las tablas 5.4 y 5.5, podemos ver que nuestro sistema es un digno competidor de los IPS de diferentes tecnologías desarrollados hasta el momento, y que tiene numerosas ventajas que lo hacen sobresalir frente a sus rivales. Sin embargo, se debe ser consciente de que el sistema tiene algunos detalles en cuanto a su robustez y capacidad en detectar en 3D, que pueden ser mejorados en trabajos futuros.

5.3.2. IPS basados en luz visible

En la investigación realizada en este trabajo, se encontró que existen algunos sistemas de posicionamiento de ambientes interiores comerciales que funcionan con señales de luz visible. Estos sistemas están apuntando mayormente a las tiendas de ventas al detalle, con el propósito de ofrecer una experiencia más personalizada a los usuarios de estos establecimientos. A continuación, se dará una breve descripción de estos sistemas.

Philips Indoor Positioning

Este fue el nombre que le dio el fabricante de luminarias Philips a su IPS basado en luz. La solución de posicionamiento en interiores de Philips garantiza una exactitud de 30 cm a nivel

del suelo. Este sistema envía un código único con cada lámpara, el cuál es leído por la cámara de un dispositivo móvil a través de una aplicación, con este código se conoce la ubicación, la cual es actualizada en la aplicación.

Además, este sistema se apoya en una red BTLE (siglas en inglés de BlueTooth Low Energy: “Bluetooth de baja energía”) para localizar (con menor precisión) cuando el dispositivo móvil se encuentra en el bolsillo o fuera de la línea de vista de las lámparas. No se conoce información precisa de la forma en que modulan la luz ni de cómo procesan las imágenes de la cámara. Este sistema ya se implementó en dos tiendas minoristas del mundo.

Lumicast (Qualcom), Bytelight (Acuity Brands) y GE Lighting Positioning

Lumicast es el sistema de posicionamiento de interiores basado en luz visible de Qualcom, y ofrece una exactitud del orden de los centímetros, sin especificar a qué altura. El sistema modula binariamente la luz en una forma tal que se afecte lo menos posible la eficiencia lumínica de las lámparas. Cada lámpara envía un código único como luz modulada, estos códigos son captados por el sensor CMOS en la cámara de un dispositivo móvil. El dispositivo móvil procesa los fotogramas captados por su cámara para descifrar los códigos capturados en estas imágenes, y saber de qué lámparas provienen, de esta forma conoce su ubicación y orientación, la cual se actualiza en una aplicación móvil especializada. Este sistema ha sido adoptado por fabricantes de lámparas led como Acuity Brands (Bytelight) y General Electrics (GE Lighting Positioning) para producir sus propios sistemas de posicionamiento.

El sistema Bytelight de Acuity Brands incorpora también un modo de localización cuando el dispositivo móvil se encuentra fuera de la línea de vista de las lámparas (en el bolsillo), basado en BTLE y que tiene una exactitud mucho menor, que es de alrededor de 2 m.

Es claro que los sistemas descritos tienen una ventaja frente a nuestro sistema, y esta radica en el hecho de utilizar un dispositivo de consumo masivo, como lo es el celular, como su receptor. Con esta forma de operación le están evitando al cliente (el propietario de la tienda) la necesidad de comprar dispositivos especializados para la recepción de los datos y para la visualización de la posición. Por lo tanto, los costos de despliegue de estos sistemas están representados solamente por la instalación y configuración de las lámparas transmisoras, y por el desarrollo de una aplicación móvil que permita a cualquier teléfono inteligente detectar las señales de las lámparas, calcular su posición y visualizarla en un mapa local. Adicionalmente, algunos de los sistemas anteriores tienen la ventaja adicional de permitir la localización aun cuando el receptor (teléfono inteligente) no se encuentra en la línea de vista de las lámparas, y esto lo logran mediante un sistema de respaldo basado en BLTE que permite la localización con menor precisión.

En nuestro diseño no es factible utilizar un celular para descifrar la información de las lámparas, pues las cámaras de los celulares son sensores de luz supremamente lentos que no podrían captar las fluctuaciones en la iluminación realizadas por nuestras lámparas para enviar los datos. Para hacer que una cámara detecte nuestras señales habría que obligar a nuestras lámparas a que parpadearan más lento, lo cual a su vez podría hacer estos parpadeos perceptibles por el ojo humano y esto es algo que se quiere evitar.

Pensando en el nicho de mercado que tienen estos sistemas, no es una idea absurda que nuestros receptores se encuentren fijados a carritos de mercado (asegurando una altura fija y una línea de vista directa a las lámparas), y que cuenten con pantallas para mostrar la ubicación en

un mapa local, o que utilicen tecnologías como la Bluetooth® o la NFC para transmitir las coordenadas de la ubicación a la aplicación de un teléfono inteligente, que tome estos datos y los utilice para mostrar la posición en un mapa local.

A pesar de las ventajas aparentes de los IPS comercializados, los fabricantes de estos sistemas no liberan información sobre el grado de complejidad que se requiere para modular las lámparas, ni de lo eficiente que resulta para un celular estar continuamente tomando fotogramas para conocer su ubicación dentro de la tienda. El único indicio que se tiene para creer que la transmisión resulta ser un proceso complejo, es el altísimo precio que tiene la implementación de estos sistemas en una tienda. Finalmente, por experiencia que se tiene con el uso de teléfonos inteligentes, resulta bastante obvio que una aplicación que utilice continuamente la cámara del celular va a drenar estrepitosamente la batería del móvil. Lo anterior le puede dar ventajas competitivas a nuestra solución.

5.4. Conclusiones

- Se diseñó un sistema de posicionamiento de en ambientes interiores que utiliza la luz visible entregada por lámparas led moduladas para localizar objetos en un plano bidimensional, lo cual lo hace un sistema bifuncional que ilumina el lugar y al tiempo localiza objetos dentro de él.
- El sistema utiliza modulación OOK con codificación Manchester, realizando una multiplexación por división de tiempos de cada una de las lámparas.
- Se implementó un prototipo que garantiza el funcionamiento de la unidad fundamental del sistema diseñado, esta unidad se denominó *triángulo de localización* y requiere de al menos tres lámparas para funcionar. Para la construcción del prototipo, se creó un ambiente de pruebas en uno de los laboratorios de la universidad, donde se pudo realizar la trilateración con las señales de 3 lámparas led. El prototipo fue desarrollado utilizando la tarjeta MSP-EXP430G2 de Texas Instruments, con el microcontrolador MSP430G2553 a 16 MHz, y se emplearon una de estas en el transmisor y otra en el receptor. En este prototipo el receptor se encarga de interpretar los datos enviados por las lámparas y los envía a una computadora personal para que esta calcule la posición del receptor y la muestre continuamente en una interfaz gráfica de usuario, con cierta latencia, debida al tiempo de cómputo que requiere calcular la posición.
- Se utilizó la RSS para conocer la distancia del receptor a las lámparas, y así realizar la trilateración. Para obtener la distancia que hay del receptor a cada una de las lámparas que forman el triángulo de localización, a partir de la RSS, se diseñaron 3 modelos de estimación: uno determinístico basado en la regresión por mínimos cuadrados, y dos computacionales, una red neuronal particular para cada lámpara y una red general para todas las lámparas. El modelo de estimación que mejores resultados entregó fue el de redes neuronales particulares, sin embargo, el más conveniente en cuanto a la implementación fue el de una red neuronal general, que también arrojó resultados satisfactorios.
- El sistema se diseñó para que fuera escalable, para lo cual se propuso una célula básica replicable de 7 lámparas que cubre un área de 4.98 m², y permitiendo la creación de células de menor tamaño. Las limitaciones de escalabilidad del sistema son, que por lo menos tenga

