

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Mecatrónica



**Diseño e implementación de un sistema tflotecnológico
para la detección de obstáculos TEIA**

Trabajo de graduación en modalidad de Megaproyecto presentado por:

Edwin Daniel Gamboa Palacios

Daniel Ortiz Sarceño

Francisco Javier Gómez Xet

Miguel Enrique Zea Arenales

para optar al grado académico de Licenciado en Ingeniería Mecatrónica

**Diseño e implementación de un sistema tiflotecnológico
para la detección de obstáculos TEIA**

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Mecatrónica



**Diseño e implementación de un sistema tflotecnológico
para la detección de obstáculos TEIA**

Trabajo de graduación en modalidad de Megaproyecto presentado por:

Edwin Daniel Gamboa Palacios

Daniel Ortiz Sarceño

Francisco Javier Gómez Xet

Miguel Enrique Zea Arenales

para optar al grado académico de Licenciado en Ingeniería Mecatrónica

Director del Departamento del Megaproyecto (Ingeniería Mecatrónica):

(f) 

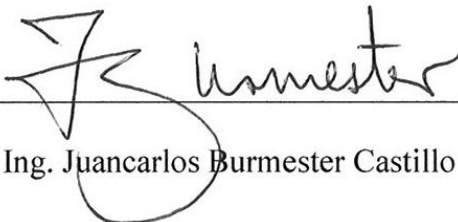
Ing. Roberto Delgado Ruegg

Director del Departamento de Ingeniería Mecatrónica:

(f) 

Ing. Roberto Delgado Ruegg

Asesor:

(f) 

Ing. Juancarlos Burmester Castillo

Fecha de aprobación: Guatemala, 27 de noviembre de 2013.

ÍNDICE

	Página
Lista de cuadros	ix
Lista de figuras	x
Resumen	xv
I. Introducción	1
A. Proyección social	1
B. Investigación	1
II. Objetivos	3
C. Objetivo general	3
D. Objetivos específicos	3
III. Justificación	4
IV. Marco teórico	5
A. Tiflotecnología	5
B. Procesamiento digital de señales	7
C. Controladores digitales de señales	8
V. Antecedentes	11
VI. Delimitación e impacto del tema	13
VII. Disposición de módulos dentro del megaproyecto	14
VIII. Dispositivo de detección de obstáculos por medio ultrasónico	15
A. Objetivos del módulo	15
B. Marco teórico del módulo	15
C. Metodología del módulo	27
D. Planteamiento del problema	28
E. Prototipo TEIA V.2	33
F. Conclusiones del módulo	50
G. Recomendaciones del módulo	51
IX. Dispositivo de detección de obstáculos por medio óptico	52
A. Objetivos del módulo	52
B. Justificación del módulo	52
C. Marco teórico del módulo	53
D. Antecedentes del módulo	66

E.	Metodología y resultados del módulo	68
F.	Análisis de resultados del módulo	93
G.	Conclusiones del módulo	95
H.	Recomendaciones del módulo	96
X.	Dispositivo de detección de obstáculos por medio de procesamiento de imágenes	97
A.	Objetivos del módulo	97
B.	Justificación del módulo	97
C.	Marco teórico del módulo	98
D.	Antecedentes del módulo	114
E.	Metodología de los experimentos	115
F.	Implementación del método de triangulación	119
G.	Resultados del módulo	122
H.	Análisis de resultados del módulo	125
I.	Conclusiones del módulo	126
J.	Recomendaciones del módulo	127
XI.	Sistema de ajuste dinámico para la obtención de datos en la detección de obstáculos	128
A.	Objetivos del módulo	128
B.	Justificación del módulo	128
C.	Marco teórico del módulo	129
D.	Antecedentes del módulo	155
E.	Metodología general de los experimentos del módulo	156
F.	Estimación de los ángulos de cabeceo y alabeo mediante la fusión de un acelerómetro y un giroscopio	157
G.	Estimación del ángulo de guiñada empleando una brújula digital con compensación de inclinación	176
H.	Control de los ángulos de cabeceo y guiñada mediante servomotores y controladores pid digitales	186
I.	Conclusiones del módulo	205
J.	Recomendaciones del módulo	205
XII.	Comparación de los dispositivos de detección de obstáculos considerados	207
XIII.	Conclusiones	210
XIV.	Recomendaciones	211
XV.	Bibliografía	212

XVI.	Anexos.....	218
A.	Dispositivo de detección de obstáculos por medio ultrasónico.....	218
B.	Dispositivo de detección de obstáculos por medio óptico	220
C.	Dispositivo de detección de obstáculos por medio de procesamiento de imágenes	226
D.	Sistema de ajuste dinámico para la obtención de datos en la detección de obstáculos	228
E.	Participación en XI Feria de la Tecnología IEEE Guatemala	229
II.	Glosario.....	231

LISTA DE CUADROS

	Página
1. Características de las familias dsPIC33FJ32GP302/304, dsPIC33FJ64GPX02/X04, y dsPIC33FJ128GPX02/X04 de controladores digitales de señales.	10
2. Características de la batería Nokia BP-6M.	26
3. Porcentaje de reducción de colisiones al utilizar el dispositivo TEIA V.2.	45
4. Tiempo de carga y descarga del dispositivo TEIA V.2.	46
5. Variación de medición de distancia por sensor ultrasónico en función de voltaje de alimentación.	46
6. Costo total del dispositivo TEIA V.2.	47
7. Relación contador y tiempo de pulsos de salida.	82
8. Valores para seleccionados para el conversor de tiempo a digital.	87
9. Comparación de valores obtenidos del TIMER0 en modo contador.	91
10. Valores obtenidos para la tabla de consulta.	92
11. Especificaciones principales de la cámara OV7670.	105
12. Datos de calibración.	122
13. Cálculo de los ángulos reales de los datos de calibración.	123
14. Cálculo de r_{pc} y r_o para la primera pareja de datos.	123
15. Cálculo de r_{pc} y r_o para la segunda pareja de datos.	123
16. Cálculo de r_{pc} y r_o para la tercera pareja de datos.	123
17. Cálculo de r_{pc} y r_o para la cuarta pareja de datos.	123
18. Cálculo de r_{pc} y r_o para la quinta pareja de datos.	124
19. Cálculo de las constantes r_o y r_{pc} a utilizar para mediciones posteriores.	124
20. Datos de distancia real vs distancia calculada.	124
21. Datos de distancia real vs distancia calculada tomados en un ambiente abierto.	125
22. Mediciones de aceleración correspondientes a la gravedad en los distintos ejes de un acelerómetro.	131
23. Características del giroscopio MEMS L3GD20.	151
24. Características del acelerómetro y magnetómetro MEMS LSM303DLHC.	152
25. Especificaciones eléctricas del servomotor digital DS65HB.	153
26. Proceso de selección de ganancias PID.	197
27. Trade Study de los dispositivos de detección.	207
28. Comparación normalizada de dispositivos de detección de obstáculos.	208

LISTA DE FIGURAS

	Página
1. Optacon en funcionamiento.....	6
2. Bastón electrónico.	7
3. Etapas del procesamiento digital de señales.	8
4. Rendimiento versus precio de los controladores digitales de señales.	9
5. Disposición de módulos del megaproyecto TEIA.	14
6. Longitud y período de una onda.	17
7. Objeto detectado fuera del eje central del sensor ultrasónico.	18
8. Sensor LV-MaxSonar-EZ1.....	19
9. Espectro Electromagnético.	20
10. Sensor infrarrojo sin detectar ningún objeto.....	21
11. Objeto dentro del rango de distancia detectable por el sensor infrarrojo.....	21
12. Sensor Sharp GP2Y0A02YK0F.....	22
13. Curva de respuesta del sensor infrarrojo Sharp GP2Y0A02YK0F.....	22
14. Forma correcta de colocar un objeto con dos colores contrastantes.	23
15. Forma correcta de colocar el sensor infrarrojo para detectar movimientos horizontales o verticales.....	23
16. Grafica de proceso de carga de una batería de litio.	25
17. Batería BP-6M.....	26
18. Diagrama de bloques de la metodología empleada en el desarrollo del dispositivo TEIA.....	28
19. Bosquejo básico de un obstáculo tipo cabina telefónica.....	30
20. Obstáculo tipo cabina telefónica, utilizado para observación y toma de mediciones.	31
21. Secuencia de movimiento de persona no vidente golpeando un obstáculo tipo cabina telefónica.	31
22. Obstáculo tipo camión utilizado para realizar mediciones y observaciones.	32
23. Vista en planta de ancho del campo de acción del sensor ultrasónico en (A) TEIA V.1 y (B) TEIA V.2.....	34
24. Cuerpo de porta sensor y sujetador de TEIA V.2.	35
25. Despiece del porta sensor de TEIA V.2.....	35
26. Sensores ultrasónicos en prueba de funcionamiento simultáneo.	36
27. Circuito de integrado MCP73831 con PIC16F1828 de TEIA V.2.	37
28. Diagrama de flujo de la programación de TEIA V.2.....	38
29. Vista de perfil y elevación con dimensiones en mm de TEIA V.2.....	39
30. Vista isométrica de caja de TEIA V.2.	40
31. Vista explosionada de las partes que componen la caja de módulo centra de TEIA V.2.....	40
32. Esquema del trayecto de prueba de TEIA V.2.	41
33. Vista frontal del módulo central de TEIA V.2.	43
34. Vista lateral izquierda del módulo central de TEIA V.2.	43
35. Vista lateral derecha del módulo central de TEIA V.2.....	44

36.	Voltaje analógico de salida de un sensor ultrasónico con obstáculo colocado a 1 m de distancia del sensor.....	44
37.	Voltaje analógico de salida de dos sensores ultrasónicos trabajando de forma simultánea, con obstáculos a 1m de distancia del sensor.	45
38.	Esquema de un sistema de triangulación laser estándar con el método para medir distancias o desplazamientos.	53
39.	Diagrama de interferómetro de Michelson.	54
40.	Diagrama de bloque de un sistema de medición de pulso de tiempo-de-vuelo.	55
41.	Reflexión y refracción de la luz.....	55
42.	Modelo de funcionamiento del diodo.	56
43.	Proceso de electroluminiscencia.....	57
44.	Espectro de emisión LEDs.	57
45.	Curvas Voltaje-Corriente en distintos LEDs.	58
46.	Materiales para creación de LEDs.....	58
47.	Potencia óptica en función de la corriente de excitación.....	59
48.	Emisiones coherentes y no coherentes.	59
49.	Características de emisión en láser.	60
50.	Circuito eléctrico de un fotodiodo.	61
51.	Características físicas de fotodiodo.	61
52.	Materiales para creación de fotodiodos.	61
53.	Condensador eléctrico.	62
54.	Carga de un condensador circuito RC.	62
55.	Descarga condensador en circuito RC.....	63
56.	TDC tipo digital.....	63
57.	Estiramiento del tiempo.....	64
58.	Interpolación lineal.....	65
59.	Familia de sensores ópticos de proximidad Siemens.....	66
60.	Sensor de escaneo láser de AUDI.....	66
61.	Metodología del módulo.....	68
62.	Plataforma desarrolladora EasyPic v7.	69
63.	Interfaz gráfica de RealTerm.	71
64.	Modelo de sensor de medición de distancia por medio de láser.....	72
65.	Controlador para señal emitida por el módulo de diodo láser.	73
66.	OPT101 circuito integrado óptico.	73
67.	Diagrama de bloques y de conexión del circuito integrado TLS2771.....	74
68.	Adaptador de FN6 a DIP6.	75
69.	Circuito de aplicación para detección de proximidad con el controlador interno.....	75
70.	Canal 1: Señal de referencia de 1000 Hz, Canal 2: Señal de salida de circuito integrado OPT101.	76
71.	Canal 1: Señal de referencia de 1000Hz, Canal 2: Recepción en OPT101 por señal enviada por módulo láser.....	76
72.	Canal 1: Señal de referencia 1000Hz, Canal 2: Señal de salida de OPT101 acoplada.	77
73.	(a) Resultado de conversor FN6 a DIP6. (b) Dimensiones de chip TSL2771, medidas en μm	77
74.	Optoelectrónicos de bajo costo.....	78
75.	Diagrama de conexión interna de Sharp GP1A52HRJ00F.....	79

76.	Ciclo de trabajo contra potencia de salida.	79
77.	Tiempo de respuesta en OPIC Sharp.	80
78.	(a) Diferencia de tiempo mínimo del sistema óptico (b) Diferencia de tiempo máxima del sistema óptico.	80
79.	Lógica del bucle while.....	81
80.	Pulso de tiempo obtenido de plataforma TEENSY 3.0.	82
81.	Relación contador y tiempo de pulsos de salida.	83
82.	Estiramiento de tiempo basado en un microcontrolador.	83
83.	Circuito equivalente para carga de condensador.	84
84.	Circuito equivalente para descarga de condensador.	85
85.	Algoritmo principal del TDC implementado en un microcontrolador de 8 bits.	86
86.	Medición de U_d voltaje del diodo en conducción directa, Canal 1: Voltaje después de diodo, Canal 2: Voltaje antes de diodo.	87
87.	Carga de condensador para conversión tiempo a digital, Canal 1: voltaje en condensador, Canal 2: Pulso de entrada.	88
88.	Relación tiempo-amplificación del conversor tiempo a digital.	88
89.	Medición del sistema utilizando una tabla de consulta e interpolación lineal.	89
90.	Algoritmo principal de obtención de datos digitales.	90
91.	Puntos de ruptura calculados para la LUT.....	92
92.	Diagrama general de la Raspberry PI modelo B.....	98
93.	Aspecto físico de la Raspberry PI.....	99
94.	Ejemplo de imagen en formato YUV.	103
95.	Aspecto físico de la cámara OV7670.	104
96.	Topología del protocolo de comunicación i2C.....	108
97.	Diagrama de transferencia de datos.....	109
98.	Diagrama representativo del método de triangulación.	111
99.	Ejemplo método de umbral de SimpleCV.	112
100.	Ejemplo método de bordes de SimpleCV.....	112
101.	Ejemplo de puntos clave de SimpleCV.	113
102.	Aspecto físico la cámara c290 de Logitech.	114
103.	Diagrama del proceso a implementar para el desarrollo del dispositivo.	115
104.	Ejes de rotación y orientación empleados para la definición de ángulos de Euler.	129
105.	Ángulos de Trait-Bryan para una aplicación aeroespacial.	130
106.	Medición del vector de gravedad en un acelerómetro de 3 ejes.	132
107.	Ejemplo de posiciones críticas para la calibración de un acelerómetro MEMS.	134
108.	Distribución de mediciones del magnetómetro en orientaciones aleatorias.	135
109.	Diagrama de bloques de un controlador PID digital básico.	137
110.	Código para la implementación de un controlador proporcional digital.	138
111.	Respuesta en el tiempo para un sistema de motor con engranajes, un actuador de precisión y un calentador.	138
112.	Resultados de aplicar un control proporcional al sistema de motor con engranajes, al actuador de precisión y al calentador.	139
113.	Código para la implementación de un controlador integral digital.....	140
114.	Resultados de aplicar un control PI al sistema de motor con engranajes y al calentador. ...	140
115.	Código para la implementación de un controlador derivativo digital.....	141
116.	Resultados de aplicar un control PID al actuador de precisión y al calentador.	141

117. Filtro complementario básico.	144
118. Sistema discreto de una entrada y una salida (en forma de caja negra).	145
119. Realización de un acumulador de promedios recursivo.	147
120. Deformación no lineal del eje de frecuencia inherente a la transformación bilineal.	148
121. Unidad de medición inercial minIMU-9 v2 de Pololu Electronics.	150
122. Esquemático de la tarjeta minIMU-9 v2 de Pololu Electronics.	151
123. Servomotor digital DS65HB.	153
124. Tarjeta USB UART de MikroElektronika.	154
125. Esquemático de la tarjeta USB UART de MikroElektronika.	154
126. Dispositivo Liftware empleado para la cancelación de los temblores asociados a la enfermedad de Parkinson.	155
127. Integrador discreto para la obtención del ángulo de cabeceo por medio de las mediciones del giroscopio.	161
128. Integrador discreto para la obtención del ángulo de alabeo por medio de las mediciones del giroscopio.	162
129. Estimaciones del ángulo de cabeceo obtenidas empleando las mediciones de aceleración lineal provistas por el acelerómetro.	163
130. Estimaciones del ángulo de alabeo obtenidas empleando las mediciones de aceleración lineal provistas por el acelerómetro.	163
131. Estimaciones del ángulo de cabeceo obtenidas empleando las mediciones de velocidad angular provistas por el giroscopio.	164
132. Estimaciones del ángulo de alabeo obtenidas empleando las mediciones de velocidad angular provistas por el giroscopio.	164
133. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de cabeceo obtenido mediante las mediciones de aceleración.	165
134. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de alabeo obtenido mediante las mediciones de aceleración.	166
135. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de cabeceo obtenido mediante las mediciones de velocidad angular.	167
136. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de alabeo obtenido mediante las mediciones de velocidad angular.	167
137. Frecuencias de corte vs alpha de los filtros complementarios seleccionados.	169
138. Magnitud (en dB) de la respuesta en frecuencia de los filtros complementarios IIR diseñados.	170
139. Sistema de filtrado complementario empleado para la estimación del ángulo de cabeceo, utilizando las mediciones del acelerómetro y el giroscopio.	170
140. Sistema de filtrado complementario empleado para la estimación del ángulo de alabeo, utilizando las mediciones del acelerómetro y el giroscopio.	171
141. Sistema simplificado empleado para la estimación del ángulo de cabeceo.	171
142. Sistema simplificado empleado para la estimación del ángulo de alabeo.	172
143. Contraste de estimaciones para el ángulo de cabeceo.	173
144. Acercamiento del contraste de estimaciones para el ángulo de cabeceo.	173
145. Contraste de estimaciones para el ángulo de alabeo.	174
146. Acercamiento del contraste de estimaciones para el ángulo de alabeo.	174
147. Interpolación lineal de 3000 estimaciones del ángulo de guiñada obtenidas mediante las mediciones compensadas de campo magnético.	179

148. Efecto de campos magnéticos externos en la estimación del ángulo de guiñada.	180
149. Efecto de campos magnéticos externos en el espectro de las mediciones del ángulo de guiñada.	181
150. Filtro pasa bajas implementado para la corrección de las estimaciones del ángulo de guiñada.	181
151. Magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas IIR implementado con $\alpha=0.99$, sobre un eje de frecuencia des-normalizada.	182
152. Efectos del filtrado en las estimaciones del ángulo de guiñada.	183
153. Contraste de las estimaciones del ángulo de guiñada, con y sin filtrado.	183
154. Retardo de grupo en función de frecuencia des-normalizada para el filtro pasa bajas implementado.	184
155. Soporte de inclinación y paneo seleccionado para el acople de servomotores y componentes electrónicos.	188
156. Vista lateral del hardware mecánico del prototipo del sistema de ajuste dinámico.	189
157. Vista frontal del hardware mecánico del prototipo del sistema de ajuste dinámico.	189
158. Vista trasera del hardware mecánico del prototipo del sistema de ajuste dinámico.	190
159. Esquemático electrónico del sistema de ajuste dinámico.	190
160. Topología del controlador PID utilizado en las rutinas de control de la librería de procesamiento de señales de Microchip.	191
161. Diagrama de bloques del sistema de control para el ángulo de cabeceo.	192
162. Diagrama de bloques del sistema de control para el ángulo de guiñada.	192
163. Contraste entre estimaciones del ángulo de cabeceo con y sin cuantificación.	194
164. Contraste entre estimaciones del ángulo de guiñada con y sin cuantificación.	194
165. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 50\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 0\%$	197
166. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 75\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$	198
167. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 75\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 15\%$	198
168. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 75\%$, $KI = 5\%$ y $KD = 10\%$	199
169. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 50\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$	199
170. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 30\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$	200
171. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 30\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 15\%$	200
172. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 25\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$	201
173. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 20\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$	201
174. Compensación realizada por el controlador PID para el ángulo de cabeceo.	202
175. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de guiñada. $KP = 20\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$	203

RESUMEN

El siguiente trabajo de graduación resume el proceso de diseño e implementación de un dispositivo tiflotecnológico de movilización asistida electrónicamente que le permita a un usuario no vidente la detección de obstáculos a la altura del rostro, imposibles de detectar por medio de un bastón convencional. Para ello se propusieron tres tipos diferentes de sensores de distancia empleando tecnología ultrasónica, infrarroja y de captura de imágenes. Adicionalmente, se propuso un sistema de ajuste automático que garantizara la validez de los datos obtenidos de los sensores de distancia, tomando en consideración las particularidades en la movilización de las personas no videntes. Pudo determinarse que el tipo de sensor adecuado para la aplicación fue el ultrasónico, ya que presentó un balance entre su precio de adquisición, su consumo de potencia y su efectividad en la detección de obstáculos. Finalmente, se desarrolló un prototipo empleando la tecnología ultrasónica, que fuese económico, efectivo y fácil de utilizar, con la posibilidad de ser puesto a disposición inmediata para los usuarios no videntes.

I. INTRODUCCIÓN

El trabajo de graduación que se presenta a continuación recopila el desarrollo, desde la concepción hasta la ejecución, del megaproyecto titulado *Diseño e implementación de un dispositivo tiflotecnológico¹ para la detección de obstáculos TEIA²* cuyo fin principal fue la fabricación del prototipo de un dispositivo que le permitiera a personas no videntes y de baja visión, detectar la presencia y proximidad de obstáculos ubicados frente a su rostro mediante intensidades incrementales de vibración, complementando la información provista por un bastón convencional. Considerando el posible impacto del megaproyecto en la sociedad guatemalteca, y dada la amplia diversidad en las tecnologías de sensores, controladores, y actuadores aplicables a la tiflotecnología, el megaproyecto TEIA fue segmentado en dos áreas considerables.