3 lámparas, para formar el triángulo de localización que abarca un área de 0.83 m^2 , y que puede direccionar como máximo 250 lámparas, que cubrirían un área de 172 m^2 . El prototipo creado de nuestro sistema entrega posiciones con una exactitud de $4 \text{ cm} \pm 2.5 \text{ cm}$, con el receptor moviéndose en un plano que está a 1.8 m del plano en el que se encuentran las lámparas. El costo de despliegue del sistema es muy bajo, debido a que reutiliza la infraestructura de iluminación del lugar, y el costo de los equipos necesarios para implementar una célula replicable no supera los $\$250 \text{ USD}$. El sistema tiene cierta complejidad durante su despliegue debido a que los transmisores se deben configurar y el receptor se debe calibrar en el lugar donde va a operar, una vez se hace esto el sistema baja su nivel de complejidad. La tasa de refresco de las señales del sistema es de 80 Hz , lo que permite una actualización en tiempo real. Se comprobó que el sistema es reproducible y configurable, mediante un traslado que se hizo al prototipo y se pudo hacer funcionar en el nuevo lugar. El sistema es seguro y privado, sin embargo, cuando los datos requeridos para calcular la posición son transmitidos del receptor a una computadora (como en nuestro prototipo), la seguridad y la privacidad se ponen en riesgo. La característica del sistema con mayores inconvenientes es su robustez, pues el sistema requiere una línea de vista directa entre el receptor y las lámparas, requiere que el receptor mantenga constante su ángulo de inclinación con el plano de las lámparas (se busca en lo posible que estén paralelos), su desempeño se ve influenciado por las condiciones de iluminación ambientales y por la distancia entre el plano de movilidad del receptor y el plano de las lámparas, y deja de funcionar si opera en un lugar donde se cuente con iluminación fluorescente; sin embargo, a pesar de que nuestro prototipo sólo permite la localización de un receptor, el sistema está pensado para que cada receptor dentro del sistema obtenga su ubicación, por lo que el diseño no está limitado a un número de receptores máximo.

- Se realizó una comparación de las características de nuestro IPS con otros sistemas similares que se encuentran en la literatura y en el mercado, y se comprobó que nuestro sistema es un buen competidor de los IPS implementados hasta el momento, y lo postulan como una excelente opción para dar solución de localización en lugares donde se requiera una alta exactitud y precisión, y se pueda tener un ambiente controlado.

5.5. Trabajo futuro

Como perspectivas a desarrollar en trabajos futuros se postula lo siguiente:

- Terminar de implementar y probar la PCB la tarjeta principal del receptor, para que el sistema sea más autónomo y más inmune a ruidos, con señales más limpias.
- Validar el funcionamiento del sistema con un prototipo de 7 lámparas que recree la célula básica propuesta, y posteriormente validar el funcionamiento de dos de estas células funcionando en conjunto, de tal forma que se garantice que no hay interferencias entre las señales de una célula y otra, y se pueda localizar objetos sin problemas.
- Mejorar los datos de entrenamiento de la red neuronal para que cuente con más puntos y tenga en cuenta mediciones realizadas en diferentes momentos y bajo diferentes condiciones, con esto se busca que el sistema se haga más robusto.

- Configurar al microcontrolador para que envíe los datos de las lámparas a la computadora de forma inalámbrica, a través del transceptor CC1101, y de esta forma se eliminen cables que pueden generar accidentes.
- Adecuar los drivers de las lámparas para que entreguen una señal de DC más limpia y que puedan ser utilizados como las fuentes de DC de las lámparas de nuestro sistema.
- Mejorar la red neuronal para que reciba como un parámetro de entrada adicional el nivel de intensidad lumínica del ambiente, que se puede obtener del nivel de offset recibido en el fotorreceptor. Con este parámetro adicional se puede entrenar la red neuronal para que compense los efectos de desempeño que se generan por causa de la iluminación ambiental.
- Programar los algoritmos para realizar la estimación de la ubicación y el cálculo de la posición en la tarjeta digital del receptor, y analizar si es conveniente transmitir estos datos a una interfaz de visualización externa o agregar una pantalla LCD al receptor para que muestre su ubicación en un mapa local.
- Crear un sistema de apoyo utilizando un robot móvil, seguidor de líneas o al que se pueden programar trayectorias, que permita automatizar la calibración del sistema mediante la toma de mediciones en puntos designados.
- Cuando ya se tenga realizada toda la programación requerida por nuestro sistema, proponer el diseño de una arquitectura en FPGA mediante técnicas de HLS (en inglés High Level Synthesis: “síntesis en alto nivel”), tanto para el transmisor como para el receptor, que permita tener un procesador diseñado específicamente para ejecutar las operaciones requeridas por nuestro sistema y con los periféricos utilizados. Una vez se tenga esta arquitectura, se puede fabricar una tarjeta ASIC (siglas en inglés de Application-Specific Integrated Circuit: “circuito integrado de aplicación específica”) que garantice una ejecución eficiente de los cálculos requeridos por nuestro sistema y cuente con los periféricos específicos para nuestro sistema, y de esta forma abaraten costos.
- Probar otros métodos de medición de la distancia del receptor a las lámparas, como TOA o TDOA, que son métodos basados en tiempo, y analizar los resultados obtenidos con estos métodos.
- Realizar los algoritmos y la instrumentación necesaria para probar técnicas de modulación complejas como la OFDM, que nos permitan implementar la multiplexación por división de frecuencias para recrear nuestra célula básica de 7 lámparas con el ancho de banda disponible. A su vez, implementar los filtros y los algoritmos necesarios para demodular estas señales en el lado del receptor y analizar los resultados que se obtengan.
- Implementar la trilateración en tres dimensiones y obtener las características que tendría el sistema con esta técnica de localización. Probar esta técnica de localización con diferentes métodos de medición de la distancia, como RSS, TOA, TDOA o AOA y analizar los resultados obtenidos con cada uno.

Referencias

- [1] M. Rohan, «Indoor Location Market worth \$4,424.1 Million by 2019». [En línea]. Disponible en: <http://www.marketsandmarkets.com/PressReleases/indoor-location.asp>. [Accedido: 19-sep-2016].
- [2] Y.-S. Chiou, C.-L. Wang, y S.-C. Yeh, «An adaptive location estimator using tracking algorithms for indoor WLANs», *Wireless Networks*, vol. 16, n.º 7, pp. 1987–2012, 2010.
- [3] G. Kul, T. Özyer, y B. Tavli, «IEEE 802.11 WLAN based Real Time Indoor Positioning: Literature Survey and Experimental Investigations», *Procedia Computer Science*, vol. 34, pp. 157-164, 2014.
- [4] Y. Gu, A. Lo, y I. Niemegeers, «A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks», *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 11, n.º 1, pp. 13-32, First 2009.
- [5] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, y J. Liu, «Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems», *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 37, n.º 6, pp. 1067-1080, nov. 2007.
- [6] F. Lassabe, P. Canalda, P. Chatonnay, y F. Spies, «Indoor Wi-Fi positioning: techniques and systems», *Ann. Telecommun.*, vol. 64, n.º 9-10, pp. 651-664, jul. 2009.
- [7] Q. Huang, Y. Zhang, Z. Ge, y C. Lu, «Refining Wi-Fi Based Indoor Localization with Li-Fi Assisted Model Calibration in Smart Buildings», en *ResearchGate*, 2016.
- [8] H. Schweinzer, «Ultrasonic Indoor Positioning for Umpteen Static and Mobile Devices», presentado en SENSOR+TEST Conferences 2011, Nürnberg, 2011, pp. 859-864.
- [9] E. Aitenbichler y M. Muhlhauser, «An IR local positioning system for smart items and devices», en *23rd International Conference on Distributed Computing Systems Workshops, 2003. Proceedings*, 2003, pp. 334-339.
- [10] T. Sato, S. Nakamura, K. Terabayashi, M. Sugimoto, y H. Hashizume, «Design and implementation of a robust and real-time ultrasonic motion-capture system», en *2011 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2011, pp. 1-6.
- [11] B. Ben-Moshe, H. Levi, P. Shamil, y A. Dvir, «Indoor Positioning using Time of Flight Fingerprinting of Ultrasonic Signals», presentado en 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Montbéliard, - Belfort, France, 2013, pp. 253-256.
- [12] ekahauwifi, *Ekahau Real-Time Location System (RTLS / RFID-over-Wi-Fi™) Overview*. 2013.
- [13] I. Shirokov, «RFID System with Tags Positioning based on Phase Measurements», presentado en 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Montbéliard, - Belfort, France, 2013, pp. 84-90.
- [14] J. Zhou y J. Shi, «RFID localization algorithms and applications—a review», *Journal of Intelligent Manufacturing*, vol. 20, n.º 6, pp. 695–707, 2009.
- [15] S. Thongthammachart y H. Olesen, «Bluetooth enables in-door mobile location services», en *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, 2003, vol. 3, pp. 2023-2027 vol.3.
- [16] M. Rodriguez, J. P. Pece, y C. J. Escudero, «In-building location using bluetooth», en *International Workshop on Wireless Ad-hoc Networks*, 2005.
- [17] J. Hallberg, M. Nilsson, y K. are Synnes, «Positioning with bluetooth», en *Telecommunications, 2003. ICT 2003. 10th International Conference on*, 2003, vol. 2, pp. 954–958.

- [18] W. Zhang y M. Kavehrad, «Comparison of VLC-based indoor positioning techniques», 2013, vol. 8645, pp. 86450M-86450M-6.
- [19] J. Hightower y G. Borriello, «Location sensing techniques», *IEEE Computer*, vol. 34, n.º 8, pp. 57–66, 2001.
- [20] OpenCourseWare, «Tema-9-Triangulacion-y-Trilateracion». Universidad Politécnica de Madrid, 29-mar-2010.
- [21] F. Seco, A. Jimenez, C. Prieto, J. Roa, y K. Koutsou, «A survey of mathematical methods for indoor localization», *Intelligent Signal Processing*, pp. 9–14, 2009.
- [22] H. Koyuncu y S. H. Yang, «A survey of indoor positioning and object locating systems», *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, vol. 10, n.º 5, pp. 121–128, 2010.
- [23] Samsung Electronics y University of Oxford, «Visible Light Communication -Tutorial-», IEEE 802.15 Task Group 7, 17-mar-2008.
- [24] J. Armstrong, «Using Visible Light for Communications and Positioning», presentado en Using Visible Light for Communications and Positioning. Two important emerging technologies presented by Jean Armstrong, Telstra Conferencing Centre Level 1 / 242 Exhibition St, Melbourne VIC 3000, Australia, 2014.
- [25] S. Rajagopal, R. D. Roberts, y S. K. Lim, «IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support», *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, n.º 3, pp. 72-82, mar. 2012.
- [26] E. Sarbazi y M. Uysal, «PHY layer performance evaluation of the IEEE 802.15.7 visible light communication standard», en *2013 2nd International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, 2013, pp. 35-39.
- [27] T. Little, «Exploding interest in visible light communications: an applications viewpoint», presentado en Smart Lighting Annual Industry-Academia Days, Boston University, feb-2012.
- [28] D. Tsonev, S. Videv, y H. Haas, «Light fidelity (Li-Fi): towards all-optical networking», en *SPIE OPTO*, 2013, pp. 900702–900702.
- [29] H. Burchardt, N. Serafimovski, D. Tsonev, S. Videv, y H. Haas, «VLC: Beyond point-to-point communication», *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, n.º 7, pp. 98-105, jul. 2014.
- [30] S. Bal, «Light Fidelity for Position Detection», *IJRET*, vol. 4, n.º 1, pp. 1-4, ene. 2015.
- [31] P. Buckley, «LEDs tap indoor location technology for social shopping», *Electronics EETimes*, 30-may-2014. [En línea]. Disponible en: <http://www.electronicseetimes.com/news/leds-tap-indoor-location-technology-social-shopping>. [Accedido: 19-sep-2016].
- [32] J. Fox, «Visible Light Communications in Indoor Positioning Systems 2014 - IHS Technology», nov. 2014.
- [33] M. Aminikashani, W. Gu, y M. Kavehrad, «Indoor Positioning in High Speed OFDM Visible Light Communications», *arXiv:1505.01811 [cs, math]*, may 2015.
- [34] W. Zhang, M. I. S. Chowdhury, y M. Kavehrad, «Asynchronous indoor positioning system based on visible light communications», *Optical Engineering*, vol. 53, n.º 4, pp. 0451051-0451059, abr. 2014.
- [35] Acuity Brands, «Acuity Brands Introduces Bytelight Services For Retailers». 04-may-2015.
- [36] L. Li, P. Hu, C. Peng, G. Shen, y F. Zhao, «Epsilon: A Visible Light Based Positioning System», presentado en 11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 14), 2014, pp. 331-343.