A. PROYECCIÓN SOCIAL

1. **Dispositivo de detección de obstáculos por medio ultrasónico.** Involucró el diseño y evaluación práctica de un dispositivo de detección de obstáculos por medio de un sensor de distancia ultrasónico, fácil de utilizar y económicamente accesible para la población no vidente guatemalteca. Uno de los objetivos del módulo fue la manufactura de un prototipo funcional de dicho dispositivo, que hubiese sido probado previamente por posibles usuarios no videntes y mejorado con base en la retroalimentación obtenida. Fue considerado como el módulo principal del megaproyecto, ya que se buscó que fuese el más completo en términos de efectividad, acabados finales y aplicabilidad fuera de las condiciones de laboratorio. Al finalizar su desarrollo se obtuvo un dispositivo altamente efectivo gracias a la integración de un microcontrolador con un circuito de carga de batería, un puerto de comunicación con el sensor y piezas de plástico manufacturadas por medio de una impresora 3D.

B. INVESTIGACIÓN

Los siguientes módulos se concibieron como extensiones al área de proyección social, considerando el uso de diferentes tecnologías para la medición de distancia y proponiendo sistemas de corrección para la obtención de datos. Es de importancia mencionar que los resultados obtenidos por estos módulos no

¹ Conjunto de técnicas y teorías que permiten la utilización de conocimientos tecnológicos para el desarrollo de aplicaciones y dispositivos destinados a ayudar a personas ciegas o de baja visión.

² Tiflotecnología Efectiva Inteligente y Accesible.

consideraron ningún tipo de retroalimentación por parte de posibles usuarios, contrario al módulo considerado dentro del área de proyección social. Por lo tanto, existió la posibilidad que los prototipos obtenidos no fuesen viables para una aplicación real.

1. **Dispositivo de detección de obstáculos por medio óptico.** Este módulo fue el responsable de evaluar el uso de sensores láser de distancia en lugar de ultrasónicos, para la medición de la distancia en la detección de obstáculos. Uno de los objetivos principales planteados correspondió al diseño y fabricación de un sensor de distancia láser accesible y versátil, con posibles aplicaciones industriales adicionales a su aplicación tiflotecnológica. Para su ejecución se empleó una combinación de componentes opto electrónicos reciclados y un conversor de tiempo a digital.

2. **Dispositivo de detección de obstáculos por medio de procesamiento de imágenes.** Consideró la sustitución del sensor ultrasónico por una cámara y un puntero láser, para la medición de distancias en la detección de obstáculos. Propuso como objetivo principal el emplear un procesador digital de señales para realizar una estimación de la distancia con base en métodos de triangulación y la información provista por una cámara digital. Su implementación fue posible gracias al establecimiento de una comunicación serial entre un microcontrolador y una cámara digital para teléfonos móviles además del uso de algoritmos de triangulación.

3. **Sistema de ajuste dinámico para la obtención de datos en la detección de obstáculos.** Se consideró como un aditamento para los dispositivos de detección de obstáculos, con el fin de garantizar su eficacia aun cuando los sensores no se encontrasen correctamente alineados. Se logró desarrollar un prototipo que cumpliera con esto mediante el uso de sistemas de control PID digitales que actuaran servomotores y estimaciones obtenidas de una unidad de medición inercial por medio de algoritmos de filtrado complementario.

II. OBJETIVOS

A. OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un dispositivo tiflotecnológico de bajo costo que ayude a detectar obstáculos a nivel de la cara para facilitar el desplazamiento de personas no videntes en diversos espacios.

B. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Determinar la efectividad de cada uno de los dispositivos de detección de obstáculos en base a parámetros como precisión, rango, velocidad de respuesta, etc.
2. Comparar los diferentes dispositivos de detección de obstáculos y determinar cuál es el más apropiado para la aplicación planteada por el megaproyecto TEIA.

III. JUSTIFICACIÓN

Guatemala es un país en vías de desarrollo con muchas necesidades sociales que deben ser satisfechas. Existen diversas minorías que deben adaptarse a las condiciones desafiantes que rodean la deficiente infraestructura nacional. Un ejemplo de esto son los guatemaltecos que sufren discapacidades sensoriales y deben enfrentar día a día las contrariedades al movilizarse hacia sus labores cotidianas.

Una de estas minorías son las personas no videntes, quienes han perdido la visión de manera total o parcial por causas naturales o como consecuencia de algún accidente. Muchos de ellos son capaces de viajar por su cuenta luego de haber recibido entrenamiento especializado y utilizando herramientas de navegación como el bastón, que actúa como una extensión directa del brazo y que, a lo largo de su vida, aprenden a utilizar de manera excepcional, brindándoles la posibilidad de valerse por sí mismos.

El bastón empleado por las personas no videntes tiene varias limitaciones funcionales, una de ellas es la incapacidad de detectar objetos en la región superior del cuerpo del usuario, provocando así incontables accidentes que resultan dañando la parte expuesta y en muchas ocasiones el rostro de las personas.

Como parte de la formación profesional universitaria recibida en la Universidad del Valle de Guatemala se tiene la opción de seleccionar la modalidad de graduación por megaproyecto, en la cual un grupo de estudiantes debe utilizar los conocimientos adquiridos a lo largo de su carrera para lograr resolver un problema de mayor complejidad, de preferencia ayudando a una comunidad o grupo de guatemaltecos. Por esta razón y las mencionadas con anterioridad el grupo del megaproyecto TEIA decidió implementar un sistema de detección de obstáculos que complementara la información del entorno obtenida por medio del bastón, utilizando un sensor de distancia ubicado al nivel de la cara del usuario y vibradores que indicaran por medio de la intensidad de su vibración, la presencia de obstáculos.

IV. MARCO TEÓRICO

A. TIFLOTECNOLOGÍA

La Tiflotecnología (proveniente del griego tiflos, que significa ciego) es la aplicación de técnicas, recursos y conocimientos para apoyar a personas con discapacidad visual una forma viable para la correcta utilización de la tecnología. En esto se incluye elementos como instrumentos auxiliares o adaptaciones tecnológicas que contribuyen a la autonomía de las personas, facilitando la integración social, laboral y educativa (Lafuente).

1. **Electronic Travelling Aids (ETA).** La movilización asistida electrónicamente es una forma de tiflotecnología cuyo propósito principal es mejorar la movilidad de personas con discapacidad visual. El principal problema a enfrentar en esta área se relaciona con la capacidad movilizar al usuario por espacios libres de riesgos, como obstáculos, gradas, voladizos, entre otros (Yen, 1996). Por lo tanto la función principal de los ETA consiste en realizar un sensado del espacio en el que se encuentra el usuario para poder guiarlo con seguridad.

a. **Sensado del entorno.** El sensado del entorno consiste principalmente en detectar una fuente de energía, sea ésta propia del objeto a detectar o reflejada por él mismo. Para la detección de la energía se requieren la utilización de sensores, los más utilizados son sensores ultrasónicos, láser por triangulación y más recientemente el Sistema de Posicionamiento Global (GPS por sus siglas en inglés) (Yen, 1996).

b. **Retorno de información al usuario.** Debido a que las capacidades de visión de los usuarios son pocas o nulas, las formas restantes de proveer información son por sonido o tacto.

El sonido al ser percibido posee las siguientes características:

- **Intensidad:** Volumen del sonido percibido.
- **Tono:** Frecuencia del sonido, también se encuentra relacionado con el tono característico de la fuente de sonido.
- **Ubicación Espacial** de la fuente sonora.

Por otra parte el tacto posee características similares y algunas otras como lo pueden ser:

- Intensidad
- Frecuencia
- Ubicación
- Temperatura
- Estimulación eléctrica
- Atributos químicos: Como irritación o gusto.

Al modificar las características tanto del sonido como de la vibración es posible brindarle al usuario información acerca del entorno que le rodea. Sin embargo la codificación de estas características debe ser simple de manera que el usuario las interprete fácil y rápidamente.

2. Ejemplos de dispositivos tiflotecnológicos

a. Optacon. Dispositivo compuesto por una pequeña matriz táctil de 24 filas por 6 columnas con pequeños solenoides que permite a las personas ciegas detectar imágenes o texto por medio del tacto (Doménech).

Figura 1. *Optacon en funcionamiento.*



(Doménech)

b. PC hablado. En 1994, en España se desarrolló un anotador electrónico parlante. Consiste en una computadora con un procesador 80286 que permite realizar tareas como procesador de texto, agenda y calculadora. Actualmente existe software especializado a tareas similares que se puede instalar en casi cualquier ordenador.

c. **Electronic Cane for Blind Person.** Es un bastón electrónico desarrollado en Korea, permite a las personas detectar obstáculos por medio de dos sensores ultrasónicos instalados en el bastón, además permite identificar algunos colores y determinar el nivel lumínico del lugar en el que la persona se encuentra (EC21).

Figura 2. *Bastón electrónico.*



(EC21)

B. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

Los avances tecnológicos en microelectrónica, así como el desarrollo de métodos matemáticos eficientes, facilitaron el análisis y tratamiento de las señales continuas. Así, la serie básica de Fourier es una extraordinaria herramienta para el procesamiento de señales periódicas, mientras que la Transformada de Fourier lo es para las señales aperiódicas. Con la Transformada Discreta de Fourier (DFT) y la Transformada Rápida de Fourier (FFT) se consiguió reducir drásticamente el número de multiplicaciones necesarias en los cálculos, lo que unido a la aplicación de la Transformada de Laplace y especialmente su evolución a la Transformada Z constituyeron excelentes métodos matemáticos muy propicios para su resolución mediante potentes computadores digitales.

Así comienza una nueva etapa en el mundo del tratamiento de señales, la del procesamiento digital de las señales. Se puede definir un procesador digital de señales o DSP como un procesador monochip diseñado para resolver un conjunto de operaciones matemáticas sobre una señal continua o analógica expresada digitalmente como se observa en la Figura 3 (Angulo, Etxebarria, & Angulo, 2008:4).

Figura 3. Etapas del procesamiento digital de señales.



(Angulo, Etxebarria, & Angulo, 2008:4)

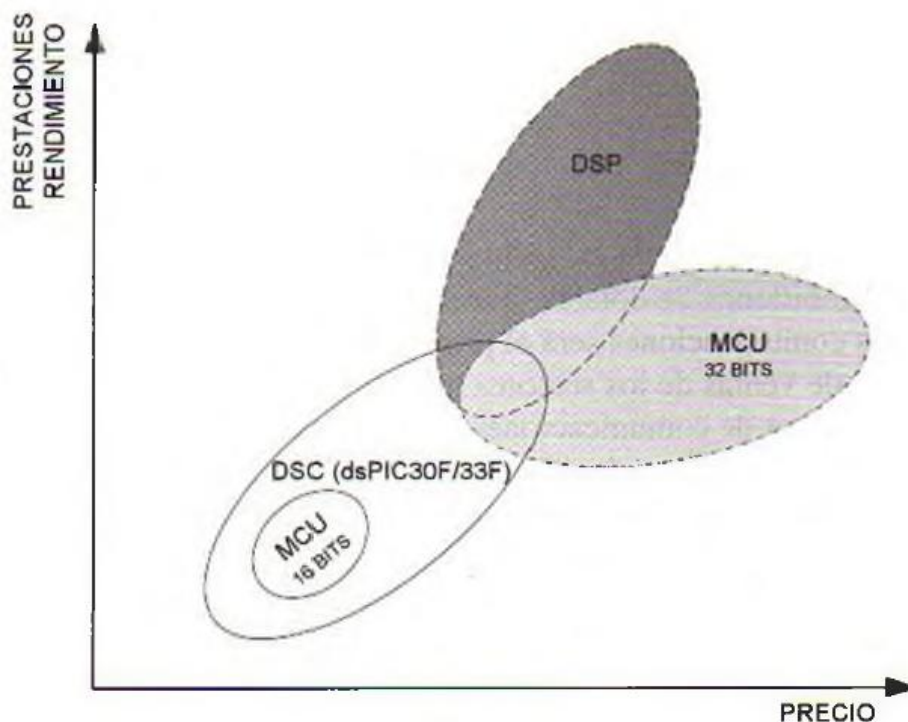
Este procesador de señales se ha convertido en una de las más poderosas herramientas tecnológicas en las que se sustentan la ciencia y la ingeniería del siglo XXI. El diseño de procesadores digitales orientados a soportar los algoritmos matemáticos para el análisis y tratamiento de las señales continuas en tiempo real supuso la utilización de los mismos en sistemas de procesamiento de señales.

C. CONTROLADORES DIGITALES DE SEÑALES

1. Familia dsPIC de controladores digitales de señales. La empresa Microchip Technology Inc. ocupa el primer puesto en el ranking mundial de microcontroladores de 8 bits desde el año 2003; sus modelos son conocidos popularmente con el nombre genérico de PIC. Tras el exitoso lanzamiento de las familias de microcontroladores de 16 bits PIC24FXXX y PIC24HXXX, los usuarios tuvieron la necesidad de tener a disposición nuevos dispositivos que soportaran funciones de procesamiento digital de señales para atender las nuevas tendencias del mercado orientadas al aumento de la conectividad por Internet, las mejoras relacionadas con la imagen y el sónico, el control de motores, etc.

Las aplicaciones modernas mezclan las funciones típicas de un microcontrolador (MCU) con las de un procesador digital de señales (DSP). Esta situación impulsó a Microchip a fabricar un circuito híbrido MCU/DSP, cuyo manejo fuese similar a los clásicos microcontroladores pero que incluyera las principales prestaciones de los DSP. Así nació el controlador digital de señales (DSC, de Digital Signal Controller), que reúne las características de un microcontrolador PIC de 16 bits y las de un DSP de gama baja. En base a este controlador digital de señales, Microchip consiguió reunir lo mejor de ambos mundos, marcando el comienzo de una nueva era en el mercado de controladores (Angulo, Etxebarria, & Angulo, 2008:9).

Figura 4. Rendimiento versus precio de los controladores digitales de señales.



(Angulo, Etxebarria, & Angulo, 2008:9)

La primera generación de DSCs, denominada dsPIC30F, constituyó un intento por parte de Microchip de facilitar el acercamiento al mundo del procesamiento digital de señales a los usuarios de MCU de 8 y 16 bits. Con esta intención se mantuvo el entorno de la arquitectura y juego de instrucciones de los MCU tradicionales, pero añadiendo la funcionalidad y los principales requisitos de los DSP, facilitando la transición de sus clientes habituales. Posteriormente, la segunda generación de DSC, llamada dsPIC33F, ha potenciado las capacidades, el número de periféricos y el rendimiento, permitiendo acceder a campos de aplicación más complejos (Angulo, Etxebarria, & Angulo, 2008:10).

2. **Controlador digital de señales dsPIC33FJ128GP802.** El dsPIC33FJ128GP802 es un controlador digital de señales de 16 bits con periféricos analógicos avanzados. Posee una memoria de programa de 128kB y una memoria de datos de 16kB, organizadas en una arquitectura Harvard modificada capaz de operar a una velocidad de hasta 40 MIPS. Entre sus capacidades DSP se encuentran una operación de multiplicación de ciclo único, además de poseer una instrucción MAC de ciclo único también (Microchip Technology Inc., 2011:1). Se presenta un detalle de los periféricos contenidos dentro del dispositivo en el siguiente cuadro.

Cuadro 1. Características de las familias dsPIC33FJ32GP302/304, dsPIC33FJ64GPX02/X04, y dsPIC33FJ128GPX02/X04 de controladores digitales de señales.

Device	Pins	Program Flash Memory (Kbyte)	Remappable Peripheral										RTCC	I ² C™	CRC Generator	10-bit/12-bit ADC (Channels)	16-bit Audio DAC (Pins)	Analog Comparator (2 Channels/Voltage Regulator)	8-bit Parallel Master Port (Address Lines)	I/O Pins	Packages
			RAM (Kbyte) ⁽¹⁾	Remappable Pins	16-bit Timer ⁽²⁾	Input Capture	Output Compare Standard PWM	Data Converter Interface	UART	SPI	ECAN™	External Interrupts ⁽³⁾									
dsPIC33FJ128GP804	44	128	16	26	5	4	4	1	2	2	1	3	1	1	1	13	6	1/1	11	35	QFN TQFP
dsPIC33FJ128GP802	28	128	16	16	5	4	4	1	2	2	1	3	1	1	1	10	4	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S
dsPIC33FJ128GP204	44	128	8	26	5	4	4	1	2	2	0	3	1	1	1	13	0	1/1	11	35	QFN TQFP
dsPIC33FJ128GP202	28	128	8	16	5	4	4	1	2	2	0	3	1	1	1	10	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S
dsPIC33FJ64GP804	44	64	16	26	5	4	4	1	2	2	1	3	1	1	1	13	6	1/1	11	35	QFN TQFP
dsPIC33FJ64GP802	28	64	16	16	5	4	4	1	2	2	1	3	1	1	1	10	4	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S
dsPIC33FJ64GP204	44	64	8	26	5	4	4	1	2	2	0	3	1	1	1	13	0	1/1	11	35	QFN TQFP
dsPIC33FJ64GP202	28	64	8	16	5	4	4	1	2	2	0	3	1	1	1	10	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S
dsPIC33FJ32GP304	44	32	4	26	5	4	4	1	2	2	0	3	1	1	1	13	0	1/1	11	35	QFN TQFP
dsPIC33FJ32GP302	28	32	4	16	5	4	4	1	2	2	0	3	1	1	1	10	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S

Note 1: RAM size is inclusive of 2 Kbytes of DMA RAM for all devices except dsPIC33FJ32GP302/304, which include 1 Kbyte of DMA RAM.
 2: Only four out of five timers are remappable.
 3: Only two out of three interrupts are remappable.

(Microchip Technology Inc., 2011:2)

V. ANTECEDENTES

Dentro de las investigaciones que se han realizado por parte de los departamentos de ingeniería electrónica y mecatrónica de la Universidad del Valle De Guatemala, se pueden mencionar algunos enfocados en mejorar la calidad de vida de personas con alguna discapacidad. Entre ellos destacan los megaproyectos ANIMA (2009), INNOVA (2011) y Profectus (2012). Sin embargo estos trabajos de investigación se orientaron en ayudar a personas con algún tipo de discapacidad motora, la cual podría ser considerada como movilización asistida electrónicamente.

Sin embargo no se cuenta con estudios relacionados a la tiflotecnología o apoyo a la movilización de personas no videntes por medios electrónicos en la Universidad del Valle De Guatemala ni alguna otra institución nacional.

No obstante existen estudios de otras universidades e instituciones a nivel mundial, los cuales se enfocan tanto en dispositivos completos de ETA como en la tecnología que se puede aplicar a un dispositivo de este tipo. A continuación se presenta un listado de trabajos que fueron consultados para la elaboración del presente trabajo de investigación.

- *Discrete Distance and Water Pit Indicator using AVR ATmega8 in Electronic Travel Aid for Blind.* Estudio realizado en Graphic Era University, Dehradun, India. El trabajo consistió en un dispositivo electrónico que utilizaba un sensor ultrasónico para la detección de obstáculos en una distancia de dos y tres metros. La información de la distancia se hacía llegar al usuario por medio de rango de vibraciones (Badoni & Semwal, 2011).
- *Bioinspired Electronic White Cane Implementation Based on a LIDAR, a Tri-Axial Accelerometer and a Tactile Belt.* Estudio realizado en la Universidad de Lleida, España. El estudio consistió en la utilización de un láser y analizando la luz reflejada puede determinar la distancia a la cual se encuentran los obstáculos. Se utilizó un acelerómetro para complementar la información del láser. Tanto el láser como el acelerómetro se colocaron en el antebrazo del usuario. La información se transmitía al usuario por medio de un cinturón de solenoides (Pallejà, Tresanchez, & Teixidó, 2010).

- *BlindAid: An Electronic Travel Aid for the Blind*. Estudio realizado en el Robotics Institute de la Carnegie Mellon University de Pennsylvania, Estados Unidos. El trabajo consistió en la utilización de Identificación por Radio Frecuencia (*Radio Frequency Identification, RFID*) con el fin de dar a conocer la ubicación de la persona no vidente. Se utilizó una computadora de mano como plataforma y la interacción con el usuario era por medio de comandos de voz (Mau, Melchior, & Makatchev, 2008).

VI. DELIMITACIÓN E IMPACTO DEL TEMA

El dispositivo tiftológico de movilización asistida electrónicamente propuesto por el megaproyecto TEIA no pretende ser un sustituto del bastón convencional sino más bien un complemento a éste. Se buscó que el prototipo del módulo central del megaproyecto fuese fácil de utilizar, robusto y confiable, además de poseer un empaquetado ergonómico y portátil, tomando en consideración las limitantes adquisitivas de la mayor parte de la población no vidente.