- [37] S. Meece, «A bird's eye view – of a leopard's spots The Çatalhöyük 'map' and the development of cartographic representation in prehistory», *Anatolian Studies*, vol. 56, pp. 1-16, dic. 2006.
- [38] «WebCite query result», *History of Cartography*. [En línea]. Disponible en: <http://www.webcitation.org/5kwQeQNdg>. [Accedido: 10-oct-2016].
- [39] «The sea. Vol. I. Physical oceanography: Ideas and observations on progress in the study of the sea, M. N. Hill, New York (Interscience Publishers) 1962. Pp ix, 864: Figure. 188s», *Q.J.R. Meteorol. Soc.*, vol. 89, n.º 381, pp. 448-448, jul. 1963.
- [40] W. D. Hackmann, *Seek & Strike: Sonar, Anti-Submarine Warfare and the Royal Navy 1914-54*. Stationery Office, 1984.
- [41] J. Erickson, «Radio-Location and the Air Defence Problem: The Design and Development of Soviet Radar 1934-40», *Science Studies*, vol. 2, n.º 3, pp. 241-263, 1972.
- [42] J. R. C. Watson, *Radar Origins Worldwide: History of Its Evolution in 13 Nations Through World War II*. Trafford Publishing, 2009.
- [43] W. F. Blanchard, «Air Navigation Systems Chapter 4. Hyperbolic Airborne Radio Navigation Aids – A Navigator's View of their History and Development», *The Journal of Navigation*, vol. 44, n.º 3, pp. 285-315, sep. 1991.
- [44] G. Hefley, *The Development Of Loran-C Navigation And Timing*. Washington : U.S. Dept. of Commerce, National Bureau of Standards : For sale by the Supt. of Docs., U.S. G.P.O., 1972.
- [45] G. McElroy, «Loran-C - History», 31-mar-2016. [En línea]. Disponible en: http://www.jproc.ca/hyperbolic/loran_c_history.html. [Accedido: 10-oct-2016].
- [46] W. F. Blanchard y J. Proc, «GEE», *The Gee System*, 24-oct-2012. [En línea]. Disponible en: <http://jproc.ca/hyperbolic/gee.html>. [Accedido: 10-oct-2016].
- [47] L. Brown, *A Radar History of World War II: Technical and Military Imperatives*, 1 edition. Bristol; Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 1999.
- [48] R. J. Danchik, «An Overview of Transit Development», *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 19, n.º 1, pp. 18-26, 1998.
- [49] «Transit - eoPortal Directory - Satellite Missions», *Transit - US Navy Navigation Satellite System (NNSS)*. [En línea]. Disponible en: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/t/transit>. [Accedido: 10-oct-2016].
- [50] J. Proc, «Omega», *Omega*, 05-may-2012. [En línea]. Disponible en: <http://www.jproc.ca/hyperbolic/omega.html>. [Accedido: 10-oct-2016].
- [51] R. E. Scott, «Study and Evaluation of the OMEGA Navigation System for Transoceanic Navigation by Civil Aviation.», ago. 1969.
- [52] *The Global Positioning System: A Shared National Asset*. Washington, D.C.: National Academies Press, 1995.
- [53] «USNO NAVSTAR Global Positioning System». [En línea]. Disponible en: <http://tycho.usno.navy.mil/gpsinfo.html>. [Accedido: 10-oct-2016].
- [54] «GPS.gov: GPS Overview», *What is GPS?* [En línea]. Disponible en: <http://www.gps.gov/systems/gps/>. [Accedido: 10-oct-2016].
- [55] C. Alexandrow, «The Story of GPS», *DARPA 50 Years of Bridging the GAP*, vol. 1, pp. 50-51, 2008.
- [56] P. Daly, «Navstar GPS and GLONASS: global satellite navigation systems», *Electronics Communication Engineering Journal*, vol. 5, n.º 6, pp. 349-357, dic. 1993.
- [57] M. Wade, «Glonass», *Glonass*, 2016-1997. [En línea]. Disponible en: <http://www.astronautix.com/g/glonass.html>. [Accedido: 10-oct-2016].

- [58] Russian Aerospace Agency, «The Global Navigation Satellite System GLONASS: Development and Usage in the 21st Century», 34th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Planning Meeting, Reston, VA, dic. 2002.
- [59] European Space Agency, «What is Galileo?», *Galileo Navigation*. [En línea]. Disponible en: http://www.esa.int/Our_Activities/Navigation/Galileo/What_is_Galileo. [Accedido: 11-oct-2016].
- [60] «IRNSS 1A, ..., 1K - Gunter's Space Page». [En línea]. Disponible en: http://space.skyrocket.de/doc_sdat/irnss.htm. [Accedido: 10-oct-2016].
- [61] «BeiDou Navigation Satellite System — System Introduction». [En línea]. Disponible en: <http://www.beidou.gov.cn/2012/12/14/201212142e8f29c30e0d464c9b34d6828706f81a.html>. [Accedido: 11-oct-2016].
- [62] G. Goebel, «[1.0] US Navigation Satellite Systems», 01-may-2015. [En línea]. Disponible en: http://www.vectorsite.net/ttgps_1.html. [Accedido: 11-oct-2016].
- [63] C. J. Hegarty y E. Chatre, «Evolution of the Global Navigation Satellite System (GNSS)», *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, n.º 12, pp. 1902-1917, dic. 2008.
- [64] R. Mautz, «Indoor Positioning Technologies», Habilitation Thesis, Institute of Geodesy and Photogrammetry, Department of Civil, Environmental and Geomatic Engineering, ETH Zurich, Zúrich, 2012.
- [65] C.-H. Lim, Y. Wan, B.-P. Ng, y C.-M. S. See, «A real-time indoor WiFi localization system utilizing smart antennas», *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 53, n.º 2, pp. 618–622, 2007.
- [66] J. M. Alonso *et al.*, «Enhanced WiFi localization system based on Soft Computing techniques to deal with small-scale variations in wireless sensors», *Applied Soft Computing*, vol. 11, n.º 8, pp. 4677–4691, 2011.
- [67] B. Li, I. J. Quader, y A. G. Dempster, «On outdoor positioning with Wi-Fi», *Positioning*, vol. 01, n.º 13, abr. 2008.
- [68] N. Chang, R. Rashidzadeh, y M. Ahmadi, «Robust indoor positioning using differential Wi-Fi access points», *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 56, n.º 3, pp. 1860–1867, 2010.
- [69] P. Bahl y V. N. Padmanabhan, «RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system», en *INFOCOM 2000. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings. IEEE*, 2000, vol. 2, pp. 775–784.
- [70] T. Liu, P. Bahl, y I. Chlamtac, «Mobility modeling, location tracking, and trajectory prediction in wireless ATM networks», *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 16, n.º 6, pp. 922–936, 1998.
- [71] V. Bahl y V. Padmanabhan, «Enhancements to the RADAR User Location and Tracking System», *Microsoft Research*, p. 13, feb. 2000.
- [72] «AiRISTA Flow RTLS», *AiRISTA Flow*. [En línea]. Disponible en: <https://www.airistaflow.com/>. [Accedido: 17-oct-2016].
- [73] T. King, S. Kopf, T. Haenselmann, C. Lubberger, y W. Effelsberg, «COMPASS: A probabilistic indoor positioning system based on 802.11 and digital compasses», en *Proceedings of the 1st international workshop on Wireless network testbeds, experimental evaluation & characterization*, 2006, pp. 34–40.
- [74] M. Panzarino, «What is Wi-FiSLAM and Why Did Apple Want It?», *The Next Web*, 26-mar-2013. [En línea]. Disponible en: <http://thenextweb.com/apple/2013/03/26/what-exactly-wifislam-is-and-why-apple-acquired-it/>. [Accedido: 20-oct-2016].
- [75] R. Bruno y F. Delmastro, «Design and analysis of a bluetooth-based indoor localization system», en *IFIP International Conference on Personal Wireless Communications*, 2003, pp. 711–725.

- [76] A. Genco, «Three step bluetooth positioning», en *International Symposium on Location-and Context-Awareness*, 2005, pp. 52–62.
- [77] «Indoor Location, People and Asset Tracking, Positioning». [En línea]. Disponible en: http://www.tadlys.co.il/pages/Product_content.asp?iGlobalId=2. [Accedido: 17-oct-2016].
- [78] R. Chandrasiri, N. Abhayasinghe, y I. Murray, «Bluetooth Embedded Inertial Measurement Unit for Real-Time Data Collection», presentado en 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Montbéliard, - Belfort, France, 2013, pp. 142-145.
- [79] M. Fujimoto, E. Nakaromi, D. Tsukuda, y K. Mutsuura, «A New Indoor Robot Navigation System Using RFID Technology», presentado en 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Montbéliard, - Belfort, France, 2013, pp. 194-195.
- [80] A. W. Reza y T. K. Geok, «Investigation of indoor location sensing via RFID reader network utilizing grid covering algorithm», *Wireless Personal Communications*, vol. 49, n.º 1, pp. 67–80, 2009.
- [81] L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau, y A. P. Patil, «LANDMARC: indoor location sensing using active RFID», *Wireless networks*, vol. 10, n.º 6, pp. 701–710, 2004.
- [82] Y. Zhao, Y. Liu, y L. M. Ni, «VIRE: Active RFID-based localization using virtual reference elimination», en *2007 International Conference on Parallel Processing (ICPP 2007)*, 2007, pp. 56–56.
- [83] «WHERE NET Real-Time Locating System | Zebra», *Zebra Technologies*. [En línea]. Disponible en: <http://www.zebra.com/us/en/solutions/location-solutions/enabling-technologies/wherenet.html>. [Accedido: 17-oct-2016].
- [84] «The Active Badge System». [En línea]. Disponible en: <http://www.cl.cam.ac.uk/research/dtg/attachive/ab.html>. [Accedido: 17-oct-2016].
- [85] A. Hopper, A. Harter, y T. Blackie, «The active badge system», en *Proceedings of the INTERACT'93 and CHI'93 Conference on Human Factors in Computing Systems*, 1993, pp. 533–534.
- [86] R. Want, A. Hopper, V. Falcao, y J. Gibbons, «The active badge location system», *ACM Transactions on Information Systems (TOIS)*, vol. 10, n.º 1, pp. 91–102, 1992.
- [87] «Welcome to Cybernet Interactive», *What is the Firefly?* [En línea]. Disponible en: <http://www.cybernet.com/interactive/firefly/index.html>. [Accedido: 17-oct-2016].
- [88] «Firefly Prototype Specifications». [En línea]. Disponible en: http://www.cybernet.com/interactive/firefly/firefly_specs.html. [Accedido: 17-oct-2016].
- [89] «Optotrak Certus», *Measurement Sciences*. [En línea]. Disponible en: <http://www.ndigital.com/msci/products/optotrak-certus/>. [Accedido: 17-oct-2016].
- [90] R. A. States y E. Pappas, «Precision and repeatability of the Optotrak 3020 motion measurement system», *Journal of medical engineering & technology*, vol. 30, n.º 1, pp. 11–16, 2006.
- [91] J. F. Michel, M. Christmann, M. Fiegert, P. Gulden, y M. Vossiek, «Multisensor based indoor vehicle localization system for production and logistic», en *2006 IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, 2006, pp. 553–558.
- [92] D. Niculescu, «Positioning in ad hoc sensor networks», *IEEE network*, vol. 18, n.º 4, pp. 24–29, 2004.
- [93] X. An, J. Wang, R. V. Prasad, y I. Niemegeers, «OPT: online person tracking system for context-awareness in wireless personal network», en *Proceedings of the 2nd international workshop on Multi-hop ad hoc networks: from theory to reality*, 2006, pp. 47–54.

- [94] Y. Zhou, C. L. Law, Y. L. Guan, y F. Chin, «Indoor elliptical localization based on asynchronous UWB range measurement», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, n.º 1, pp. 248–257, 2011.
- [95] M. Segura, H. Hashemi, C. Sisterna, y V. Mut, «Experimental demonstration of self-localized ultra wideband indoor mobile robot navigation system», en *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1–9.
- [96] «Ubisense», *Ubisense*. [En línea]. Disponible en: <http://ubisense.net/en>. [Accedido: 19-oct-2016].
- [97] «Dart Ultra Wideband UWB Technology | Zebra», *Zebra Technologies*. [En línea]. Disponible en: <http://www.zebra.com/us/en/solutions/location-solutions/enabling-technologies/dart-uw.html>. [Accedido: 19-oct-2016].
- [98] F. H. Raab, E. B. Blood, T. O. Steiner, y H. R. Jones, «Magnetic position and orientation tracking system», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, n.º 5, pp. 709–718, 1979.
- [99] «Spécialiste en méthode de positionnement magnétique», *Infra Survey*. [En línea]. Disponible en: www.infrasurvey.ch. [Accedido: 19-oct-2016].
- [100] «Electromagnetic Tracking - Ascension Technology Products», *Ascension Technology Corp*. [En línea]. Disponible en: <http://www.ascension-tech.com/products/>. [Accedido: 19-oct-2016].
- [101] C. V. Lopes, A. Haghighat, A. Mandal, T. Givargis, y P. Baldi, «Localization of off-the-shelf mobile devices using audible sound: architectures, protocols and performance assessment», *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, vol. 10, n.º 2, pp. 38–50, 2006.
- [102] A. Mandal, C. V. Lopes, T. Givargis, A. Haghighat, R. Jurdak, y P. Baldi, «Beep: 3D indoor positioning using audible sound», en *Second IEEE Consumer Communications and Networking Conference, 2005. CCNC. 2005*, 2005, pp. 348–353.
- [103] V. Filonenko, C. Cullen, y J. Carswell, «Investigating ultrasonic positioning on mobile phones», en *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1–8.
- [104] C. Walter y H. Schweinzer, «Locating and Clasifying of Objects with a Compact Ultrasonic 3D Sensor», presentado en 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Montbéliard, - Belfort, France, 2013, pp. 99-102.
- [105] M. Alloulah y M. Hazas, «An efficient CDMA core for indoor acoustic position sensing», en *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1–5.
- [106] «Ultrasonic Industrial Positioning Systems, and ranging», *Hexamite Ultrasound*. [En línea]. Disponible en: <http://www.hexamite.com/>. [Accedido: 19-oct-2016].
- [107] N. B. Priyantha, «The cricket indoor location system», Massachusetts Institute of Technology, 2005.
- [108] N. B. Priyantha, A. Chakraborty, y H. Balakrishnan, «The cricket location-support system», en *Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile computing and networking*, 2000, pp. 32–43.
- [109] A. Ward, A. Jones, y A. Hopper, «A new location technique for the active office», *IEEE Personal Communications*, vol. 4, n.º 5, pp. 42–47, 1997.
- [110] «The Bat Ultrasonic Location System». [En línea]. Disponible en: <http://www.cl.cam.ac.uk/research/dtg/attachive/bat/>. [Accedido: 08-ago-2016].
- [111] «Sonitor RTLS Technologies - Experience Real Time Intelligence», *Sonitor*. [En línea]. Disponible en: <http://www.sonitor.com/>. [Accedido: 19-oct-2016].