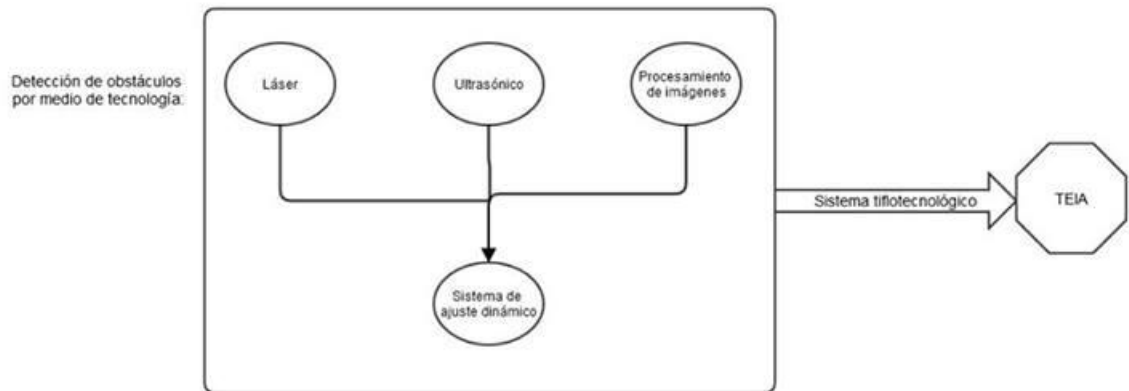
El área de investigación del megaproyecto busca proponer exclusivamente prototipos de lo planteado en los objetivos de cada módulo, sin tomar en cuenta cuestiones como practicidad o aplicabilidad inmediata en condiciones fuera del laboratorio. Todos los módulos de detección de obstáculos fueron concebidos como individuales y no se consideró una interacción directa entre ellos, con excepción de una comparación cualitativa. El sistema de ajuste dinámico se consideró como un aditamento a los dispositivos de detección de obstáculos por lo que no tomó en consideración resultados de ningún tipo de sensor en específico.

Los dispositivos y sistemas propuestos por el presente trabajo de investigación buscan no sólo atender una necesidad considerable de la población no vidente del país sino también el abrir campo de investigación y generar expectativas para las investigaciones tecnológicas desarrolladas por los principales centros de estudios avanzados de Guatemala.

VII. DISPOSICIÓN DE MÓDULOS DENTRO DEL MEGAPROYECTO

El siguiente diagrama muestra los módulos considerados dentro del megaproyecto TEIA al igual que las relaciones entre ellos.

Figura 5. Disposición de módulos del megaproyecto TEIA.



Como puede observarse, los dispositivos de detección de obstáculos buscan solucionar la misma problemática pero con propuestas distintas en la tecnología de sensores de distancia. Adicionalmente, el sistema de ajuste dinámico actúa como un aditamento a todos los dispositivos de detección de obstáculos, ya que garantiza la correcta posición del sensor para la recolección de datos sin importar la tecnología que utilice.

VIII. DISPOSITIVO DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS POR MEDIO ULTRASÓNICO

A. OBJETIVOS DEL MÓDULO

1. Objetivo general del módulo

Desarrollar un dispositivo electrónico para alertar a las personas no videntes de obstáculos a nivel del rostro, permitiendo a las personas movilizarse con facilidad y seguridad.

2. Objetivos específicos del módulo

- a. Diseñar un dispositivo electrónico para alertar a personas no videntes de obstáculos a nivel del rostro.
- b. Diseñar el dispositivo con un costo no mayor a US\$100.
- c. Crear un producto final que sea útil, robusto y de fácil manejo para el usuario.

B. MARCO TEÓRICO DEL MÓDULO

1. **Sensor ultrasónico.** Un sensor está compuesto por uno o más transductores, los cuales son dispositivos que transforman una magnitud física de entrada en otra de salida (comúnmente voltaje) (Gilaberte, 2003). En el caso de un sensor ultrasónico, éste transforma ondas de ultrasonido³ en una señal de salida.

Un sensor posee las siguientes características:

- **Accesibilidad:** Entorno físico en la que varían las magnitudes que el sensor medirá.
- **Dimensión:** Escalar, vectorial o de dimensión n.
- **Rango de operación:** Determinado rango de valores de la magnitud a medir.
- **Datos:** Formato de datos que puede medir, discreto o continuo.
- **Sensibilidad:** Especificaciones sobre exactitud y precisión.
- **Localización:** Físicamente el lugar donde se ubica el sensor, local o remoto.

³ : Se refiere a aquellas vibraciones, con frecuencias superiores a las audibles por los humanos, esto es frecuencias mayores a 20KHz.

- Inteligencia: Si el sensor posee capacidades de procesamiento o decisión. Generalmente poseen el transductor y un módulo de procesamiento adicional y se toma todo como un conjunto.

a. Fundamentos del sensor ultrasónico

1) Generación de ultrasonidos. Para generar ultrasonidos se usan comúnmente materiales piezoeléctricos⁴, los cuales pueden generar tensiones eléctricas al aplicarles una presión mecánica. Para la generación de ultrasonidos se utiliza ésta característica de los piezoeléctricos en sentido inverso, por lo tanto se aplica un voltaje alterno a alta frecuencia con la finalidad de generar una onda de ultrasonido (Mandado, 2010).

2) Recepción de ultrasonidos. En el caso de un sensor ultrasónico se basa del principio de funcionamiento del piezoeléctrico. Utilizando la onda de presión provocada por el sonido emitido por él mismo u otro piezoeléctrico, en un medio elástico como lo es el aire, el piezoeléctrico genera tensiones de salida al momento de captar las ondas ultrasónicas (Mandado, 2010).

b. Características físicas de la onda ultrasónica

1) Cálculo de distancia. El sensor ultrasónico puede medir distancias en base al tiempo que le toma a la onda de ultrasonido en ir, colisionar con un objeto y retornar al sensor. Una vez conocido el tiempo y asumiendo la velocidad como la velocidad de propagación del sonido en el aire a una temperatura ambiente T en grados centígrados, se obtiene la Ecuación 1.

$$(1) \quad v_{sonido} = 331 + 0.6 * T \left[\frac{m}{s} \right]$$

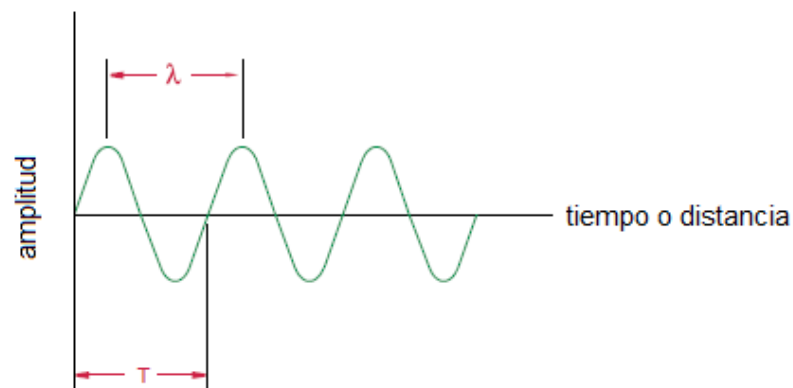
De la Ecuación 1 se obtuvo una velocidad de 343 m/s a 20°C, por lo tanto para determinar la velocidad basta con conocer el tiempo de ida y retorno de la onda ultrasónica y sustituirlo en la Ecuación 2 (Pérez, 2006):

$$(2) \quad d = \frac{1}{2} v_{sonido} * t$$

2) Longitud de onda ultrasónica. La longitud de onda es la distancia entre dos crestas de una onda. Ésta se encuentra directamente relacionada con la frecuencia de la onda. La longitud de onda se identifica por el carácter griego lambda λ .

⁴ Cristales que adquieren una polarización eléctrica en su masa al ser sometidos a tensiones mecánicas, creando de esta manera una diferencia de potencial y cargas eléctricas en su superficie.

Figura 6. Longitud y período de una onda.



(Olympus, 2006)

Para determinar la longitud de onda es necesario conocer el período o frecuencia de la onda y utilizar la ecuación la Ecuación 3 (Olympus, 2006):

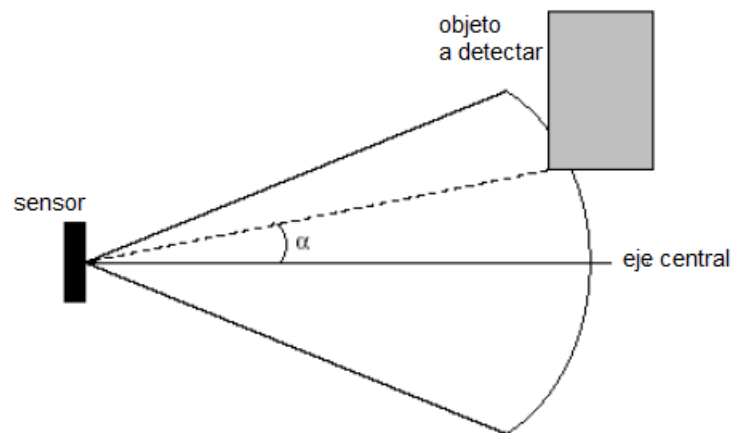
$$(3) \quad \lambda = c/f \quad \lambda = c * T$$

Donde c es la velocidad de sonido en el medio en que se encuentra, f es la frecuencia de la onda y T es el período. En los sensores ultrasónicos se utiliza comúnmente frecuencias de entre 30kHz y 60kHz hasta llegar a sensores más sofisticados con frecuencias de hasta 50MHz. El incremento en la frecuencia de la onda permite que la longitud de onda sea más corta y por lo tanto ésta puede ser reflejada por objetos muy pequeños, en el caso de altas frecuencias se puede incluso detectar imperfecciones en los materiales para realizar pruebas no destructivas (Olympus, 2006).

c. Problemas comunes de los sensores ultrasónicos

1) Campo de acción. El campo de acción del sensor posee forma cónica, por lo tanto el eco que recibe como reflexión del sonido indica que un obstáculo se encuentra en el cono del sensor, sin embargo no es posible determinar con exactitud la ubicación del objeto. Existe una alta posibilidad de que el eco se haya producido en el eje central del cono del sensor sin embargo también pudo haber sido provocado por algún objeto cercano (Pérez, 2006).

Figura 7. Objeto detectado fuera del eje central del sensor ultrasónico.



(Pérez, 2006)

2) Energía acústica reflejada. Dependiendo del material del que esté hecha la superficie del objeto a detectar, puede reflejar poco o mucho la energía acústica. Esta cantidad de reflexión se encuentra directamente relacionada con el tamaño de las irregularidades de la superficie y la longitud de onda de ultrasonido (Pérez, 2006). Además del material de la superficie otro aspecto importante en la reflexión es el diámetro de acción del sensor, por lo que si se cuenta con un diámetro menor la cantidad de energía reflejada será mayor (Olympus, 2006).

3) Distancia mínima de detección. En el caso de sensores que utilizan el mismo transductor como emisor y receptor, debe existir un tiempo de relajación entre la emisión de las ondas de ultrasonido y la recepción. Debido a que el tiempo y la distancia se encuentran relacionados directamente, el tiempo de relajación del transductor se convierte automáticamente en la distancia mínima que puede medir el sensor, que puede variar de acuerdo a las especificaciones de cada sensor (Pérez, 2006).

4) Factores ambientales. Como se explicó en las Características físicas de la onda ultrasónica, el sonido necesita de un medio para viajar, en caso de que el medio sea el aire, la velocidad del sonido es dependiente de los cambios de presión y temperatura ambiental (Pérez, 2006).

d. Sensor LV-MaxSonar-EZ1. El sensor EZ1 es un sensor ultrasónico que cuenta con emisor y receptor en el mismo transductor, con un rango de operación de 0.16m hasta 6.45m y bajo consumo de corriente. El sensor posee un microcontrolador PIC 16F676 incorporado, el cual permite tres interfaces distintas para comunicación: ancho de pulso, voltaje analógico y RS232 (MaxBotix Inc., 2012).

El sensor opera con una frecuencia de 42KHz y puede ser alimentado en un rango de 2.5V a 5.5V, el voltaje de salida es proporcional al voltaje de entrada y a la distancia desde el sensor hasta el objeto a detectar. La función que lo describe es la presentada en la Ecuación 4 (MaxBotix Inc., 2012):

$$(4) \quad V_{out} = V_{alimentacion} / 512 * \text{pulgada}$$

La frecuencia máxima de lectura del sensor es de 20Hz, tomándole al sensor 50ms entre lectura y lectura. El sensor realiza una calibración al inicio del primer ciclo de lectura, por esta razón es necesario que no existan obstáculos a una distancia mínima de 35 cm durante este ciclo, de lo contrario el sensor podría dar mediciones falsas en este rango de distancia (MaxBotix Inc., 2012).

Figura 8. *Sensor LV-MaxSonar-EZ1.*



(Pérez, 2006)

2. **Sensor infrarrojo de proximidad.** El sensor infrarrojo de proximidad se basa en el funcionamiento de dos componentes claves, el emisor infrarrojo y el sensor óptico. El emisor consiste típicamente de un LED infrarrojo (Luo & Schmitz, 2009).

Antes de analizar el sensor infrarrojo, resulta conveniente conocer ciertos conceptos básicos de la luz infrarroja:

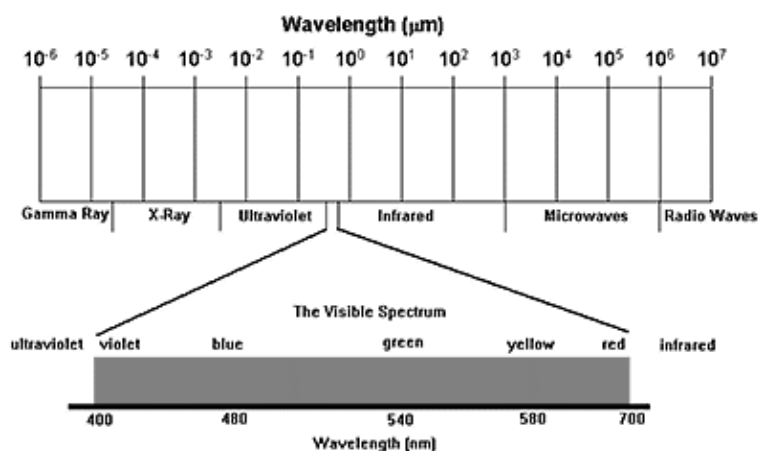
a. **Conceptos importantes de la luz infrarroja**

1) **Onda electromagnética.** Una onda electromagnética es energía transportada por el espacio en forma de perturbaciones periódicas de electricidad y campos magnéticos. Todas las ondas electromagnéticas viajan por el espacio a la misma velocidad, $c = 2.9979 * 10^8$ m/s, o a la velocidad de la luz. Una onda electromagnética se caracteriza por poseer frecuencia y longitud de onda, ambas dependen de la fuente emisora (CRISP, 2001).

En la naturaleza se puede encontrar una gran diversidad de frecuencias, desde las más bajas usadas en transmisión de potencia hasta las más altas como los rayos gamma. Esta variedad de frecuencias conforman el espectro electromagnético (CRISP, 2001).

2) Espectro electromagnético. El espectro electromagnético se encuentra dividido en distintas regiones de longitud de onda, de la cual los seres humanos únicamente podemos apreciar la región entre los 400 y 700 nm (CRISP, 2001).

Figura 9. *Espectro Electromagnético.*

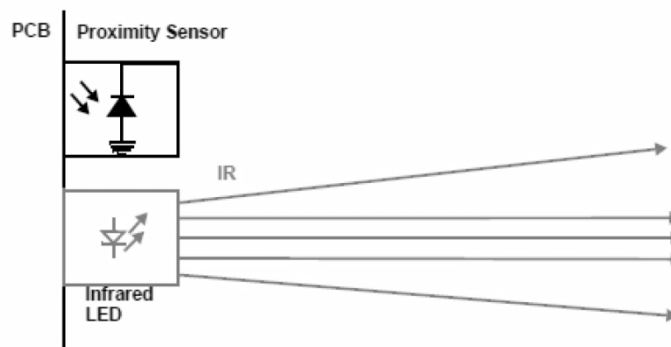


(CRISP, 2001)

3) Luz infrarroja. La luz infrarroja es aquella que posee una longitud de onda superior a 700 u 800 nm, encontrándose en el extremo superior del rango de luz visible por el ojo humano. Generalmente la longitud de onda de la luz infrarroja ronda los 0.7 μm hasta llegar a 0.1mm. Luz infrarroja con una longitud de onda superior es emitida por objetos calientes. A pesar de no ser visible, la luz infrarroja posee las mismas características que la luz visible, por lo tanto puede ser enfocada y reflejada en objetos (Sweitzer, 1998).

b. Funcionamiento del sensor infrarrojo de proximidad. El funcionamiento del sensor consiste en la emisión de luz infrarroja desde un LED, la cual al ser reflejada en la superficie de los objetos es detectada por el sensor infrarrojo. La Figura 10 ejemplifica un sensor que no detecta ningún objeto, ya que no existe una superficie cercana en la cual la luz infrarroja pueda ser reflejada (Luo & Schmitz, 2009).

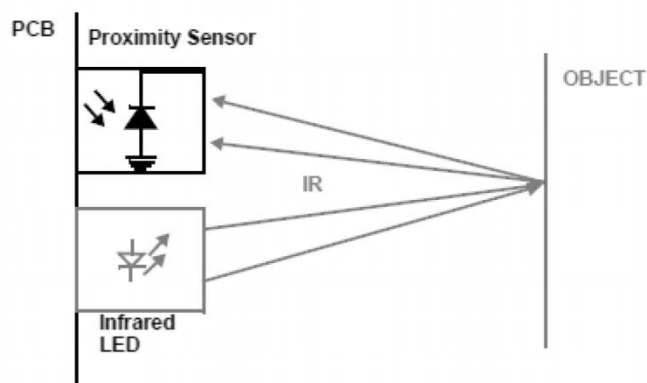
Figura 10. *Sensor infrarrojo sin detectar ningún objeto.*



(Luo & Schmitz, 2009)

La Figura 11 muestra al sensor infrarrojo cuando un objeto se encuentra dentro del rango de distancia detectable, en el cual el sensor de proximidad capta la luz reflejada en la superficie del objeto. Los sensores más comunes de proximidad como lo son los Sharp IR Range Finder, utilizan un método de triangulación para medir la distancia a la cual se encuentra el objeto detectado. Para ello se vale del ángulo con el cual capta la emisión de luz infrarrojo y en base a esto es posible determinar la distancia (Forkosh, 2010).

Figura 11. *Objeto dentro del rango de distancia detectable por el sensor infrarrojo.*



(Luo & Schmitz, 2009)

Posteriormente se debe realizar un análisis de la señal de salida del sensor de proximidad. Algunos sensores incluyen circuitería de acondicionamiento de la señal y proporcionan una salida de voltaje analógico, la cual puede ser leída fácilmente por un microcontrolador.

c. Problemas comunes con los sensores infrarrojos

- Debido a la forma de funcionamiento del sensor, la superficie del objeto a medir debe reflejar considerablemente la luz infrarroja, de lo contrario el sensor dará una lectura errónea. Por lo que si se desea sensar objetos opacos o con una superficie de baja reflectividad el sensor infrarrojo puede fallar (Forkosh, 2010).
- Si existe una fuente externa de luz infrarroja externa al sensor, ésta puede afectar la lectura del sensor. Tal es el caso de la luz solar en espacios abiertos, por lo que la funcionalidad del sensor se ve limitada a espacios cerrados o con luz solar indirecta (Forkosh, 2010).

d. Sensor SHARP GP2Y0A02YK0F. Este es un sensor de distancia infrarrojo con un rango de 20 a 150 cm, con una salida de tipo analógica. Como se mencionó en el Funcionamiento del sensor infrarrojo de proximidad en la sección anterior, este sensor utiliza un método de triangulación para medir la distancia desde el sensor hasta el objeto. La longitud de onda del emisor de LED infrarrojo es de $850 \pm 70\text{nm}$ (SHARP Corporation, 2006).

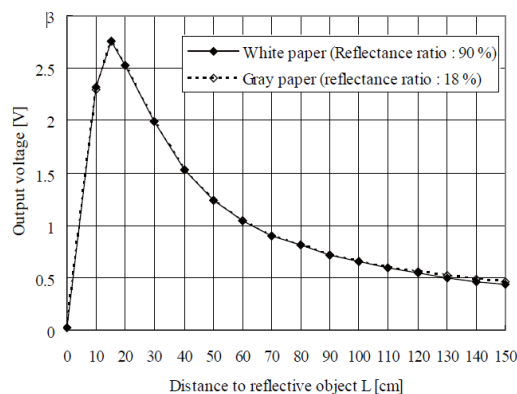
Figura 12. Sensor Sharp GP2Y0A02YK0F.



(Luo & Schmitz, 2009)

La curva de respuesta de este sensor se presenta en la Figura 13.

Figura 13. Curva de respuesta del sensor infrarrojo Sharp GP2Y0A02YK0F.

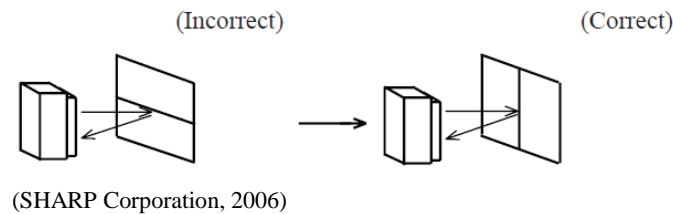


(SHARP Corporation, 2006)

Las limitaciones de este sensor se listan a continuación:

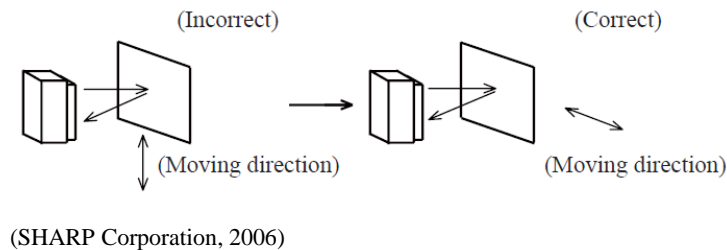
- Se debe mantener objetos alejados del emisor de luz infrarroja, esto con el fin de que no exista reflexión al receptor por un objeto que no se desea sensar (SHARP Corporation, 2006).
- El sensor puede no funcionar correctamente cuando se utiliza frente a espejos (SHARP Corporation, 2006).
- En caso de que el objeto posea colores contrastantes se debe alinear de forma que el cambio de un color a otro ocurra de forma vertical y no horizontal (SHARP Corporation, 2006). La Figura 14 ejemplifica este caso:

Figura 14. *Forma correcta de colocar un objeto con dos colores contrastantes.*



- Si el objeto a intentar detectar se encuentra en movimiento, el fabricante recomienda colocar el sensor de manera que la línea entre emisor y receptor del sensor sea perpendicular a la línea de movimiento del objeto (SHARP Corporation, 2006). La Figura 15 ejemplifica este caso:

Figura 15. *Forma correcta de colocar el sensor infrarrojo para detectar movimientos horizontales o verticales.*



3. Batería de litio

a. **Batería de ion de litio.** Comúnmente conocidas como Li-ion o LI. Las investigaciones con baterías de litio iniciaron en 1912 con G.N. Lewis, pero no fue hasta los años 70 cuando la primera batería de litio no recargable surgió comercialmente. Los intentos por desarrollar una batería de litio recargable fallaban debido a la inherente inestabilidad del metal del litio, especialmente en la etapa de carga. Por ello se empezó a utilizar iones de litio, los cuales son más seguros que el metal litio si se toman

las precauciones adecuadas. De este avance Sony Corporation comercializa en 1991 la primera batería de ion de litio (Battery University, 2010).

1) Ventajas de las baterías de ion de litio. La densidad de energía de las baterías de ion de litio es típicamente el doble que las baterías estándar de nickel-cadmio. El voltaje por celda de las baterías de ion de litio es de 3.6 voltios, por lo que se requieren menos celdas en series para alcanzar voltajes mayores (Battery University, 2010).

El mantenimiento requerido por estas baterías es menor y las pérdidas por auto descarga son de aproximadamente 5% por mes, permitiendo que las baterías sean aptas para las aplicaciones modernas con alta demanda de corriente (Battery University, 2010).

2) Desventajas de las baterías de ion de litio. Las baterías requieren de un circuito adecuado para cargarlas, así como un circuito de protección para no permitir que el voltaje disminuya a menos de 3.4 voltios por celda. Adicionalmente a esto, en aplicaciones de alta demanda de corriente es de vital importancia monitorear la temperatura de las baterías para evitar daños. En caso de que se requiera guardar las baterías, estas deben almacenarse con un 40% de su carga total (Battery University, 2010).

b. Batería de polímero de litio. Abreviadas como Li-poly, Li-Pol, LiPo, LIP, PLI o LiP, son un tipo de baterías recargables que utiliza como electrolito un polímero seco de estado sólido. Este polímero electrolítico reemplaza al tradicional separador poroso bañado con electrolitos (Battery University, 2010).

1) Ventajas de las baterías de LiPo. Debido a las características del polímero, es posible fabricar baterías delgadas. Adicionalmente el factor de forma no resulta ser un problema por lo que se pueden encontrar baterías de distintos tamaños y formas con bajo peso (Battery University, 2010).

2) Desventajas de las baterías LiPo. Las principales desventajas de estas baterías destaca la baja densidad de energía y ciclos de carga en comparación con las baterías de Li-ion. La versatilidad del factor de forma puede resultar siendo una desventaja ya que no existe un tamaño estándar de batería (Battery University, 2010).

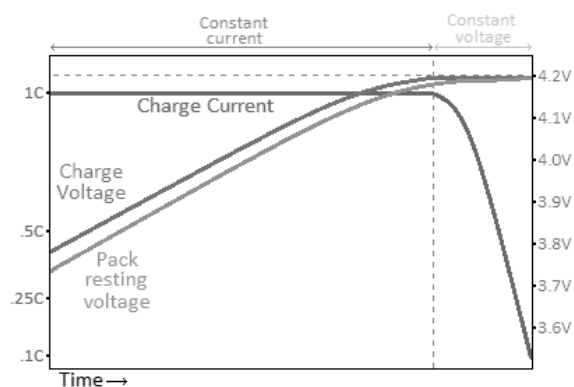
c. Proceso de carga de una batería de litio. El proceso de carga de una batería de litio, ya sea LiPo o Li-Ion está conformado en dos etapas. La primera es una etapa de corriente constante, en la que el cargador debe suministrar una corriente constante igual a la capacidad de la batería, mientras que el voltaje de carga aumenta desde el voltaje de la batería hasta 4.2V. La corriente fluye debido a que existe una diferencia de potencial entre el cargador y la batería, sin embargo el valor de suministro de corriente

constante puede variar, existen baterías a las cuales se les puede suministrar el doble o triple de corriente de su capacidad en mAh, con el fin de obtener un tiempo de carga menor, por otro lado no todos los cargadores de baterías pueden suministrar una corriente variable por lo que ya tienen predefinida una tasa de corriente constante (Jin, 2010).

La segunda etapa del proceso de carga consiste en una etapa de voltaje constante, en la cual la batería ya alcanzó el voltaje de 4.2 por lo que el cargador mantiene este voltaje en la salida mientras que la tasa de corriente suministrada disminuye, debido a que la diferencia de potencial entre el cargador y la batería es menor. La corriente suministrada disminuirá hasta alcanzar un valor programado por el usuario en cargadores avanzados o predefinido en cargadores más simples, el cual indica que la diferencia de potencial se puede despreciar y el proceso de carga se encuentra completo (Jin, 2010).

En la Figura 16, se puede observar al inicio, la etapa de corriente constante, con un voltaje creciente y la etapa de voltaje constante con una corriente de carga decreciente.

Figura 16. Grafica de proceso de carga de una batería de litio.



(Jin, 2010)

d. Cargador de baterías MCP73831. Con la finalidad de poder desarrollar un dispositivo robusto y fácil de utilizar, se decidió utilizar una batería de litio recargable, el cual debe poseer características adecuadas. A continuación se presentan los detalles del cargador producido por Microchip 73831.

Este es un cargador de baterías de Li-Ion/LiPo, el cual posee un algoritmo de carga en etapa de corriente constante y voltaje constante. Su uso principal es en aplicaciones portátiles cargadas por medio de USB. La corriente de carga en la etapa de corriente constante puede ser programada cambiando el valor de una resistencia específica, por lo que puede variarse hasta un máximo de 500mA (Microchip Technology Inc., 2005).

El chip cargador se encuentra disponible en dos empaquetados distintos, el primero de 8 patas DFN y el segundo de 5 patas SOT23. Adicionalmente, debido a que requiere pocos componentes externos lo hace adecuado para dispositivos portátiles.

El chip MCP73831 posee un pin de estado que permite conectarse a un microcontrolador para indicar si el proceso de carga se encuentra aún en proceso o ya se completó.

La hoja de datos completa de este chip se encuentra en la sección de apéndice.

e. **Batería Nokia BP-6M.** Esta fue la batería utilizada en los prototipos TEIA V.1 y TEIA V.2, en el Cuadro 2 se presentan sus características:

Cuadro 2. Características de la batería Nokia BP-6M.

Tipo	LiPo
Capacidad (mAh)	1070
Voltaje nominal (V)	3.7
Voltaje máximo (V)	4.2
Voltaje mínimo (V)	3.4
Dimensiones (mm)	40x41x6

(Cell Phone Knowledge Base, 2013)

Figura 17. Batería BP-6M.



(Cell Phone Knowledge Base, 2013)

C. METODOLOGÍA DEL MÓDULO

A continuación se presenta la metodología utilizada para el desarrollo del módulo de dispositivo de detección de obstáculos por medio ultrasónico. Como punto de partida se encuentra el estudio preliminar, en esta etapa se tuvo la oportunidad de asistir al Benemérito Comité Pro Ciegos y Sordos de Guatemala, así como al Consejo Nacional para la Atención de las Personas con Discapacidad (CONADI), específicamente en la subdivisión de no videntes. En ambas instituciones se pudo conocer las necesidades y posibles áreas en las que podíamos apoyar desde nuestro campo de estudio.

Posteriormente decidimos trabajar con CONADI, en el desarrollo de un dispositivo de bajo costo que alertara a las personas no videntes de obstáculos a nivel del rostro. Una vez aclarado esto, se planteó el problema y se desarrolló un prototipo bastante simple de la solución propuesta. Este prototipo fue presentado ante la subdivisión de no videntes de CONADI, quienes nos brindaron retroalimentación al respecto.

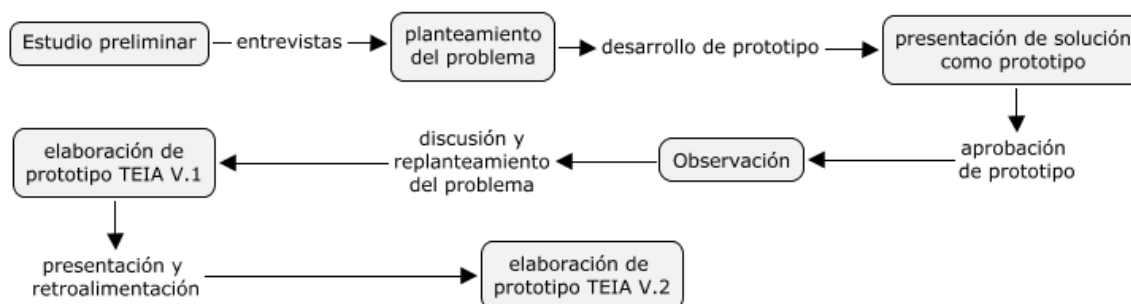
El proceso de diseño se realizó llevando a cabo observaciones y entrevistas con personas no videntes, luego de esto se trabajó en la versión del prototipo TEIA V.1, la cual fue entregada al Lic. Juan Carlos Gómez. El Lic. Juan Carlos es no vidente y colaborador de CONADI que nos ha apoyado a lo largo del proceso, por lo que se le pidió que utilice el prototipo por un periodo de prueba para posteriormente conocer su opinión al respecto.

Luego del período de prueba se realizaron modificaciones correspondientes a TEIA V.1 para dar como resultado TEIA V.2, una versión con pequeñas modificaciones del prototipo TEIA V.1.

En la Figura 18 se presenta el diagrama de bloques de la metodología utilizada en éste módulo. En los capítulos siguientes se explicará a detalle el planteamiento del problema en concreto, así como el proceso realizado para la elaboración de los tres prototipos.

En este consolidado se detalla únicamente la última versión realizada del prototipo, si se desea más información de las versiones anteriores, puede hacerlo consultando el trabajo *Diseño e implementación de un sistema tiflotecnológico para la detección de obstáculos TEIA. Módulo: Dispositivo de detección de obstáculos por medio ultrasónico*. Disponible en la biblioteca del Departamento de Ingeniería Mecatrónica de la UVG.

Figura 18. Diagrama de bloques de la metodología empleada en el desarrollo del dispositivo TEIA.



D. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Como se explicó en la justificación de este trabajo de investigación, el objetivo principal consiste en desarrollar un dispositivo que permita a las personas no videntes evadir obstáculos a la altura del rostro, sin embargo no se explica el problema concretamente.

Gracias al espacio que se tuvo con las personas del CONADI, fue posible determinar los tipos de obstáculos que presentan mayor riesgo para las personas no videntes. A continuación se presenta un listado de los elementos que usualmente no son detectados por el bastón o que son parcialmente detectados.

- Cabinas telefónicas
- Lazos y cables
- Postes de luz
- Señales de tránsito
- Bordos de puertas
- Balcones de ventanas
- Elementos en voladizo

Tomando esto en cuenta, se pensó en distintas formas y tecnologías para poder detectar estos obstáculos, buscando siempre lograr desarrollar un dispositivo que fuese un complemento para el bastón. De las distintas tecnologías se seleccionaron 4, tecnología con sensor ultrasónico y las 3 restantes fueron investigadas por los otros compañeros de Megaproyecto TEIA. Miguel Zea trabajó con un sistema que busca mantener la posición óptima del sensor para la efectiva detección de obstáculos, Daniel Ortiz realizó pruebas con dispositivos láser y triangulación, Francisco Gómez utilizó una cámara y procesamiento de imágenes, todos con la finalidad de detectar obstáculos a nivel del rostro.

1. Observación y toma de datos del movimiento de personas no videntes.

Antes de iniciar el desarrollo del dispositivo se realizaron observaciones y tomas de datos del movimiento de 5 voluntarios no videntes. Estas observaciones y mediciones fueron de utilidad tanto para este módulo como para los otros tres módulos del Megaproyecto TEIA. Los movimientos observados y medidos consistían en:

- Sentarse
- Pararse
- Caminar
- Colisión contra obstáculo tipo cabina telefónica
- Colisión contra obstáculo tipo camión

Para la observación se utilizaron dos videocámaras, la primera de ellas realizó tomas panorámicas de los movimientos, la segunda fue colocada en la frente del voluntario y proporcionaba una visión en primera persona de su movimiento.

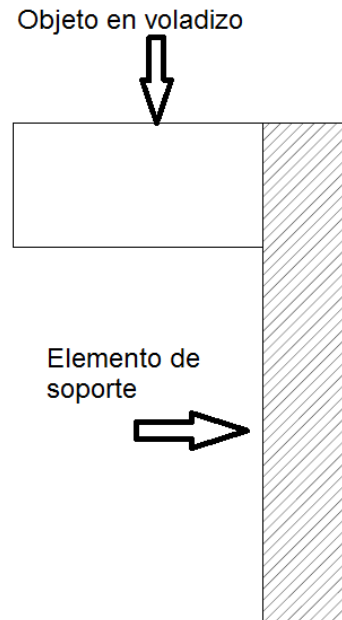
Con respecto a los movimientos realizados, sentarse, pararse y caminar fueron medidos utilizando un acelerómetro de tres ejes, los datos recolectados fueron de utilidad para el módulo de Miguel Zea, por lo tanto no se entrará en detalle en este trabajo de investigación.

Los movimientos de colisión contra obstáculos fueron realizados para evidenciar los puntos en los que el bastón no es efectivo y por lo tanto la persona no vidente corre el riesgo de lastimarse. Estos dos movimientos fueron seleccionados ya que ejemplificaban los tipos de golpes más comunes con obstáculos aéreos que fueron comentados por las personas del CONADI en la reunión realizada previamente. Además también indicaron que las partes del cuerpo afectadas por colisiones de este tipo son el rostro, brazos y pecho.

En las secciones siguientes se explica a detalle en que consistió cada tipo de colisión.

2. **Colisión contra obstáculo tipo cabina telefónica.** Este tipo de obstáculo simulaba ser una cabina telefónica empotrada en la pared de una calle, sin embargo se puede generalizar a cualquier tipo de obstáculo que se encuentre en voladizo, como lo puede ser un balcón, una puerta de gabinete abierta, una señal de tránsito muy baja, etc. La Figura 19 muestra un bosquejo básico de este tipo de obstáculo.

Figura 19. Bosquejo básico de un obstáculo tipo cabina telefónica.



El objeto en voladizo, como se mencionó antes, puede ser la cabina telefónica o cualquier objeto en voladizo que se encuentre a una altura por encima de la cintura del no vidente. Por otro lado el elemento de soporte puede ser un poste, columna o pared al cual se encuentre anclado el objeto. En algunos casos para que exista una colisión no es siquiera necesario que exista un objeto en voladizo, como puede ocurrir con postes o varillas delgadas, las cuales no son detectadas por el bastón.

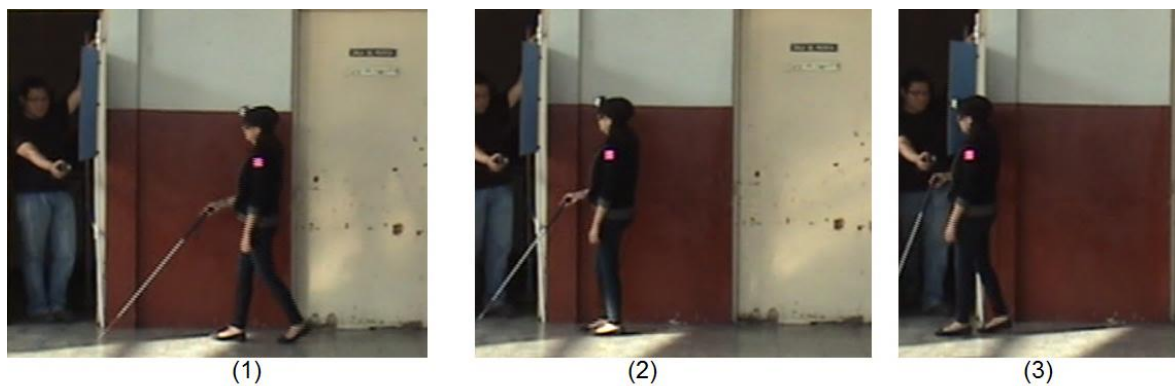
El problema principal con este tipo de obstáculo es que el bastón puede detectar el elemento de soporte pero no hay forma de indicarle al no vidente que existe un obstáculo aéreo y por lo tanto ocurre una colisión. Para la toma de mediciones y observación se utilizó un obstáculo en voladizo de cartón con un revestimiento foamy, con el fin de no lastimar a los voluntarios. Como elemento de soporte, se utilizó la pared. Las dimensiones del obstáculo eran de 60 cm por 40 cm, colocado a una distancia de 1.30m desde el suelo hasta el borde inferior. La Figura 20 muestra el obstáculo utilizado.

Figura 20. *Obstáculo tipo cabina telefónica, utilizado para observación y toma de mediciones.*



Para las pruebas se solicitó a los voluntarios caminar paralelamente a la pared, ellos tenían conocimiento de que existía un obstáculo, sin embargo no sabían la distancia a la cual se encontraba. La idea de esto consistió en determinar los puntos vulnerables de los no videntes y evidenciar el tipo de problema que estos obstáculos pueden provocar. La Figura 21 muestra claramente la forma en la que una colisión con este tipo de obstáculo ocurre.

Figura 21. *Secuencia de movimiento de persona no vidente golpeando un obstáculo tipo cabina telefónica.*

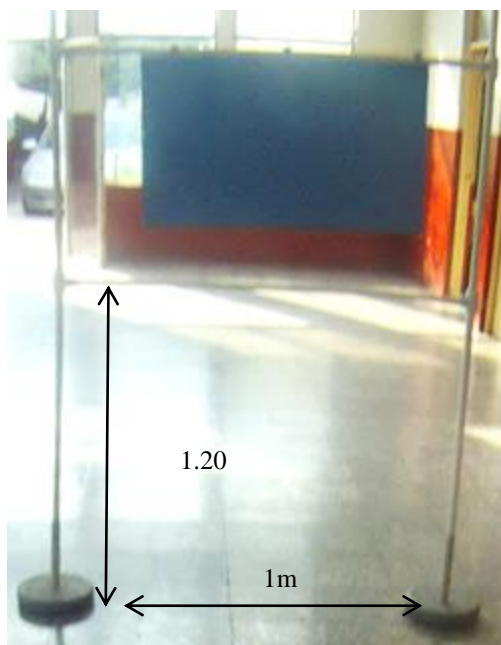


Como se puede observar en la Figura 21.1 la persona camina utilizando su bastón para moverse de forma paralela a la pared. En la Figura 21.2 el bastón se localiza por debajo del obstáculo y no puede ser detectado. En la Figura 21.3 ocurre la colisión entre el obstáculo y el rostro de la persona.

3. **Colisión contra obstáculo tipo camión.** Este tipo de obstáculo consiste en un objeto elevado, sostenido por dos o más soportes, un ejemplo claro consiste en un camión estacionado, en el cual el bastón de la persona pasa por debajo del camión y aparentemente el camino se encuentra libre, sin embargo la caja de carga del camión golpea al no vidente en la parte superior del cuerpo. Otros ejemplos generalizados de este tipo de obstáculo pueden ser elementos colgantes a baja altura, como lazos o cables.

Para simular este tipo de obstáculo se utilizó el rectángulo de cartón y foamy mencionado en la colisión contra obstáculo tipo cabina telefónica y se modificó únicamente la forma de soporte. A continuación se presenta en la Figura 22 la forma en la que fue colocado.

Figura 22. *Obstáculo tipo camión utilizado para realizar mediciones y observaciones.*



Este obstáculo fue colocado a una altura de 1.20 m desde el suelo hasta el borde inferior, poseía además una distancia de separación entre soportes de 1m. Las colisiones observadas resultaron ser similares a las del caso anterior, en las que el bastón no detecta objeto alguno y ocurre una colisión.

E. PROTOTIPO TEIA V.2

Este fue la última versión realizada del dispositivo, con la cual se intentó corregir las deficiencias que ocurrieron con el prototipo TEIA V.1. Los cambios más notables en esta versión son el circuito del módulo central y el porta sensor. En las secciones siguientes se describen los cambios realizados en base a la versión 1.