- [112] Y. Fukuju, M. Minami, H. Morikawa, y T. Aoyama, «DOLPHIN: An Autonomous Indoor Positioning System in Ubiquitous Computing Environment.», en *WSTFEUS*, 2003, pp. 53–56.
- [113] S. Panich y N. Afzulpurkar, *Sensor Fusion Techniques in Navigation Application for Mobile Robot*. INTECH Open Access Publisher, 2011.
- [114] J. Collin, O. Mezentsev, G. Lachapelle, y others, «Indoor positioning system using accelerometry and high accuracy heading sensors», en *Proc. of ION GPS/GNSS 2003 Conference*, 2003, pp. 9–12.
- [115] B. Pressl y M. Wieser, «A Computer-Based Navigation System Tailored to the Needs of Blind People», en *Computers Helping People with Special Needs*, K. Miesenberger, J. Klaus, W. L. Zagler, y A. I. Karshmer, Eds. Springer Berlin Heidelberg, 2006, pp. 1280-1286.
- [116] S. Wan y E. Foxlin, «Improved Pedestrian Navigation Based on Drift-Reduced MEMS IMU Chip», presentado en *Proceedings of the 2010 International Technical Meeting of The Institute of Navigation*, Catamaran Resort Hotel San Diego, CA, 2010, pp. 220-229.
- [117] R. Mautz y S. Tilch, «Survey of optical indoor positioning systems», en *IPIN*, 2011, pp. 1–7.
- [118] B. Brumitt, B. Meyers, J. Krumm, A. Kern, y S. Shafer, «EasyLiving: Technologies for intelligent environments», en *International Symposium on Handheld and Ubiquitous Computing*, 2000, pp. 12–29.
- [119] J. Krumm, S. Harris, B. Meyers, B. Brumitt, M. Hale, y S. Shafer, «Multi-Camera Multi-Person Tracking for EasyLiving», *Microsoft Research*, may 2000.
- [120] V. Paelke y C. Reimann, «Vision-based interaction-a first glance at playing MR games in the real-world around us», en *Proceedings of the 2nd International Workshop on Pervasive Gaming Applications (PerGames) at ERVASIVE*, 2005, vol. 2005.
- [121] D. Focken y R. Stiefelhagen, «Towards vision-based 3-D people tracking in a smart room», en *Fourth IEEE International Conference on Multimodal Interfaces, 2002. Proceedings*, 2002, pp. 400-405.
- [122] «EOTECH - 3D Digitisation - Systems - naviSCAN», *naviSCAN*. [En línea]. Disponible en: <http://www.eotech-sa.com/3D-Digitisation/Systems/naviSCAN/Products/t2/r1/i43>. [Accedido: 19-oct-2016].
- [123] S. S. Sajith, «Indoor positioning system using optical beacons for robot localization», Thesis, 2008.
- [124] A. Mulloni, D. Wagner, D. Schmalstieg, y I. Barakonyi, «Indoor positioning and navigation with camera phones», *Pervasive computing*, pp. 22-31, jun-2009.
- [125] «BaxTek Solutions - Sky-Trax Indoor Positioning System», *Sky-Trax System*. [En línea]. Disponible en: <http://www.baxtek.com/products/skytrax/index.php>. [Accedido: 19-oct-2016].
- [126] S. Tilch y R. Mautz, «Development of a new laser-based, optical indoor positioning system», *International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences Commission*, vol. 1501, pp. 575–580, 2010.
- [127] J. Guivant, E. Nebot, y S. Baiker, «Autonomous navigation and map building using laser range sensors in outdoor applications», *Journal of robotic systems*, vol. 17, n.º 10, pp. 565–583, 2000.
- [128] L. I. U. Xiaohan, H. Makino, y M. Kenichi, «Improved indoor location estimation using fluorescent light communication system with a nine-channel receiver», *IEICE transactions on communications*, vol. 93, n.º 11, pp. 2936–2944, 2010.
- [129] Z. X. Ren, H. M. Zhang, L. Wei, y Y. Guan, «A High Precision Indoor Positioning System Based on VLC and Smart Handheld», en *Applied Mechanics and Materials*, 2014, vol. 571, pp. 183–186.

- [130] H. Elgala, R. Mesleh, y H. Haas, «Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art», *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, n.º 9, pp. 56-62, sep. 2011.
- [131] H. S. Kim, D. R. Kim, S. H. Yang, Y. H. Son, y S. K. Han, «An Indoor Visible Light Communication Positioning System Using a RF Carrier Allocation Technique», *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, n.º 1, pp. 134-144, ene. 2013.
- [132] A. Jovicic, «Lumicast location tech supports precise positioning indoors with LED lighting», *Qualcomm*, 25-abr-2016. [En línea]. Disponible en: <https://www.qualcomm.com/news/onq/2016/04/26/lumicast-location-tech-supports-precise-positioning-indoors-led-lighting>. [Accedido: 20-oct-2016].
- [133] M. Kavehrad, M. I. S. Chowdhury, y Z. Zhou, «Indoor Positioning Methods Using VLC LEDs», en *Short-Range Optical Wireless*, John Wiley & Sons, Ltd, 2015, pp. 225-262.
- [134] Z. Zhou, M. Kavehrad, y P. Deng, «Indoor positioning algorithm using light-emitting diode visible light communications», *Opt. Eng.*, vol. 51, n.º 8, pp. 0850091-0850096, 2012.
- [135] «VISIONS - VISible light cOmmunication for iNdoor poSitioning». [En línea]. Disponible en: <http://www.cttc.es/project/visible-light-communication-for-indoor-positioning/>. [Accedido: 20-oct-2016].
- [136] «LED Based Indoor Positioning System», *Philips Lighting*. [En línea]. Disponible en: <http://www.lighting.philips.com/main/systems/themes/led-based-indoor-positioning.html>. [Accedido: 20-oct-2016].
- [137] «GE Indoor Lighting | Retail Lighting | Indoor Positioning System», *Current, powered by GE*. [En línea]. Disponible en: <http://www.gelighting.com/LightingWeb/na/solutions/control-systems/indoor-positioning-system.jsp>. [Accedido: 20-oct-2016].
- [138] D. Zhang, F. Xia, Z. Yang, L. Yao, y W. Zhao, «Localization Technologies for Indoor Human Tracking», en *2010 5th International Conference on Future Information Technology*, 2010, pp. 1-6.
- [139] M. Cypriani, F. Lassabe, P. Canalda, y F. Spies, «Wi-Fi-based indoor positioning: Basic techniques, hybrid algorithms and open software platform», en *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2010, pp. 1-10.
- [140] R. Jarvis, A. Mason, K. Thornhill, Bobby Zhang, y K. Zhou, «Indoor Positioning System EE 4820», Louisiana State University, Division of Electrical & Computer Engineering, 2011.
- [141] K. A. Nuaimi y H. Kamel, «A Survey of Indoor Positioning Systems and Algorithms», en *2011 International Conference on Innovations in Information Technology (IIT)*, 2011, pp. 185-190.
- [142] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Weighardt, y C. Hoffmann, «Wireless local positioning-concepts, solutions, applications», en *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON'03. Proceedings*, 2003, pp. 219-224.
- [143] «Visible Light Communications».
- [144] F. M. Mims III, «The First Century of Lightwave Communications», en *Fiber Optics Reprint Series*, vol. 1, Information Gatekeepers Inc, 1981, pp. 6-23.
- [145] A. G. Bell, «Selenium and the Photophone», *Nature*, vol. 22, pp. 500-503, sep. 1880.
- [146] A. G. Bell, «On the production and reproduction of sound by light», *American Journal of Science*, vol. s3-20, n.º 118, pp. 305-324, oct. 1880.
- [147] 05 Dec 2014 | James Halliwell, «The LED evolution: Colourful story of the light-emitting diode». [En línea]. Disponible en: <http://www.thegrocer.co.uk/home/topics/switch-the-lights/the-led-evolution-colourful-story-of-the-light-emitting-diode/374188.article>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [148] «Visible Light Communications Consortium (VLCC)». [En línea]. Disponible en: http://www.vlcc.net/?ml_lang=en. [Accedido: 30-oct-2016].

- [149] «IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)». [En línea]. Disponible en: <http://www.ieee802.org/15/about.html>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [150] «IEEE 802.15.7 Task Group». [En línea]. Disponible en: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG7.html>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [151] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, K. D. Langer, y J. W. Walewski, «513 Mbit/s Visible Light Communications Link Based on DMT-Modulation of a White LED», *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, n.º 24, pp. 3512-3518, dic. 2010.
- [152] K.-D. Langer *et al.*, «Exploring the potentials of optical-wireless communication using white LEDs», en *Proc. 13th Int. Conf. Transp. Opt. Netw.*, 2011, pp. 1–5.
- [153] H. Haas, «Harald Haas | Speaker | TED.com». [En línea]. Disponible en: http://www.ted.com/speakers/harald_haas. [Accedido: 31-oct-2016].
- [154] The University of Edinburgh, «Downloads and Information | LiFi Research». [En línea]. Disponible en: <http://www.lifi.eng.ed.ac.uk/downloads-and-information>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [155] «The Home of LiFi», *pureLiFi™*. [En línea]. Disponible en: <http://purelifi.com/>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [156] «Li-Fi Consortium». [En línea]. Disponible en: <http://www.lificonsortium.org/>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [157] N. Serafimovski, «What is “Li-Fi”», presentado en IEEE 802.15-15-15-0107-01-007a, ene-2015.
- [158] «pureVLC Demonstrates Li-Fi Streaming Along With Research Supporting World’s Fastest Li-Fi Speeds Up To 6 Gbps», *pureLiFi™*, 07-ago-2013. .
- [159] «pureVLC Demonstrates Li-Fi Using Reflected Light», *pureLiFi™*, 10-sep-2013. .
- [160] I. Thomson, «Forget Wi-Fi, boffins get 150Mbps Li-Fi connection from a lightbulb», *The Register*, 18-oct-2013. [En línea]. Disponible en: http://www.theregister.co.uk/2013/10/18/forget_wifi_chinese_boffins_get_150mbps_lifi_connection_from_a_lightbulb/. [Accedido: 31-oct-2016].
- [161] D. Pototsky y RIR, «Li-Fi internet solution from Russian company attracting foreign clients», *Russia & India Report*, 01-jul-2014. [En línea]. Disponible en: http://in.rbth.com/economics/2014/07/01/li-fi_internet_solution_from_russian_company_attracting_foreign_cli_36347. [Accedido: 31-oct-2016].
- [162] PTI, «Li-fi record data transmission of 10 Gbps achieved», *The Economic Times*, 16-jul-2014. [En línea]. Disponible en: <http://economictimes.indiatimes.com/tech/internet/li-fi-record-data-transmission-of-10-gbps-achieved/articleshow/38483821.cms>. [Accedido: 31-oct-2016].
- [163] A. Gomez *et al.*, «Beyond 100-Gb/s Indoor Wide Field-of-View Optical Wireless Communications», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, n.º 4, pp. 367-370, feb. 2015.
- [164] A. Jovicic, «Qualcomm® LuminCast™: A high accuracy indoor positioning system based on visible light communication». Qualcomm, abr-2016.
- [165] Acuity Brands, «Illuminating the In-Store Experience». 2015.
- [166] Philips, «Philips Indoor Positioning - White Paper». 2016.
- [167] «Philips offers LED-based location technology as a monthly service», *LUX Your Independent Guide to Lighting*. [En línea]. Disponible en: <http://luxreview.com/article/2015/06/philips-offering-led-based-indoor-location-technology-as-a-monthly-service>. [Accedido: 01-nov-2016].
- [168] Z. Yang, Z. Wang, J. Zhang, C. Huang, y Q. Zhang, «Wearables Can Afford: Lightweight Indoor Positioning with Visible Light», en *Proceedings of the 13th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services*, New York, NY, USA, 2015, pp. 317–330.