1. Diseño de prototipo TEIA V.2

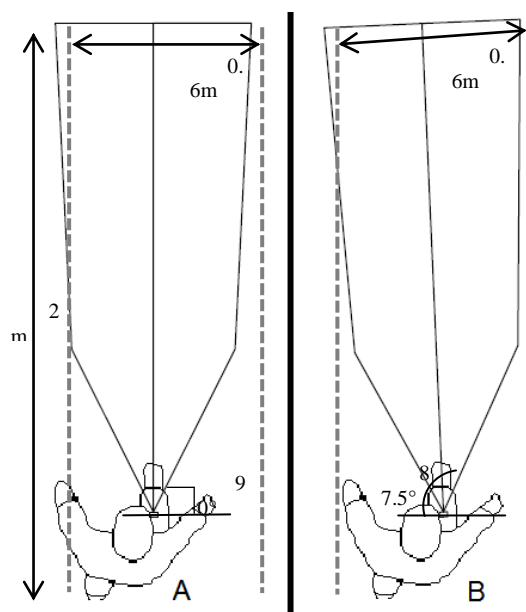
a. Sensor Ultrasónico. Debido a los resultados obtenidos en el prototipo TEIA V.1 respecto a los problemas del montaje del sensor por las dimensiones de las extensiones y el sujetador así como la zona muerta que se obtiene del lado izquierdo del cuerpo debido a que el sensor se ubica al lado derecha de la cabeza, se decidió modificar el porta sensor para solventar estos problemas (Gamboa, 2013).

Por otro lado también surgió la interrogante de ¿Qué ocurre si dos personas con dispositivos TEIA se encuentran en la misma habitación? ¿El dispositivo continúa funcionando u ocurren mediciones erróneas? , por esta razón se diseñó un experimento para conocer la respuesta de dos sensores ultrasónicos LV-MaxSonar-EZ1 en un mismo espacio.

1) Rediseño de porta sensor. Con el fin de adaptarse de mejor manera a distintos tipos de lentes se decidió modificar la forma del porta sensor, haciendo las extensiones partes independientes del porta sensor, de esta manera éstas se pueden deslizar por el cuerpo del sujetador y el usuario puede adecuarla a sus necesidades. También se modificó el cuerpo del sujetador, reduciéndolo en 8mm.

La última modificación que se realizó en el porta sensor fue el ángulo que existe entre el cuerpo del porta sensor y el sujetador. En el porta sensor de TEIA V.1 se utilizó un ángulo de 90° , por lo que el sensor ultrasónico se direccionaba de forma perpendicular al rostro del usuario, para esta versión se utilizó un ángulo de 87.5° , con el fin de mejorar la detección de obstáculos al lado izquierdo del cuerpo del usuario. La Figura 23 es un bosquejo que muestra el problema existente en el porta sensor de TEIA V.1 y la solución propuesta en TEIA V.2.

Figura 23. Vista en planta de ancho del campo de acción del sensor ultrasónico en (A) TEIA V.1 y (B) TEIA V.2.



La figura anterior muestra el ancho del campo de acción del sensor ultrasónico en TEIA V.1 y en TEIA V.2. Como se mencionó con anterioridad, el cambio se encuentra en la forma del porta sensor, el cual en (B) posee un ángulo de 87.5° con respecto a una línea imaginaria, paralela a los hombros del usuario. Para determinar éste nuevo ángulo, utilizado en el porta sensor de TEIA V.2 se utilizó la información de la Figura 23 (Gamboa, 2013), para determinar el ancho del campo de acción del sensor ultrasónico a una distancia aproximada de 2m, puesto que el máximo alcance que se permitió al dispositivo es de 1.5m. Con esta información se dibujó en AutoCad un aproximado del cono que emite el sensor ultrasónico y se superpuso una ilustración de una persona en vista de planta, con el tamaño proporcional al del ancho del campo de acción del sensor, esto con el fin de representar al usuario del dispositivo. La Figura 23 (A) muestra la línea central del ancho del campo de acción formando un ángulo de 90° con respecto a la línea imaginaria descrita anteriormente, como se puede apreciar al lado izquierdo del usuario, aparentemente una parte del cuerpo del usuario queda fuera del ancho del campo de acción del sensor, tal como el caso que mencionó el Lic. Juan Carlos en los resultados de TEIA V.1. Para determinar el ángulo adecuado de inclinación que debía tener el porta sensor, se rotó el ancho del campo de acción hasta que la figura del usuario se encontrara al centro de las líneas verticales punteadas que se observan en la Figura 23 (B), en base a esto se obtuvo el valor del ángulo de 87.5° .

El porta sensor de TEIA V.2 se diseñó en tres partes, la primera es la tapadera del porta sensor, la segunda es el cuerpo del porta sensor y sujetador y las última son las extensiones que se colocan dentro del sujetador. En la Figura 24 se muestra una vista de planta, elevación, perfil e isométrico del cuerpo del porta sensor y sujetador.

Figura 24. Cuerpo de porta sensor y sujetador de TEIA V.2.

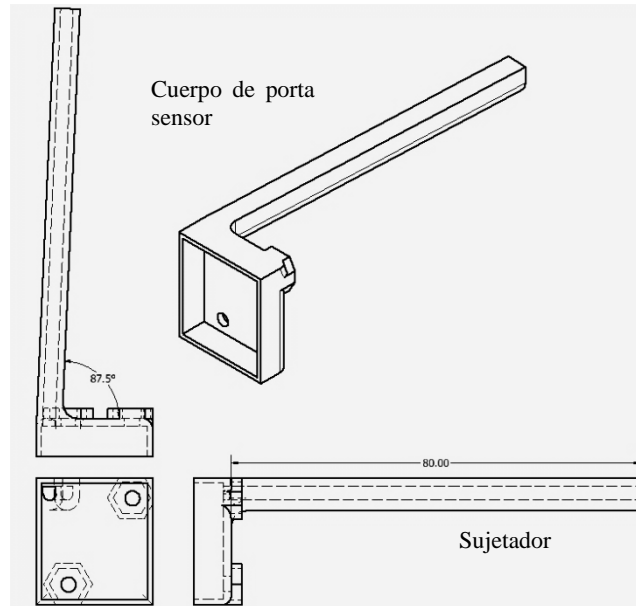
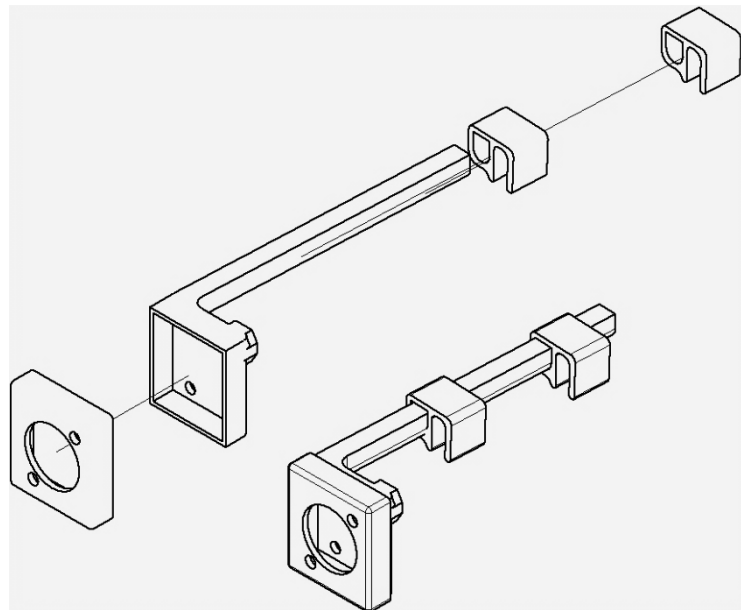


Figura 25. Despiece del porta sensor de TEIA V.2.



2) Funcionamiento de 2 sensores ultrasónicos simultáneamente. Como se mencionó al inicio del capítulo, se realizó un experimento de dos sensores ultrasónicos MaxSonar-LV-EZ1 con la finalidad conocer la respuesta de ambos sensores. Para esta prueba se colocaron los dos sensores alineados verticalmente, como se muestra en la Figura 26.

Figura 26. *Sensores ultrasónicos en prueba de funcionamiento simultáneo.*



Luego se colocó un obstáculo cuadrado de 40cm a distancias específicas de ambos sensores, una vez colocado el obstáculo se midió la distancia con un sensor a la vez y posteriormente con ambos sensores al mismo tiempo. Los resultados de este experimento se presentan en la sección de resultados de éste capítulo.

b. Módulo central. Los cambios de esta versión son principalmente en la placa de circuito impreso del módulo, la integración del chip cargador de baterías con el microcontrolador, la reubicación de los puertos de carga y sensor y la utilización de una placa con cobre de ambos lados (Gamboa, 2013). La programación del microcontrolador se adecuó para poder leer el pin de estado del chip cargador y notificar al usuario por medio de dos L.E.D. y señal auditiva. El puerto de comunicación serial se conservó con el fin de realizar monitoreos en caso fuera necesario.

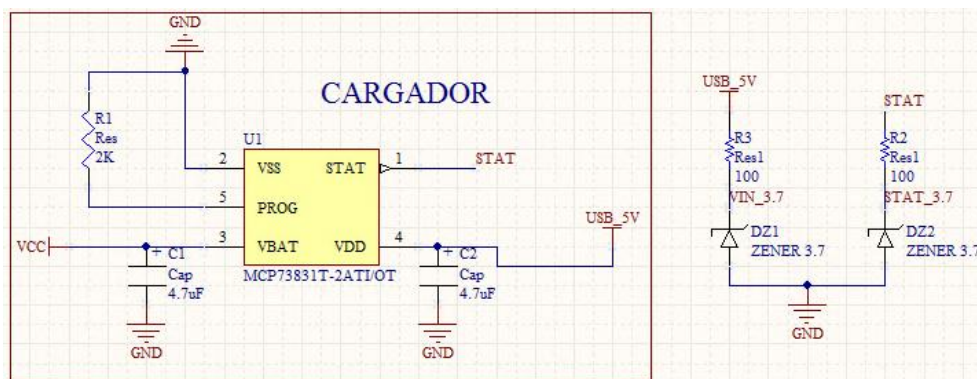
1) Circuito electrónico. En esta sección se explican los cambios realizados en el circuito electrónico. Dado que el ICSP, driver de vibrador y comunicación serial siguen siendo los mismos de la versión de TEIA V.1 no se entrará en detalles al respecto. Esta sección se enfocará en el cargador y su integración con el microcontrolador.

Como se explicó en la sección de resultados del capítulo Prototipo TEIA V.1, uno de los problemas principales del cargador de baterías es que no es posible notificarle al usuario no vidente si el dispositivo se encuentra cargando o ya se completó el proceso de carga.

Para resolver este problema se decidió utilizar la salida de estado del chip cargador y conectarla a una entrada del microcontrolador. La salida de estado permite conocer si la batería se encuentra cargando o la carga ya fue terminada. Adicionalmente fue conectado el voltaje de entrada al cargador al microcontrolador, para esto se utilizó un diodo zener, con el fin de limitar el voltaje de entrada.

La Figura 27 muestra el diagrama de circuito eléctrico del cargador y las entradas al microcontrolador del voltaje de 5V proveniente de la alimentación del cargador y la salida de estado del chip cargador.

Figura 27. Circuito de integrado MCP73831 con PIC16F1828 de TEIA V.2.



Las etiquetas utilizadas en la Figura 27 se describen a continuación:

- VCC: Voltaje positivo en integrados TTL⁵ basados en tecnología BJT⁶. En el caso de TEIA V.2 se utiliza 4V como valor promedio.
- STAT: Salida de estado del proceso de carga de batería.
- USB_5V: Voltaje de alimentación del cargador, proveniente del puerto USB.
- VIN_3.7: Entrada adecuada para el voltaje de operación del microcontrolador de USB_5V.
- STAT_3.7: Entrada adecuada para el voltaje de operación del microcontrolador de STAT.

Los cálculos de los reguladores de 3.7V de los diodos zener se presentan a continuación en las Ecuaciones 5 y 6:

$$I_{max\ Zener} = 100mA$$

$$I_{nom\ Zener} = 0.5 * I_{max\ Zener} = 50mA$$

$$(5) \quad R_{zener} = \frac{5V}{50mA} = 100\Omega$$

⁵ Acrónimo en inglés de Transistor-Transistor Logic, tecnología de construcción de circuitos electrónicos digitales.

⁶ Acrónimo en inglés de Bipolar Junction Transistor, dispositivo electrónico de estado sólido con dos uniones PN.

$$(6) \quad Potencia_{Rzener} = V * I = 5V * 50mA = 0.25W$$

De acuerdo a los cálculos anteriores, se utilizaron 2 resistencias de 100Ω y 0.25Watts.

Debido a que en esta versión de TEIA es necesario que el dispositivo se encuentre encendido todo el tiempo, incluso cuando el dispositivo se encuentra cargando, se utilizó un interruptor que simula encender y apagar el dispositivo, aunque este simplemente es una entrada digital para el microcontrolador. Sin embargo también se colocó otro interruptor para apagar completamente o reiniciar el dispositivo en caso fuera requerido, el diseño de la caja plástica del dispositivo no permite acceder a este interruptor fácilmente.

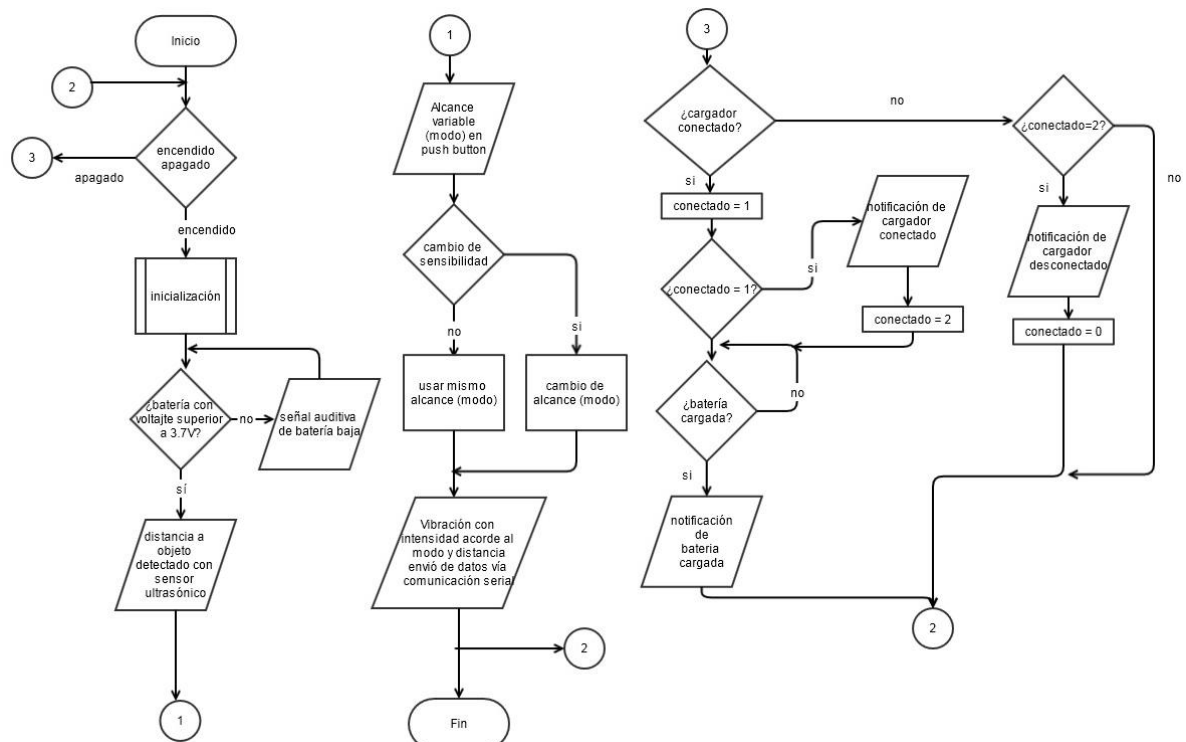
El diseño de la placa del circuito se realizó en Altium Designer y la placa fue elaborada utilizando la fresadora del departamento de Electrónica/Mecatrónica de la Universidad del Valle de Guatemala.

El diagrama del circuito de TEIA V.2 se presenta en el capítulo de Apéndice.

2) Programación de TEIA V.2. El programa de TEIA V.2 conserva toda la estructura del prototipo TEIA V.1 con la salvedad de que en esta versión al apagar el dispositivo, se analizan las entradas del microcontrolador que se encuentran involucradas en el proceso de carga del dispositivo.

El diagrama de flujo del programa se presenta en la Figura 28:

Figura 28. Diagrama de flujo de la programación de TEIA V.2.



El vínculo para visualizar o descargar el código se encuentra en los Apéndices.

3) Diseño físico. Debido a la modificación realizada en la placa del circuito impreso fue necesario modificar la caja plástica. Para TEIA V.2 se modificó la ubicación de los puertos de carga y de conexión al sensor, así como la ubicación del botón de cambio de modo y el interruptor de encendido y apagado. También se agregó en la parte frontal del módulo central el nombre TEIA en Braille.

En la Figura 29 se presenta una vista de perfil y elevación de la caja plástica de esta versión, con sus dimensiones en milímetros.

Figura 29. Vista de perfil y elevación con dimensiones en mm de TEIA V.2.

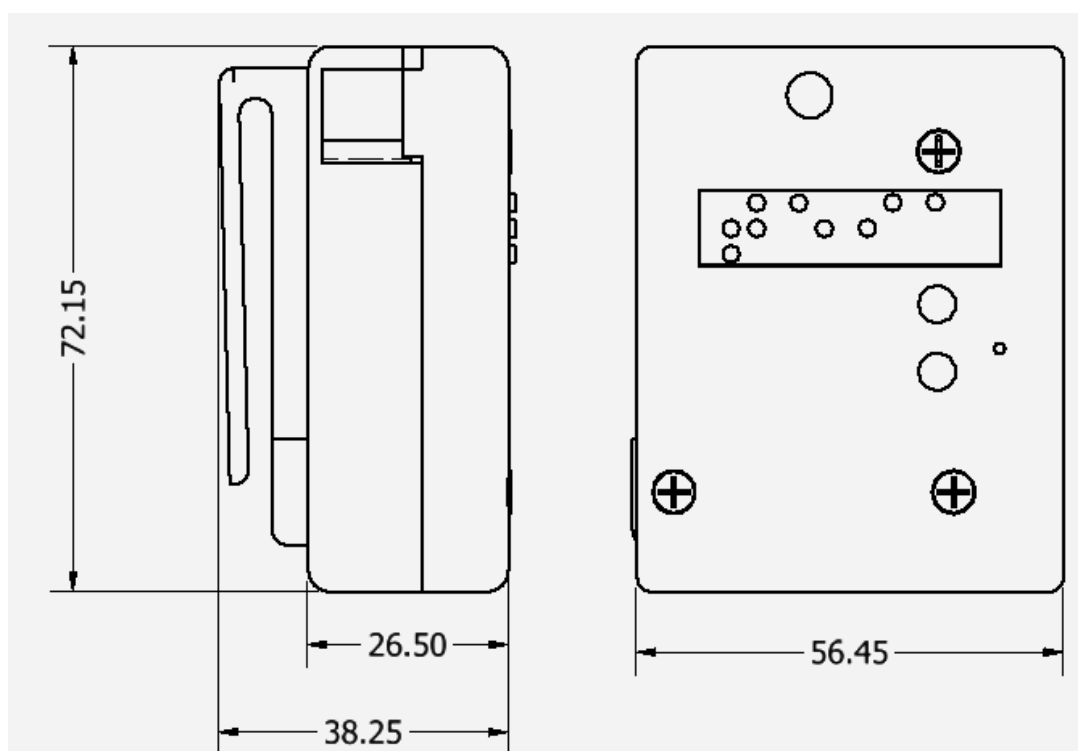
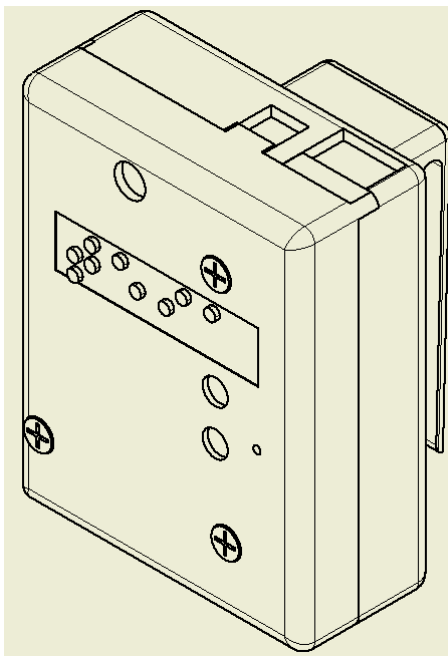
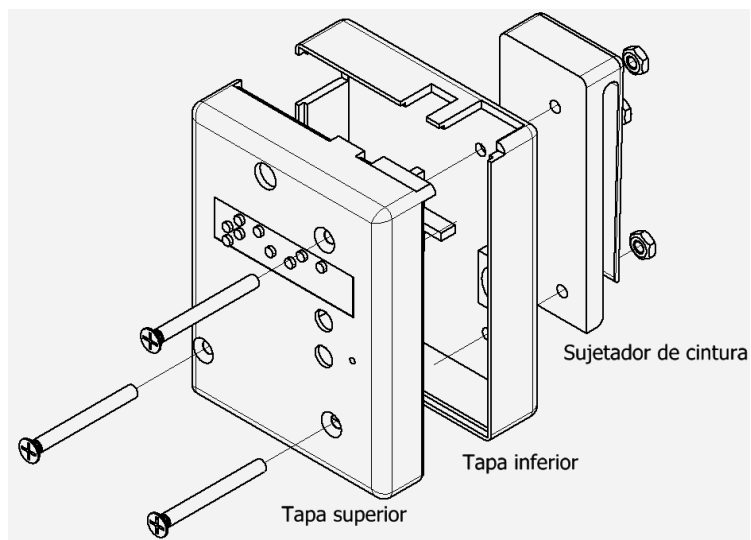


Figura 30. Vista isométrica de caja de TEIA V.2.



En la Figura 31 se presenta una vista explosionada de las partes plásticas que componen la caja, con sus respectivos tornillos de sujeción.

Figura 31. Vista explosionada de las partes que componen la caja de módulo centra de TEIA V.2.



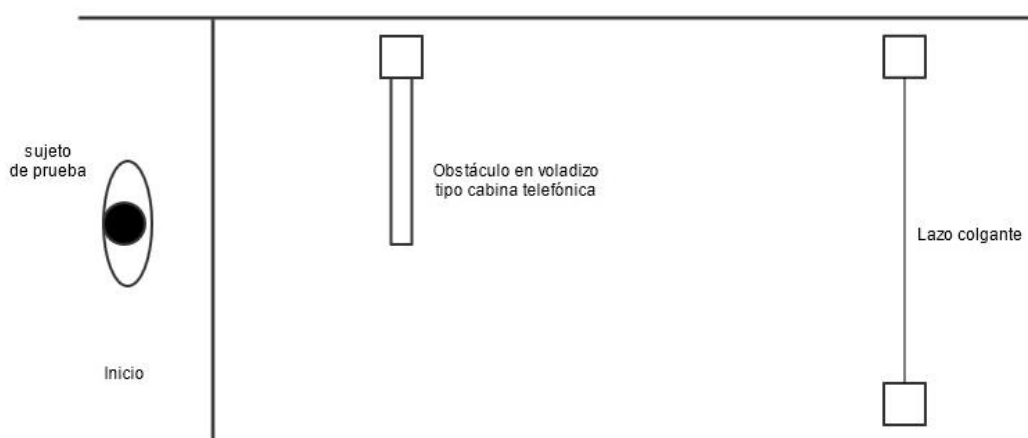
En los Apéndices se encuentran los vínculos para visualizar o descargar cada una de las partes plásticas que componen el dispositivo TEIA V.2.

c. Pruebas. A TEIA V.2 se le realizaron pruebas de funcionamiento, probando su efectividad para detectar los obstáculos mencionados en la sección *Observación y toma de datos del movimiento de personas no videntes* del capítulo VII. Asimismo se realizaron pruebas de tiempo de consumo de corriente, autonomía y tiempo de carga de la batería.

1) Efectividad para detección de obstáculos. Esta prueba intentó medir la efectividad para detectar los obstáculos descritos en el capítulo VII. Para esta prueba se utilizó dos obstáculos, el primero de tipo cabina telefónica como el que se muestra en la Figura 20 y el segundo consistió en un lazo colgado a una altura de 1.5m desde el suelo, al que se le nombró lazo colgante. El obstáculo de tipo lazo colgante se diferencia del de tipo camión en el tamaño del obstáculo colocado entre los dos postes de soporte, dado que el lazo posee un menor tamaño resulta más difícil de detectar. La prueba consistió en caminar por un trayecto con los dos obstáculos de por medio, utilizando un bastón como guía, durante el recorrido se registró si el sujeto de prueba golpeaba algún obstáculo con cualquier parte del cuerpo. Posteriormente se repetía el trayecto, esta vez utilizando el bastón y el dispositivo TEIA V.2 como apoyo, al igual que en el caso anterior, se registró si la persona golpeaba algún obstáculo.

Se realizaron 10 pruebas con personas videntes a quienes se les proporcionó un par de lentes coloreados, con el fin de que no pudieran ver el trayecto. En la Figura 32 se muestra un esquema del trayecto de prueba por el cual debían caminar.

Figura 32. Esquema del trayecto de prueba de TEIA V.2.



2) Autonomía de la batería. Esta prueba se dividió en las 3 partes descritas a continuación:

- Consumo máximo de corriente: para esto se programó el dispositivo de manera que todas sus salidas estuvieran activas, esto incluye al vibrador, una vez realizado esto, se alimentó con una

fuente externa a 4.2V y se midió el consumo de corriente. Este valor es importante para tener un valor teórico aproximado de la duración de la batería.

- Tiempo de carga: Se descargó la batería del dispositivo hasta un valor de 3.7V para luego cargarlo y medir el tiempo que toma cargar la batería hasta 4.2V.
- Autonomía de la batería: Una vez cargado a 4.2V, de la prueba anterior, se programó el dispositivo para mantener todas sus salidas encendidas, el vibrador en este caso fue remplazado por una resistencia equivalente para evitar que estuviera vibrando todo el tiempo pero que se mantuviera el consumo de corriente, se midió el tiempo desde el inicio de la prueba hasta que el dispositivo indico que se encontraba en el nivel de batería baja (3.7V). El valor de la resistencia equivalente se obtuvo utilizando la ley de Ohm, con $V=3.6V$ e $I=70mA$.

$$R_{vibrador} = \frac{3.6V}{70mA} = 51.4\Omega$$

Los resultados de las pruebas descritas en esta sección se presentan en la sección siguiente.

3) Variación de medición de distancia por sensor ultrasónico en función de voltaje de alimentación. Esta prueba consistió en colocar el sensor ultrasónico a una distancia de 1m de un obstáculo, posteriormente se registró la salida del ADC del sensor con un voltaje de 4.2V (voltaje máximo de operación del dispositivo), luego se repitió el proceso con un voltaje de 3.7V (voltaje mínimo de operación del dispositivo). Esto fue realizado con el fin de conocer las variaciones que puede generar en las mediciones de distancia al momento de estar en el voltaje máximo y mínimo de operación. Los resultados se presentan en la sección siguiente.

2. **Resultados.** En esta sección se presentan los resultados del diseño del porta sensor y de la caja del módulo central. También se presentan los resultados de las pruebas realizadas.

a. **Diseño físico.** Los cambios realizados permitieron reducir el volumen del módulo central de TEIA V.2 en un 8.5% en comparación con TEIA V.1, las figuras siguientes muestran el dispositivo completamente ensamblado y las modificaciones realizadas en la disposición de los puertos. En las Figuras 33 a 35 se presenta la versión terminada del módulo central.

Figura 33. Vista frontal del módulo central de TEIA V.2.

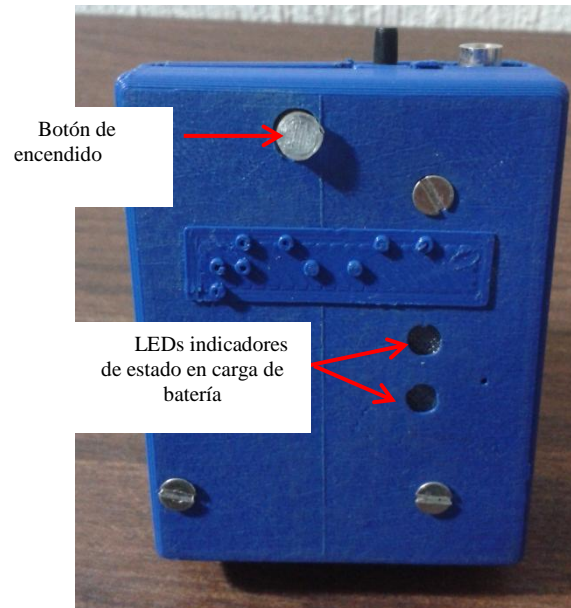


Figura 34. Vista lateral izquierda del módulo central de TEIA V.2.

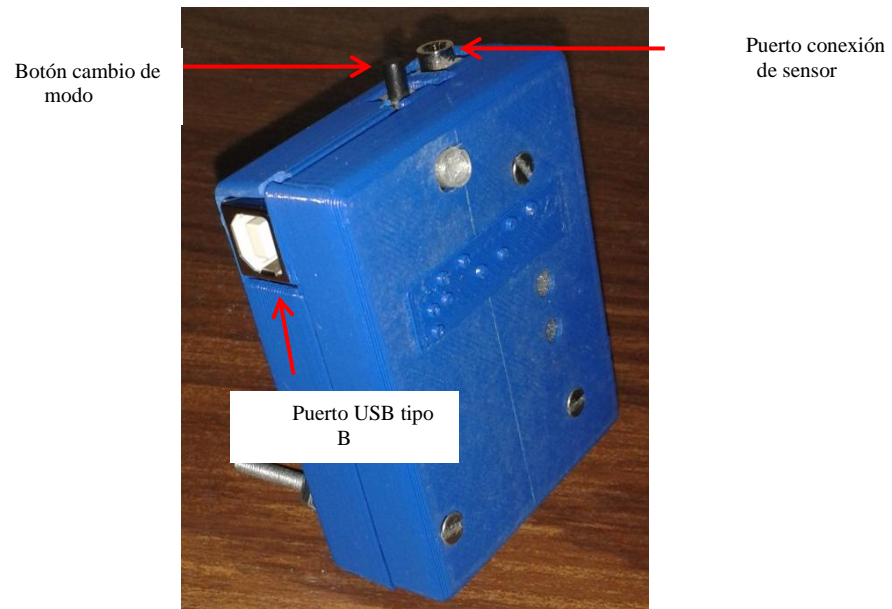
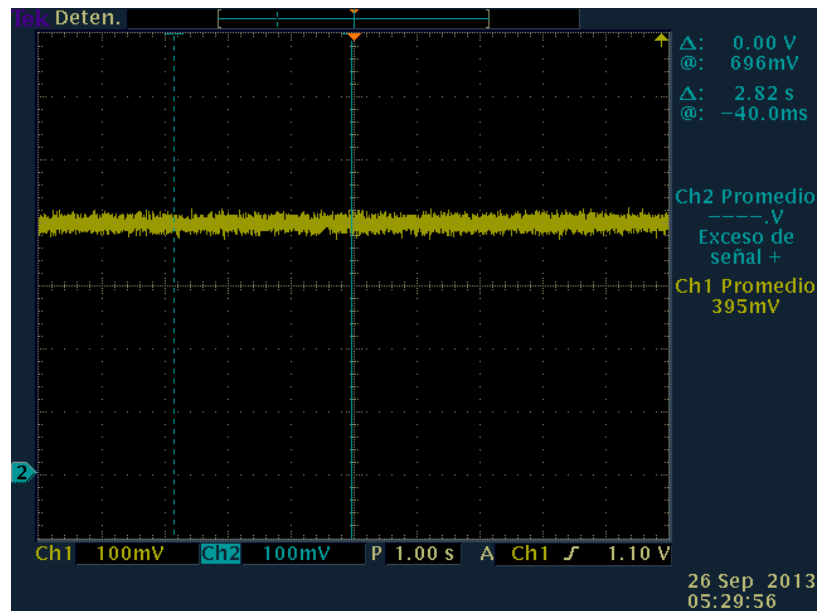


Figura 35. Vista lateral derecha del módulo central de TEIA V.2.



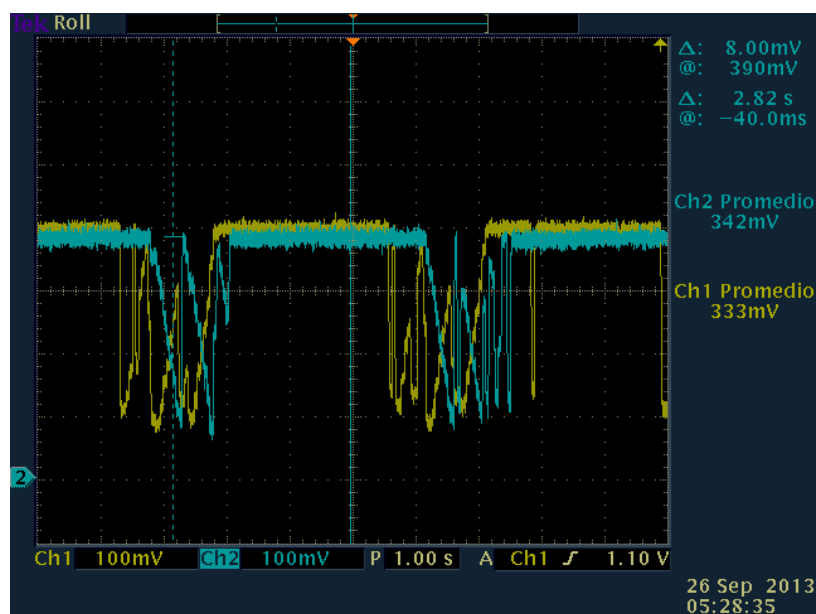
Las pruebas realizadas con dos sensores ultrasónicos trabajando simultáneamente resultaron en una medición errónea de distancia. La Figura 36 muestra el voltaje analógico de salida de un sensor correspondiente a una distancia de 1m.

Figura 36. Voltaje analógico de salida de un sensor ultrasónico con obstáculo colocado a 1 m de distancia del sensor.



Por otro lado, en la Figura 37 se presenta el voltaje analógico de salida de 2 sensores ultrasónicos que funcionaban al mismo tiempo, midiendo un obstáculo ubicado a 1m de distancia.

Figura 37. Voltaje analógico de salida de dos sensores ultrasónicos trabajando de forma simultánea, con obstáculos a 1m de distancia del sensor.



b. Pruebas

1) Resultados de efectividad de TEIA V.2 para detectar obstáculos

Cuadro 3. Porcentaje de reducción de colisiones al utilizar el dispositivo TEIA V.2.

	Colisiones con cabina telefónica	Colisiones con lazo colgante	Total de colisiones
Con bastón	8	9	17
Con bastón y TEIA V.2	3	2	5
%Reducción de colisiones	62.5%	77.78%	70.58%

*resultados sobre 10 pruebas realizadas.

Porcentaje de reducción de colisiones al utilizar el dispositivo TEIA V.2

$$(7) \quad \%Reducción \text{ de colisiones} = \frac{Total \text{ colisiones sin TEIA} - Total \text{ de colisiones con TEIA}}{Total \text{ colisiones sin TEIA}} * 100$$

$$(8) \quad \%Reducción \text{ total de colisiones} = \frac{17-5}{17} * 100 = 70.58\%$$

2) Resultados de autonomía de la batería

a) Tiempo teórico de funcionamiento continuo del dispositivo. El consumo máximo del dispositivo TEIA V.2 fue de 85mA a 4.2V. En base a lo anterior es posible calcular el tiempo de funcionamiento del dispositivo completamente cargado hasta que la batería se descarga, dado que la capacidad de la batería es de 1070mAh, el cálculo se presenta a continuación:

$$(9) \quad tiempo = \frac{capacidad \text{ de batería}}{consumo \text{ de corriente}}$$

$$(10) \quad tiempo = \frac{1070mAh}{85mA} = 12.58 \text{ horas}$$

Del cálculo anterior se obtiene que el tiempo teórico de funcionamiento del dispositivo es de 12.58 horas.

b) Tiempo de carga y descarga real

Cuadro 4. *Tiempo de carga y descarga del dispositivo TEIA V.2.*

Modo de operación de la batería	Duración (h)
Carga	2.5
Descarga	6

c) Resultados de variación de medición de distancia del sensor ultrasónico en función de voltaje de alimentación

Cuadro 5. *Variación de medición de distancia por sensor ultrasónico en función de voltaje de alimentación.*

Voltaje (V)	Valor ADC	Distancia calculada	%E
4.2	79	100.47	0.4732
3.7	77	97.90	2.0982

3) Costo del dispositivo

Cuadro 6. Costo total del dispositivo TEIA V.2.

Descripción	Cantidad	Precio U (Q.)	Precio (Q.)
Placa 3"x3"	1	15.00	15.00
Fresado	55mmX70mm	0.02/cm ²	77.00
Interruptor 6 pines	2	6.50	13.00
PIC16F1828-I/SS	1	22.96	22.96
Resistencias 1/4W	3	0.50	1.50
Diodo zener 3.7V	2	2.00	4.00
Buzzer	1	5.00	5.00
Push button 90°	1	3.00	3.00
Capacitor electrolítico SMDd1 100u	1	1.50	1.50
LEDs SMD	2	2.50	5.00
Resistencias SMD	8	0.25	2.00
Transistor 2222A SMD	1	0.25	0.25
MCP73831T-2ATI/OT	1	16.8	16.80
Batería BP-6M	1	50.00	50.00
Conector USB tipo B hembra	1	5.50	5.50
Headers 1/8"	12	0.1125	1.35
Capacitor electrolítico 4.7uF	2	1.00	2.00
Conector 3.5MM estéreo hembra	1	2.50	2.50
Vibrador	1	49.50	49.50
Sensor LV-EZ1	1	259.50	259.50
Impresión piezas plásticas	41.5 cm ³	2.90/ cm ³	120.35
Tornillo metálico 3mm	3	0.75	2.25
Tuerca tornillo metálico	3	0.25	0.75
Tornillo plástico	2	3.00	6.00
Tuerca tornillo plástico	2	2.00	4.00
Cable de audio estéreo	1	2.50	2.50
TOTAL	-	-	673.21

El costo total de los componentes y fabricación de placa de circuito electrónico y piezas plásticas es de Q.673.21, equivalente a \$.84.00 dólares americanos.

c. **Discusión.** Las pruebas realizadas con los sensores ultrasónicos trabajando de manera simultánea demostraron que producen mediciones erróneas debido a que ambos sensores operan a una frecuencia de 42KHz por lo que ocurren interferencias acústicas provocadas por los mismos sensores, en caso de que se desee conectar dos o más sensores, el sensor LV-MaxSonar-EZ1 posee un pin que permite conexiones en serie de los sensores, lo cual evita que ocurra interferencia entre ellos.

Esta prueba provee información valiosa, ya que es importante que los posibles usuarios de este dispositivo estén conscientes que si se reunirán con otras personas que utilicen el mismo dispositivo, será necesario que lo apaguen para evitar lecturas erróneas.

Los resultados de la efectividad del dispositivo para detectar obstáculos se realizaron con personas videntes, como se indicó en la sección de diseño del módulo central de este capítulo. Se realizó con estos voluntarios debido a que no se logró establecer una reunión formal con personas no videntes antes de la fecha de entrega programada para éste trabajo de investigación. A pesar de que los sujetos de prueba no poseían práctica alguna sobre la utilización del bastón, se comprobó la vulnerabilidad a la que se exponen las personas no videntes al enfrentarse diariamente con obstáculos de este tipo.

El cálculo de %Reducción de colisiones se basó en el cálculo de %E en el que se consideró el total de colisiones sin TEIA como el valor teórico y el total de colisiones con TEIA como el valor experimental. En base a esto se obtuvo un %Reducción total de colisiones del 70.58%, 62.5% con obstáculo de tipo cabina telefónica y 77.78% con obstáculo de tipo lazo colgante.

Las tres colisiones contra obstáculo de tipo cabina telefónica utilizando TEIA pueden atribuirse al hecho de que el sensor se colocaba del lado derecho de la cabeza del usuario y el objeto en voladizo se colocaba del lado izquierdo, por lo que si el usuario caminaba a una distancia mayor a la del ancho del rango de acción del sensor, el dispositivo podía no detectarlo, cabe mencionar que esta distancia no se mantiene fija todo el tiempo y factores como el ángulo de reflexión pueden modificarla. Esto demostró que la modificación en el porta sensor de TEIA V.2 no garantiza una detección al 100% de los obstáculos ubicados al lado izquierdo del usuario.

El cálculo teórico del funcionamiento de batería fue de 12.58 horas y el tiempo real fue de 6 horas, esta diferencia se debe a que el cálculo teórico considera el tiempo de funcionamiento desde el voltaje máximo de la batería (4.2V) hasta el mínimo (3.2V) siendo la diferencia de voltajes igual a 1V, sin embargo el tiempo de funcionamiento real consideró únicamente el voltaje desde el máximo (4.2V) hasta el mínimo (3.7V) cuando el dispositivo indica batería baja, siendo la diferencia de voltaje igual a 0.5V, la mitad de la

diferencia del voltaje teórico. Con base en esto, también se considerará la mitad del tiempo teórico de descarga, siendo de 6.29h.

Con lo descrito anteriormente es posible calcular el porcentaje de error del tiempo de descarga de la batería, el cual se presenta a continuación:

$$(11) \quad \%E = \frac{6.29h - 6h}{6.29h} * 100 = 4.6\%$$

Siendo este valor obtenido menor al 10%, se puede indicar que la autonomía de la batería se encuentra dentro del parámetro de tiempo de descarga adecuado.

El Cuadro 5 muestra la variación de la medición de distancia en función del voltaje de alimentación. Como se describió en la sección de Pruebas en el título Diseño de éste capítulo, se buscó determinar la variabilidad que se podría tener en la medición de distancia cuando la batería del dispositivo está completamente cargada y cuando se encuentra en batería baja. Las pruebas realizadas revelaron que se obtiene una variación de 2.098% con respecto a la distancia real, lo cual no representa una variación que pueda poner en riesgo al usuario, ya que representa variaciones de distancia inferiores a los 5cm.

El costo de los componentes del dispositivo fue de Q.673.21 y el equivalente en dólares americanos a USD. 84.57 con una tasa de cambio de Q7.59 por USD.1. El Cuadro 6 presenta la lista completa de componentes requeridos, cantidad y precio correspondiente. En este precio no se incluyó el costo de manufactura ni de diseño del dispositivo. En este precio no se incluye el costo de ensamble de la circuitería necesaria o de las piezas plásticas, se utilizó el precio más bajo de los proveedores locales o el que tuviera existencias del producto. En el caso del microcontrolador 16F1828 y el integrado MCP73831 se adquirieron los de menor precio disponible en Mouser, en el caso del vibrador y el sensor LV-MaxSonar-EZ1 fueron adquiridos en Sparkfun, los precios de estos componentes incluyen los gastos de importación. Con este precio se logró cumplir el objetivo de diseñar un dispositivo con un costo inferior a USD.100. Una ventaja es de esto es que si se desea fabricar un lote mayor, los componentes electrónicos se pueden conseguir a precios más bajos o se puede pensar en fabricar completamente la placa electrónica con un proveedor en el extranjero, esto permitiría reducir aún más los costos.