- [169] G. del Campo-Jimenez, J. M. Perandones, y F. J. Lopez-Hernandez, «A VLC-based beacon location system for mobile applications», en *2013 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*, 2013, pp. 1-4.
- [170] P. Huynh y M. Yoo, «VLC-Based Positioning System for an Indoor Environment Using an Image Sensor and an Accelerometer Sensor», *Sensors*, vol. 16, n.º 6, p. 783, 2016.
- [171] D. Ganti, W. Zhang, y M. Kavehrad, «VLC-based indoor positioning system with tracking capability using Kalman and particle filters», en *2014 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, 2014, pp. 476–477.
- [172] S. Yamaguchi, V. V. Mai, T. C. Thang, y A. T. Pham, «Design and performance evaluation of VLC indoor positioning system using optical orthogonal codes», en *Communications and Electronics (ICCE), 2014 IEEE Fifth International Conference on*, 2014, pp. 54–59.
- [173] M. Á. Flores Olmedo, «Sistema de Posicionamiento Local basado en la Tecnología Li-Fi», Tesis Profesional de Ingeniería, Universidad de Guanajuato Campus Irapuato-Salamanca División de Ingenierías, Salamanca, Guanajuato, 2015.
- [174] J. L. López Ramírez, «Diseño e Implementación de un Sistema de Comunicación Inalámbrica Full-Duplex Utilizando Tecnología Li-Fi», Tesis Profesional de Maestría, Universidad de Guanajuato Campus Irapuato-Salamanca División de Ingenierías, Salamanca, Guanajuato, 2015.
- [175] A. Vega Ramírez, «Sistema de Comunicación Multi-Haz Unidireccional Basado en la Tecnología Li-Fi», Tesis Profesional de Ingeniería, Universidad de Guanajuato Campus Irapuato-Salamanca División de Ingenierías, Salamanca, Guanajuato, 2015.
- [176] J. D. López Pérez, «Diseño e Implementación de un Sistema de Comunicación Inalámbrica SIMPLEX Utilizando Tecnología Li-Fi», Tesis Profesional de Ingeniería, Universidad de Guanajuato Campus Irapuato-Salamanca División de Ingenierías, Salamanca, Guanajuato, 2016.
- [177] Hamamatsu Photonics K.K, «Introduction», en *Opto-Semiconductor Handbook*, 2014.
- [178] J. R. Biard y G. E. Pittman, «Semiconductor radiant diode», US3293513 A, 20-dic-1966.
- [179] «A Note on Carborundum», *The Electrical World*, New York, NY, USA, p. 309, 05-ene-1907.
- [180] O. V. Losev, «Luminous Carborundum (Silicon Carbide) detector and detection with crystals.», *Telegrafiya i Telefoniya bez Provodov*, vol. 44, pp. 485-494, 1927.
- [181] «LED Spectral Distribution», *Optiwave*, 25-jul-2013. [En línea]. Disponible en: <https://optiwave.com/resources/applications-resources/optical-system-led-spectral-distribution/>. [Accedido: 02-ago-2017].
- [182] B. Dumé, «LEDs move into the ultraviolet - physicsworld.com», *Physics World*, 17-may-2016. [En línea]. Disponible en: <http://physicsworld.com/cws/article/news/2006/may/17/leds-move-into-the-ultraviolet>.
- [183] Jean A. Hoerni, «Method of manufacturing semiconductor devices», US3025589, 20-mar-1962.
- [184] H. W. Yao y E. F. Schubert, *Light-emitting Diodes: Research, Manufacturing, and Applications V*. San Jose, CA, USA: SPIE, 2001.
- [185] J. H. Wold y A. Valberg, «The derivation of XYZ tristimulus spaces: A comparison of two alternative methods», *Color Res. Appl.*, vol. 26, n.º S1, pp. S222-S224, ene. 2001.
- [186] M. Bessho y K. Shimizu, «Latest trends in LED lighting», *Electron. Comm. Jpn.*, vol. 95, n.º 1, pp. 1-7, ene. 2012.
- [187] U.S. Department of Energy, «Solid-State Lighting: Comparing LEDs to Traditional Light Sources», *Energy Efficiency and Renewable Energy*, 05-may-2009. [En línea]. Disponible en:

- <https://web.archive.org/web/20090505080533/http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/comparing.html>. [Accedido: 03-ago-2017].
- [188] Dialight, «Micro LED SMD LED “598 Series” 0603 PACKAGE». 05-feb-2009.
- [189] P. Narra y D. S. Zinger, «An effective LED dimming approach», en *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, 2004, vol. 3, pp. 1671-1676 vol.3.
- [190] Energy Efficiency and Renewal Energy, «Lifetime of White LEDs». U.S. Department of Energy, 2000.
- [191] American Medical Association, «AMA Adopts Guidance to Reduce Harm from High Intensity Street Lights | American Medical Association», 14-jun-2016. [En línea]. Disponible en: <https://www.ama-assn.org/ama-adopts-guidance-reduce-harm-high-intensity-street-lights>. [Accedido: 04-ago-2017].
- [192] C. B. Luginbuhl, P. A. Boley, y D. R. Davis, «The impact of light source spectral power distribution on sky glow», *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, vol. 139, pp. 21-26, may 2014.
- [193] Texyt Staff, «Blue LEDs: A health hazard?», 15-ene-2007. [En línea]. Disponible en: <http://texyt.com/bright+blue+leds+annoyance+health+risks>. [Accedido: 04-ago-2017].
- [194] R. Stevenson, «The LED’s Dark Secret», *IEEE Spectrum: Technology, Engineering, and Science News*, 08-ene-2009. [En línea]. Disponible en: <http://spectrum.ieee.org/semiconductors/optoelectronics/the-leds-dark-secret>.
- [195] Stephen Markley, «LED Traffic Lights Can’t Melt Snow, Ice», *www.cars.com*, 16-dic-2009. [En línea]. Disponible en: <https://www.cars.com/articles/2009/12/led-traffic-lights-cant-melt-snow-ice/>. [Accedido: 04-ago-2017].
- [196] S.-R. Lim, D. Kang, O. A. Ogunseitan, y J. M. Schoenung, «Potential environmental impacts of light-emitting diodes (LEDs): metallic resources, toxicity, and hazardous waste classification», *Environ. Sci. Technol.*, vol. 45, n.º 1, pp. 320-327, ene. 2011.
- [197] M. P. Mills, «The LED Illumination Revolution», *Forbes*, 27-feb-2008. [En línea]. Disponible en: https://www.forbes.com/2008/02/27/incandescent-led-cfl-pf-guru_in_mm_0227energy_inl.html. [Accedido: 04-ago-2017].
- [198] F. Carlessi *et al.*, «Evaluation of Alternative Disposal and Replacement of Fluorescent Lamps», presentado en International Conference Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’13), Bilbao, España, 2013.
- [199] International Electrotechnical Commission (IEC), «American National Standard for Degrees of Protection Provided by Enclosures (IP Code) (Identical National Adoption)». National Electrical Manufacturers Association (NEMA), 02-nov-2005.
- [200] A. Einstein, «Concerning an Heuristic Point of View Toward the Emission and Transformation of Light», *Annalen der Physik*, vol. 17, pp. 132-148, mar. 1905.
- [201] R. A. Millikan, «A Direct Determination of “h.”», *Phys. Rev.*, vol. 4, n.º 1, pp. 73-75, jul. 1914.
- [202] Hamamatsu Photonics K.K, «Si Photodiodes», en *Opto-Semiconductor Handbook*, 2014.
- [203] Vishay Semiconductors, «Physics and Technology». 06-oct-2014.
- [204] S. Berman, «Human Electroretinogram Responses to Videos Displays, Fluorescent Lighting and Other High Frequency Sources», *Optometry and Vision Science*, vol. 68, pp. 645-62, 1991.
- [205] Thomas Kugelstadt, «Active Filter Design Techniques», en *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, 2001, pp. 285-347.
- [206] Bruce Carter, «Filters for Data Transmission - Application Note». Texas Instruments, jul-2001.
- [207] Atmel, «Manchester Coding Basics - Application Note». jul-2015.