F. CONCLUSIONES DEL MÓDULO

- Se logró diseñar un dispositivo para alertar a las personas no videntes de obstáculos a nivel del rostro con una efectividad del 70.58%.
- Se logró diseñar el dispositivo con un costo total de Q.673.21 (USD 84).
- Se logró desarrollar un dispositivo útil y de fácil manejo para un usuario no vidente, el cual le permitirá desplazarse con mayor seguridad en un entorno poco amigable para personas con discapacidad, incorporando distintas formas de alerta, tanto con vibración como auditivas para notificar el estado del dispositivo, convirtiéndolo en un dispositivo robusto y confiable.
- El rango óptimo para detectar obstáculos en el alcance variable fue de 60cm, distancia que corresponde a una aproximación de la proyección horizontal del bastón del no vidente en una persona de 1.70m de estatura.
- Se determinó que el número máximo de subrangos que pueden ser fácilmente interpretados por el usuario es de 4, tomando en cuenta el estado sin vibración. Con un número mayor de subrangos no es posible diferenciar entre ellos.
- El dispositivo TEIA V.2 posee una autonomía de batería de 6 horas de uso continuo con máximo consumo de corriente y requiere un tiempo de carga de 2.5 horas a partir de la señal de batería baja del dispositivo.
- Los sensores LV-MaxSonar-EZ1 crean interferencia acústica al trabajar simultáneamente, por lo que se debe tomar en cuenta si se desea diseñar alguna aplicación con más de un sensor.

G. RECOMENDACIONES DEL MÓDULO

- Se recomienda realizar una encuesta en personas con discapacidad visual, para conocer el número de personas que se moviliza a pie, incluso en condiciones de lluvia. De acuerdo a esto analizar si es necesario una versión de este dispositivo con un sensor diferente que sea resistente al agua.
- Se recomienda realizar pruebas con dos sensores ultrasónicos montados en ambos lados de los lentes del usuario y posteriormente con un sensor ultrasónico montado al centro de los lentes para conocer el ancho del rango de detección que ofrecen, tomando en cuenta la interferencia acústica que pueden producir. Los resultados pueden ser comparado con los resultados de efectividad del prototipo TEIA V.2.
- Se recomienda analizar otros puntos del cuerpo para colocar el sensor ultrasónico, de manera que permita seguir detectando obstáculos a la altura del rostro y que sea discreto.
- En versiones posteriores, se recomienda considerar otras herramientas que pueden integrarse en el dispositivo tales como: detector de color o de intensidad luminosa.
- A investigaciones orientadas a apoyar de alguna manera a un sector, se recomienda una comunicación constante entre la parte investigadora y el sector a ser investigado, con el fin de que el apoyo brindado resuelva un problema específico que el sector plantea.
- A investigaciones que buscan desarrollar un prototipo, se recomienda utilizar la metodología empleada y presentada en este trabajo de graduación, ya que permite observar y conocer el problema para intentar resolverlo por etapas, en las que en cada una de ellas se puede observar que aspectos de la resolución deben mejorar y cuales han sido efectivos para heredarlos a una versión siguiente.

IX. DISPOSITIVO DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS POR MEDIO ÓPTICO

A. OBJETIVOS DEL MÓDULO

1. Objetivo general del módulo

Diseñar y elaborar un sensor láser de medición de distancia para detectar obstáculos aéreos.

2. Objetivos específicos del módulo

- a. Evaluar y utilizar la técnica de medición de distancia tiempo de vuelo para la implementación del sistema.
- b. Utilizar un método para obtener alta precisión con dispositivos electrónicos de bajo costo.
- c. Elaborar placas y estructuras en materiales adecuados para la presentación y el empaquetado final del dispositivo.
- d. Establecer las características técnicas del sensor láser diseñado.

B. JUSTIFICACIÓN DEL MÓDULO

Como parte de la formación profesional universitaria recibida en la Universidad del Valle de Guatemala, existe la modalidad de graduación Megaproyecto, en la cual los estudiantes deben utilizar los conocimientos adquiridos a lo largo de su carrera para lograr resolver un problema de forma grupal, ayudando a una comunidad o en este caso a un grupo perteneciente a Guatemala, debido a esto nuestro grupo decidió implementar un sistema de detección de obstáculos. Ya que el sistema requiere sensores que permitan captar los objetos potencialmente perjudiciales para los usuarios, se plantean utilizar distintos tipos de éstos, uno de ellos los sensores de tipo óptico, por su rapidez de respuesta y precisión.

Los sensores ópticos de clase láser medidores de distancia, son altamente utilizados en la industria debido a su elevado rango de precisión, rapidez, facilidad de uso y adaptación a los ambientes de trabajo. Sus prestaciones y nuestro entendimiento de la óptica, han ido de la mano para desarrollar nuevos sistemas, por lo cual en este trabajo de investigación se diseñará e implementará este tipo de sensor pero a un costo de producción mínimo. La confiabilidad que presentan los sensores láser de distancia a condiciones exteriores ha sido explotada en muchos campos de diseño de sistemas de navegación y mapeo de terrenos realizado por vehículos inteligentes, para maniobrar en condiciones desconocidas, pero debido a su elevado costo su uso sigue reservado para funciones especializadas.

C. MARCO TEÓRICO DEL MÓDULO

1. **Técnicas de medición de distancia por medio óptico.** Las técnicas de medición por medio óptico son altamente utilizadas en la industria debido a su elevado rango de precisión, rapidez, facilidad de uso y adaptación a los ambientes de trabajo al no tener contacto directo con los objetos. Estas técnicas son la base de los sensores ópticos que aprovechan las características físicas de la luz para medir distancias.

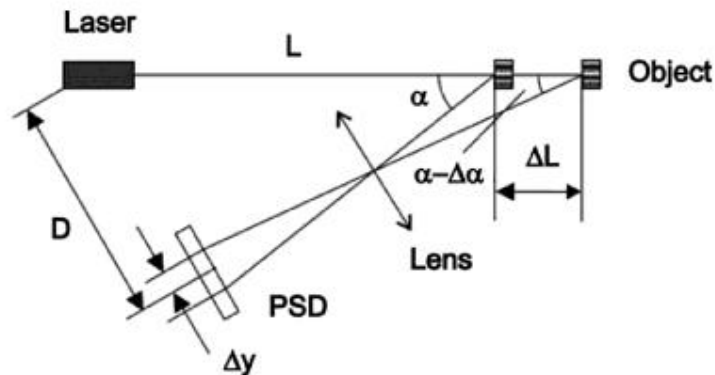
Dentro de los sensores encontramos diodos emisores de luz (LED por sus siglas en inglés) y diodos laser como una fuente lumínica, ya que pueden ser utilizados efectivamente para medir distancias, desplazamientos o la posición de algún objeto. En particular, la medición de distancia sin contacto físico a un objeto que no sea cooperativo es de mucho interés para aplicaciones industriales, deportivas y de tráfico de control (Peiponen, Mullylä, & Priezzhev, 2009:69).

Las técnicas más utilizadas para medir distancias con sensores ópticos laser son la triangulación, interferómetros y el tiempo de vuelo las cuales son descritas a continuación.

Triangulación es básicamente un método geométrico, útil para distancias en el rango de 1mm hasta muchos kilómetros. Se mide el ángulo (α) en dos puntos del objeto. La distancia entre emisor y receptor se llama base (D). La distancia hasta el objeto (L) se encuentra como a continuación se plantea (Peiponen, Mullylä, & Priezzhev, 2009:69):

$$L = \frac{D}{\tan \alpha} \approx \frac{D}{\alpha}$$

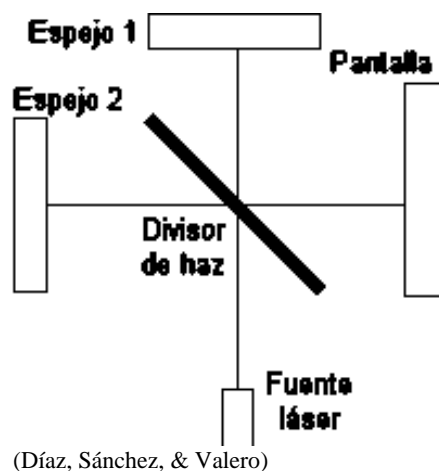
Figura 38. Esquema de un sistema de triangulación laser estándar con el método para medir distancias o desplazamientos.



(Peiponen, Mullylä, & Priezzhev, 2009:69)

El *interferómetro*, divide un rayo de luz en dos partes y luego recombina ambas partes para que formen un patrón de interferencia. El aparato puede utilizarse para medir longitudes de onda u otras longitudes con gran precisión, dado que un desplazamiento grande y medido en forma muy precisa de uno de los espejos está relacionado con un exacto número contable de longitudes de onda de luz (Serway & Jewett, 2005:49). Ya conocida la longitud de onda de la luz empleada, se pueden medir distancias pequeñas en la trayectoria de la luz solamente analizando las interferencias que estas producen.

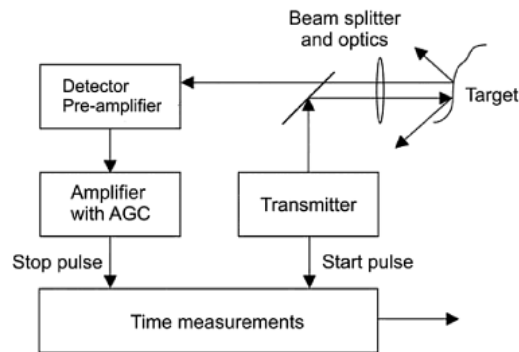
Figura 39. Diagrama de interferómetro de Michelson.



Un sistema de *tiempo de vuelo* mide el tiempo entre el que se emite un pulso de luz y el retorno del pulso producido como eco del objeto a medir. Utilizando física básica, la distancia es determinada multiplicando la velocidad de la luz por el tiempo de vuelo que le toma en recorrer esta distancia (Peiponen, Mullylä, & Priezzhev, 2009:74).

Un dispositivo medidor de distancia de pulso de tiempo-de-vuelo consiste de un láser transmisor que emite pulsos con una duración de 1 a 50 ns, un canal receptor como puede ser un fotodiodo, amplificador, un control automático de ganancia, un bloque de discriminación y de medición de tiempo. El pulso de luz emitido (pulso de inicio) activa las unidades de medida, y el pulso reflejado (pulso de finalización) las desactiva. La distancia hacia el objeto es proporcional al intervalo de tiempo (Peiponen, Mullylä, & Priezzhev, 2009:74).

Figura 40. Diagrama de bloque de un sistema de medición de pulso de tiempo-de-vuelo.



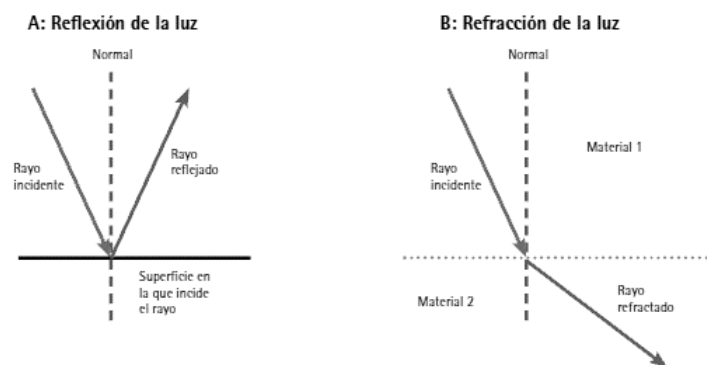
(Peiponen, Mullylä, & Priezzhev, 2009:74)

2. **Propiedades físicas de la luz.** Al emitir un haz de luz se obtienen ciertas características que pueden ser aprovechadas por distintos sistemas ópticos, a continuación se presentan las principales propiedades que inciden la utilización de sistemas de emisión de luz.

Refracción de la luz: La luz emitida sufre un cambio de sentido y dirección al traspasar un material que posea características ópticas que permitan que la luz traspase su geometría, desviando así el ángulo de incidencia del rayo de luz. Esto explica por qué al introducir un lápiz dentro de un vaso de agua este crea la ilusión de estar doblado.

Reflexión de la luz: Es cuando la luz emitida rebota sobre el medio creando así un rayo luminoso reflejado, este rayo posee propiedades vectoriales que son aprovechadas por los distintos métodos de medición, ya que dependiendo del ángulo de incidencia con el cual haya sido emitido así responde su reflexión.

Figura 41. Reflexión y refracción de la luz.

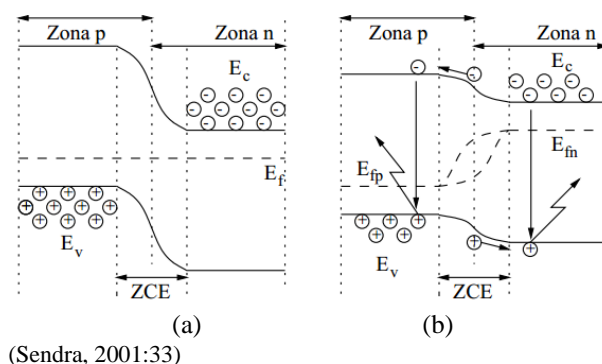


(DiscoverPhysiks, 2012)

3. **Optoelectrónicos.** Los dispositivos utilizados como emisores y detectores de radiación luminosa en los sistemas de comunicación son los semiconductores, debido a que ningún otro tipo de fuente óptica puede modularse directamente a las altas velocidades de transmisión requerida, con tan baja excitación (ITL, 2013:1).

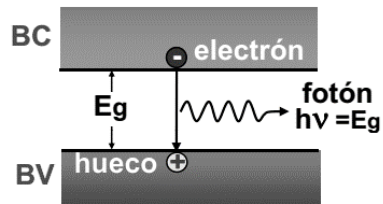
a. **Emisores optoelectronicos.** Para comprender la forma en que un fotón se produce dentro de un semiconductor debemos conocer el principio de operación de un semiconductor. Estos poseen dos zonas esenciales, la primera es una con material tipo P o que contiene impurezas químicas capaces de aceptar electrones ya que tiene muchos huecos disponibles, y un material N que tienen impurezas donadoras de electrones pero con pocos huecos para aceptar más, estas zonas pueden ser polarizadas de forma directa o inversa, es decir hacer pasar una corriente de la zona P a la N o en inversa. Al ser polarizadas en forma directa, la corriente de excitación permite el paso por difusión entre las zonas P y N, permitiendo así que los electrones viajen de una zona a otra y consiguiendo así la conducción.

Figura 42. Modelo de funcionamiento del diodo.



- (a) Unión P-N en equilibrio, los electrones y los huecos no pueden desplazarse ya que tienen barrera que se lo impiden.
- (b) Unión P-N polarizada positivamente, las barreras han bajado y ahora los electrones se mueven de N a P y los huecos de P a N cuando llegan la zona contraria se puede producir una recombinación.

El descubrimiento de la emisión estimulada es otro de los hallazgos que le debemos a Albert Einstein, él describió una nueva posibilidad a la interacción entre un fotón y un par electrón-hueco. Esta nueva interacción consiste en que un fotón estimula a un electrón situado en la banda de conducción para que se recombine con un hueco emitiendo un fotón con la misma energía, dirección, sentido y fase que el fotón que le estimulo (Sendra, 2001:43).

Figura 43. *Proceso de electroluminiscencia.*

(Dispositivos electrónicos y optoelectrónicos, 2011)

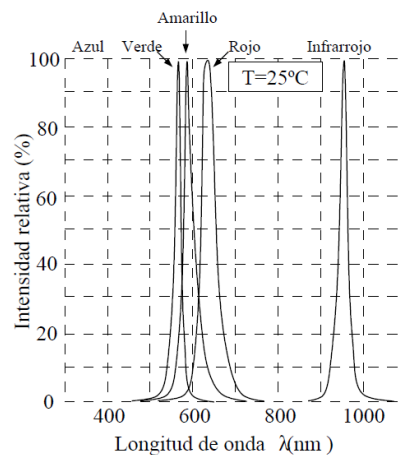
Existen dos tipos de emisores optoelectrónicos basados en semiconductores, ambos utilizan el modelo de emisión de luz presentado anteriormente solo que muestran una construcción y tipos de materiales distintos, a continuación se presentan las características que permiten los fenómenos ópticos dentro del empaquetado de los optoemisores utilizados.

Características técnicas del LED

Potencia óptica y espectro de emisión: Para los LED que emiten en el espectro visible, el color percibido por el ojo humano depende del espectro de emisión aunque no tiene por qué existir una dependencia directa, de hecho nos encontramos con dos parámetros:

- Longitud de onda de pico λ_p , que corresponde a la intensidad máxima de emisión.
- Longitud de onda dominante λ_d , que está relacionada con el color captado por el ojo humano.

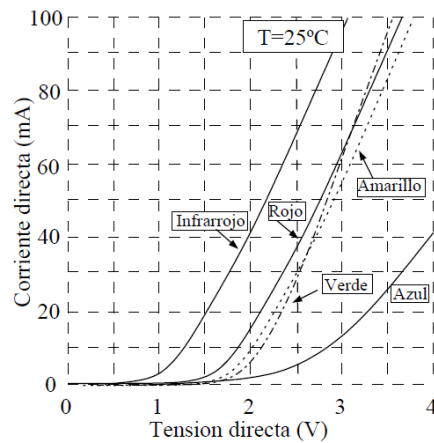
A continuación podemos observar el espectro de emisión de cinco distintos LEDs, de menor a mayor longitud de onda.

Figura 44. *Espectro de emisión LEDs.*

(Sendra, 2001:33)

Características tensión-corriente: Al analizar los LEDs encontramos que la principal diferencia entre ellos es la tensión umbral, esto es debido a que la longitud de onda de emisión depende directamente de la anchura de la banda prohibida del dispositivo y esta va a ser también la que nos fije la cantidad de tensión de directa necesaria para que las bandas de conducción de las zona P-N se acerquen lo suficiente para que empiece la conducción. De esto podemos deducir que cuanto mayor sea la longitud de onda de emisión mayor será la tensión umbral.

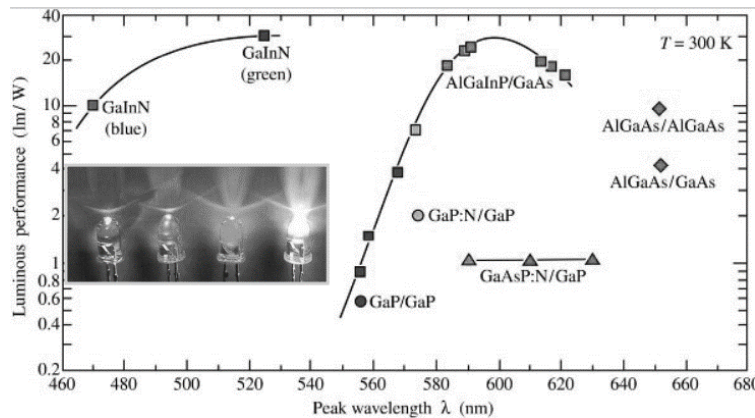
Figura 45. *Curvas Voltaje-Corriente en distintos LEDs.*



(Sendra, 2001:33)

Actualmente existen muchos materiales que son aprovechando para la creación de diodos LEDs, a continuación se presenta una representación gráfica de estos elementos utilizados. Estos materiales son dependientes de los avances químicos y tecnológicos de su fabricación, llevándolos cada vez a consumir menos potencia y emitir más radiación lumínica.

Figura 46. *Materiales para creación de LEDs.*

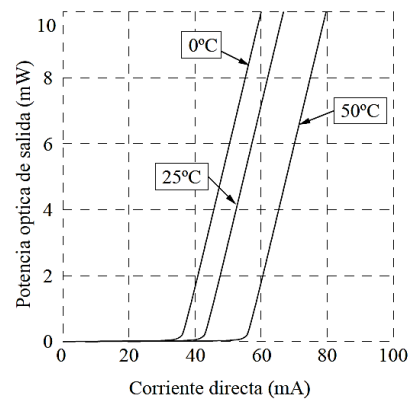


(Dispositivos electrónicos y optoelectrónicos, 2011)

Características técnicas de Diodo Láser

Corriente umbral: Esta característica nos indica a partir de que corriente el diodo láser va a cambiar de emisión espontánea a estimulada y por tanto cuando va a ser útil. Esta corriente umbral tiene una variación relacionada con la temperatura de la unión. Típicamente en las hojas de características tendremos una representación de la potencia óptica emitida en función de la corriente, lo que nos permite extraer esta corriente umbral, a su vez esta evolución se presenta para varias temperaturas para darnos una idea de los márgenes en que se mueve este parámetro (Sendra, 2001:47).

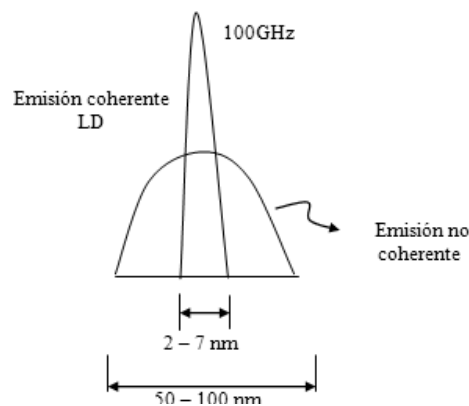
Figura 47. Potencia óptica en función de la corriente de excitación.



(Sendra, 2001:47)

La emisión de luz por parte de un láser tiene una emisión coherente la cual es provocada si la corriente del sistema es mayor a la del umbral, de lo contrario este emite una luz no coherente así como lo hacen los LED, a continuación se presentan las diferencias entre luz coherente y no coherente, que básicamente son el ancho de divergencia que puede tener su longitud de onda.

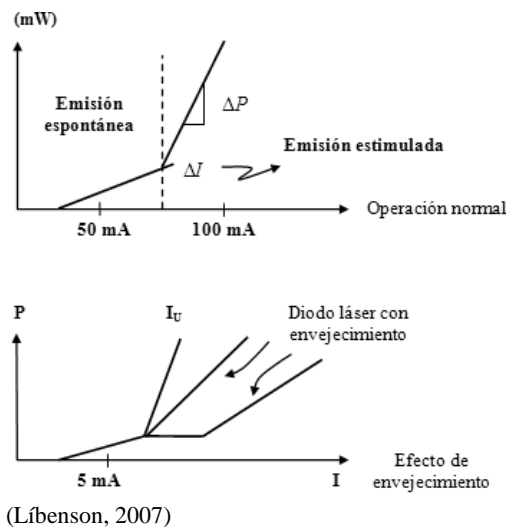
Figura 48. Emisiones coherentes y no coherentes.



(Líbenson, 2007)

Características de potencia óptica-corriente de polarización: En operación normal puede observarse que existe una corriente umbral capaz de llevar al diodo láser a pasar de emisión espontánea a estimulada, esto provocando un aumento en la tasa de cambio de la potencia. Existen factores que afectan la respuesta del diodo láser con respecto al tiempo y que son importantes tomar en consideración para cualquier sistema que los utilice, esto es el efecto de la pérdida de potencia causada por envejecimiento, la cual puede ser observada de forma gráfica por la Figura 49.

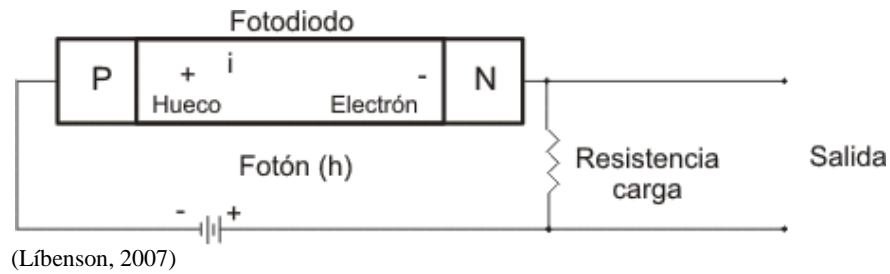
Figura 49. Características de emisión en láser.



b. Receptores optoelectrónicos. Luego de conocer el funcionamiento de los emisores de luz, es fácil entender la recepción de la misma, ya que funcionan bajo el mismo principio pero en orden inverso, ya que la excitación de los elementos semiconductores por medio de energía de los fotones produce un intercambio entre las bandas de conducción y la de valencia. Este intercambio produce una transducción de potencia óptica a corriente eléctrica la cual es de un valor muy bajo por lo cual siempre debe ser amplificada para su utilización y decodificación. Para conocer las características se presenta a continuación el modelo de un fotodiodo de uso general.

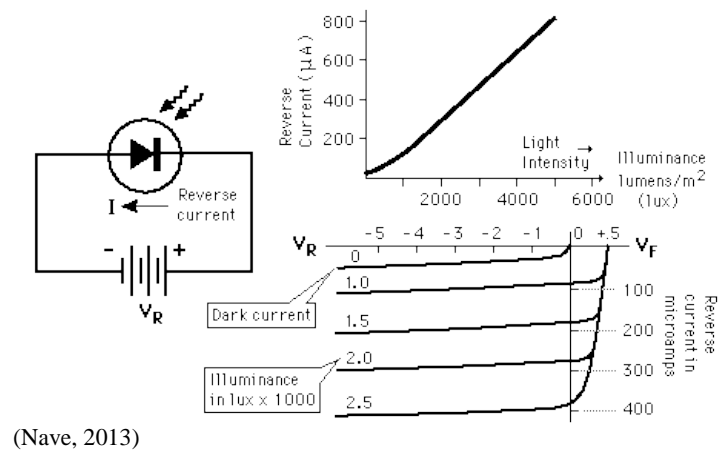
c. Fotodiodos. Consiste en una unión de materiales P-N en la cual la corriente en inversa aumenta con el flujo de fotones a los cuales es expuesto su parte sensible a la luz. Esto se realiza por medio de la generación de un par electrón-hueco, teniendo entre los materiales P y N, una capa de material semiconductor ligeramente contaminado, que al polarizar en inversa el fotodiodo, se crea una zona libre de portadores formando así un campo eléctrico. En esta zona el fotón posee la facilidad de perder su energía al donársela a un electrón contenido en la banda de valencia, pasando así a la banda de conducción permitiendo el flujo de la corriente eléctrica, los pares electrón-hueco son llamados foto-portadores.

Figura 50. Circuito eléctrico de un fotodiodo.



Características en fotodiodos: La característica física que nos interesa estudiar es la corriente inversa que poseen al recibir un haz de luz en su zona sensible, en la Figura 51 se observa como esta corriente responde antes la intensidad de la luz y que su valor se encuentra en el rango de los micro amperios, por lo cual para que nos sean de utilidad se deben amplificar las señales analógicas obtenidas.

Figura 51. Características físicas de fotodiodo.



Al igual que los foto-emisores pueden fabricarse de distintos materiales, estos brindan las capacidades de recepción de las ondas lumínicas, a continuación se presentan los materiales de mayor utilización para su construcción y el rango de longitudes de onda capaces de recibir.

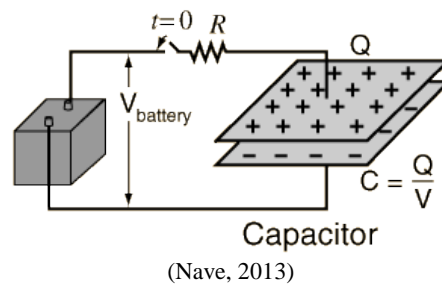
Figura 52. Materiales para creación de fotodiodos.

Silicio:	190–1100 nm
Germanio:	800–1700 nm
Arseniuro de Galio Indio (InGaAs):	800–2600 nm

(Dispositivos electrónicos y optoelectrónicos, 2011)

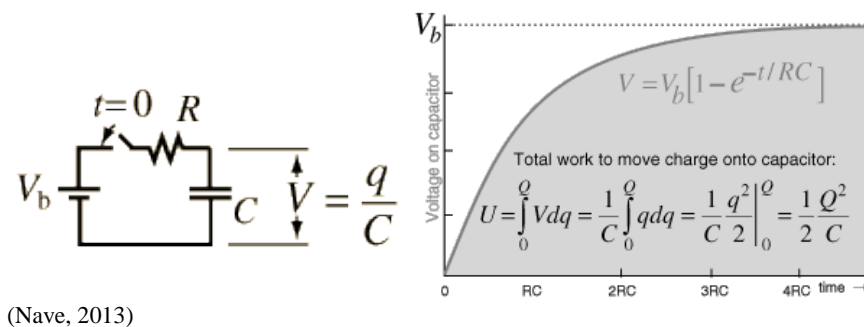
4. El condensador eléctrico. Es un dispositivo electrónico pasivo capaz de almacenar energía por medio de la creación de un campo eléctrico. Generalmente se conforma por dos placas conductoras aisladas entre ellas por medio de un material no conductor denominado dieléctrico. El proceso de almacenamiento de energía se produce cuando entre las placas existe una diferencia de potenciales con lo cual se genera una carga eléctrica. Se puede definir un valor de capacidad de almacenamiento eléctrico como la capacitancia que se mide en faradios y es igual a la carga del capacitor dividida por el voltaje en el mismo, en la Figura 53 se observa el fenómeno.

Figura 53. Condensador eléctrico.



a. Carga. Dentro de un circuito RC conocido así por depender de un resistor y de un condensador, se puede observar el fenómeno de carga, el cual es el resultado del almacenamiento de energía y puede modelarse matemáticamente como el trabajo que requiere transportar una carga diferencial dq hasta las placas del condensador, por lo que $dU = Vdq$. En la Figura 54 se nota como este potencial varía en relación al tiempo, llegando a estabilizarse a aproximadamente un tiempo $\tau = 5RC$ y cargándose a un máximo del potencial de la fuente de alimentación del circuito.

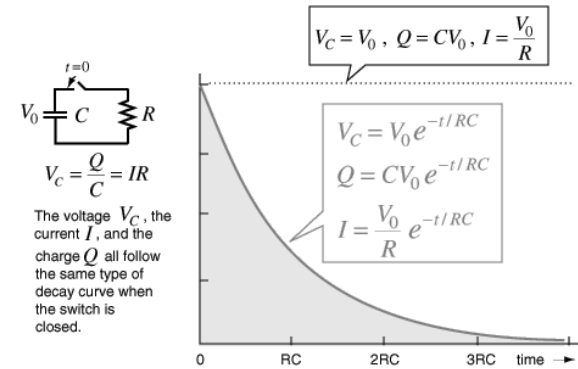
Figura 54. Carga de un condensador circuito RC.



b. Descarga. Cuando no existe un potencial dentro del circuito, el condensador tiende a ceder la carga que ha almacenado, utilizando el mismo principio de trabajo que en la carga, se obtienen las

relaciones observadas en la Figura 55, estableciendo así que es una función exponencial negativa y que tiene a cero, siendo el tiempo de descarga menor al de carga debido a que el trabajo necesario es menor.

Figura 55. Descarga condensador en circuito RC.



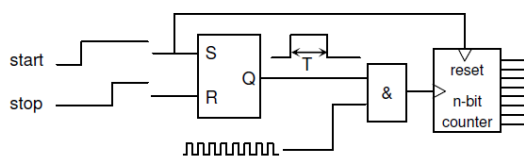
(Nave, 2013)

5. **Convertor de tiempo a digital.** Conocidos en el ámbito de la instrumentación electrónica y el procesamiento de señales como TDC (time to digital converter, por sus siglas en inglés), son dispositivos utilizados ampliamente en el campo de la física para medir de forma precisa intervalos de tiempo cortos por medio de una señal de inicio y una de paro, obteniendo así una señal digital que la represente ese intervalo de tiempo. Actualmente son la base de muchos modelos físicos de experimentación y también el corazón de muchos sensores basados en el método de medición de tiempo de vuelo.

Existen convertidores de tiempo a digital que trabajan bajo principios analógicos y otro sobre principios digitales, ambos muestran ventajas y desventajas, estos son seleccionados en base a costo, precisión y rapidez de muestreo. Para ejemplificar el principio básico de un TDC se establece que un controlador posee un contador digital que se incrementa con cada pulso del oscilador, el cual funciona a una frecuencia f , este contador inicia su conteo cuando el pulso tiene un frente positivo y deja de contar cuando el pulso tiene un frente negativo, todo esto sucediendo en un tiempo τ , por lo cual conociendo el valor digital de la cuenta n , podemos relacionar el tiempo de entrada con un valor digital con la Ecuación 12:

$$(12) \tau = n * \frac{1}{f} \text{ segundos}$$

Figura 56. TDC tipo digital.



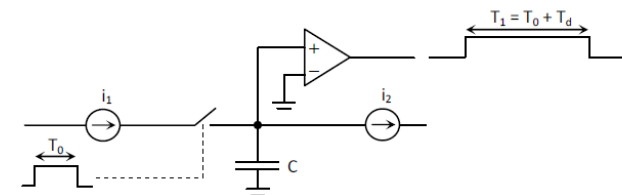
(Bengtsson, 2012)

Existen también diseños que utilizan propiedades de contadores, retardos en tiempo y diferencias entre frecuencias para lograr el mismo objetivo, actualmente todos estos métodos pueden utilizarse en controladores semiconductores digitales tipo FPGA (Field Programmable Gate Array, por sus siglas en inglés) programando la lógica y obteniendo los resultados deseados.

En los años 1990 se estableció una técnica para interconectar sensores con los microcontroladores a través de un modo directo, en principio para sensores resistivos y capacitivos. Este método proponía el uso de componentes pasivos y microcontroladores de bajo costo para crear un TDC (Bengtsson, 2012).

Debido a la necesidad de conocer con exactitud un ancho de pulso, se tomaron estrategias analógicas para estirar el pulso en tiempo, y así poder utilizar dispositivos con un oscilador en el rango de los MHz, esto nos permite disminuir los costos y obtener una muy buena resolución de salida, conociendo los principios de funcionamiento y los componentes utilizados. La Figura 57 muestra una de las primeras ideas mostradas para estirar un pulso de entrada en el tiempo.

Figura 57. Estiramiento del tiempo.



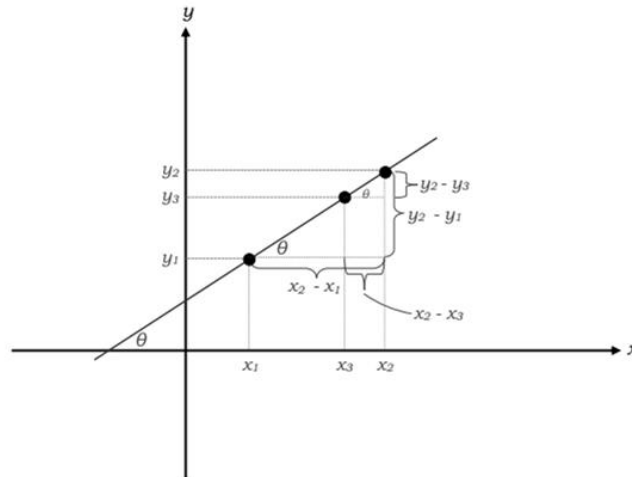
(Bengtsson, 2012)

6. **Tablas de consulta e Interpolación lineal.** Las tablas de consulta o LUT (Look Up Table, por sus siglas en inglés) son una de las formas más comunes de implementar modelos estáticos no lineales en el mundo real, estas consisten en un arreglo asociativo muchas veces en forma de tabla (dependiendo de la dimensión), las cuales se utilizan para evitar la implementación de un algoritmo computacional que implique la utilización de funciones matemáticas complejas, esto se hace para ahorrar tiempo y capacidad de procesamiento, ya que dependiendo de la entrada que se tenga se pueden establecer de antemano los valores de la función salida dentro del arreglo y luego solamente seleccionarlo.

Este método puede ser implementado en la mayoría de los lenguajes de alto nivel, ya que estos presentan el uso de consultas por direccionamiento directo o indirecto indexado, los cuales son ideales cuando se trata de seleccionar datos de una tabla.

La *interpolación lineal* es un método numérico que permite encontrar valores entre dos puntos en un plano de dos dimensiones, esto utilizando las propiedades de la ecuación de una recta entre dos puntos. Es utilizada para realizar aproximaciones cuando se tienen funciones discretas. La Figura 58 ilustra las condiciones descritas, para este caso se conocen los puntos (x_1, y_1) y (x_2, y_2) .

Figura 58. *Interpolación lineal.*



(Alemán)

Al establecer la ecuación de la recta que contiene estos dos puntos se puede conocer cualquiera de los valores contenidos entre el punto 1 y el punto 2, para esto es necesario tener alguna de las variables (x_3, y_3) , y que estas estén en el rango correspondiente: $x_1 < x_3 < x_2$ y $y_1 < y_3 < y_2$, ya que la interpolación lineal solamente aplica para valores dentro de los puntos conocidos, a continuación se presentan las ecuaciones necesarias para el análisis y diseño resultante de la interpolación lineal:

$$(13) y = mx + b$$

Partiendo de la ecuación de la recta y estableciendo la pendiente como una razón entre los dos puntos conocidos se puede llegar a establecer que la ecuación requerida para conocer el valor de x_3 es:

$$(14) x_3 = x_2 - \left[\frac{y_2 - y_3}{y_2 - y_1} * (x_2 - x_1) \right]$$

D. ANTECEDENTES DEL MÓDULO

El desarrollo de sensores optoelectrónicos es por excelencia un desarrollo industrial, que ha llevado a crearlos tanto para medición de distancias, comunicación óptica como para procesos de control en plantas industriales, las mejores marcas de automatización a nivel mundial poseen amplias gamas de este tipo de sensores, un ejemplo de esto es la familia de sensores de proximidad SIMATIC PX de SIEMENS, el cual ofrece soluciones para detección, conteo, medición o monitoreo de cualquier tipo de variables que deseemos controlar, dándonos ventajas de no contacto y rapidez de respuesta casi instantánea.

Figura 59. Familia de sensores ópticos de proximidad Siemens.



(Siemens, 2008)

Una de las áreas en donde los sensores ópticos están marcando el paso a una nueva generación de navegación es en la creación de vehículos autónomos que a través de la utilización de escaneo del terreno por medio de láser, son capaces de maniobrar de un punto a otro de forma autónoma. Los primeros fabricantes en crear un prototipo con dichas características fue AUDI, realizando pruebas en la interestatal de Nevada, Estados Unidos (Simonite, 2013). Estos dispositivos también se han implementado en la navegación de sistemas robóticos autónomos tanto aéreos como terrestres y marítimos, abriendo el campo de la optoelectrónica y desarrollando sistemas más precisos y eficientes.

Figura 60. Sensor de escaneo láser de AUDI.



(Simonite, 2013)

Debido al necesario desarrollo de sistemas ópticos, se han llevado a cabo nuevas investigaciones alternas que describen la creación de dispositivos capaces de ayudar a personas con discapacidad visual para la navegación en ambientes desconocidos, algunos se basan en la detección primaria de obstáculos a partir de optoelectrónicos y procesamiento de señales con dispositivos electrónicos de bajo costo, como es el caso de los señores B. Anbazhagan y V. Nandagopal, estudiantes del Ganadipathy Tulis's Jain Engineering College, India, que proponen un detector de vías libres para no videntes a través de optoelectrónicos y un módulo GSM, el dispositivo es capaz de detectar obstáculos por medio de un diodo LED y un foto diodo receptor. Cuenta con un sistema capaz de alertarle al usuario por medio de un mensaje de audible, y a la vez enviar mensajes de auxilio a través de módulo GSM, este proyecto refleja que la aplicación de un sensor óptico puede brindar una gran ayuda a personas no videntes, en su lucha por detectar y evitar obstáculos (Anbazhagan & Nandagopal, 2013).

Enfocándonos en la óptica de los sensores, también se han desarrollados trabajos que buscan la creación de sistemas de bajo costo proponiendo el uso de sensores de escaneo por medio de láser que sea capaz de brindarle información necesaria a un robot para que navegue dentro de áreas con obstáculos llegando a mapear un plano de referencia para evitar obstáculos (Kurt, Augenbraun, & Donaldson, 2008).

Cada uno de estos distintos proyectos inciden en el uso de la luz como fuente de detección ya que es una fuente de energía que puede optimizarse y ser procesada adecuadamente por medio procesadores ya que existen componentes semiconductores fotoeléctricos capaces de emitir y recibir señales, dándonos una variedad de aplicaciones que son deseables para crear sensores y por medio de las teorías fundamentales de circuitos eléctricos, propiedades de semiconductores y microcontroladores.

E. METODOLOGÍA Y RESULTADOS DEL MÓDULO

Para diseñar y fabricar el dispositivo óptico de detección de obstáculos se llevaron a cabo distintas etapas de investigación, selección de equipo y materiales así como también la experimentación. A continuación se presenta la forma en que se desarrollaron las fases que comprenden el proyecto.

Figura 61. Metodología del módulo.

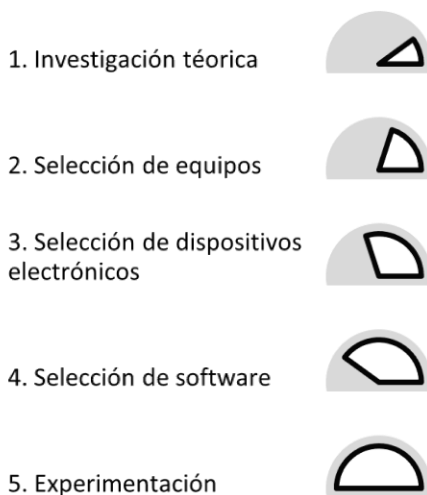


Figura 62. Metodología del módulo.

1. **Investigación teórica.** Como primer paso se establecieron las bases teóricas que permitirían el desarrollo de las demás etapas. Para realizar esta investigación se recurrió al uso de internet y de la Biblioteca de la Universidad del Valle de Guatemala como fuentes primarias de información. En esta fase se lograron asimilar cada uno de los conocimientos que validan y comprueban la creación de un sensor de tipo optoelectrónico, para lo que se requirió entender los antecedentes históricos de dichos dispositivos para así encaminarse en la creación de un sensor funcional. Luego se establecieron los criterios para experimentación basándose en investigaciones previas y tomando en cuenta los recursos con los cuales se contaban en los laboratorios a los cuales se tenía acceso. Esta etapa perduró a lo largo del proyecto, ya que al tener algún imprevisto se recurría a investigar las posibles causas y así completar cada una de las etapas.

Se conocieron distintos dispositivos de medición de distancia por medio de componentes ópticos, estableciendo así los parámetros requeridos para la obtención de un sensor capaz de compartir características con equipo industrial, para así comparar las prestaciones que sensor posee, completando así la etapa de diseño y resultados.

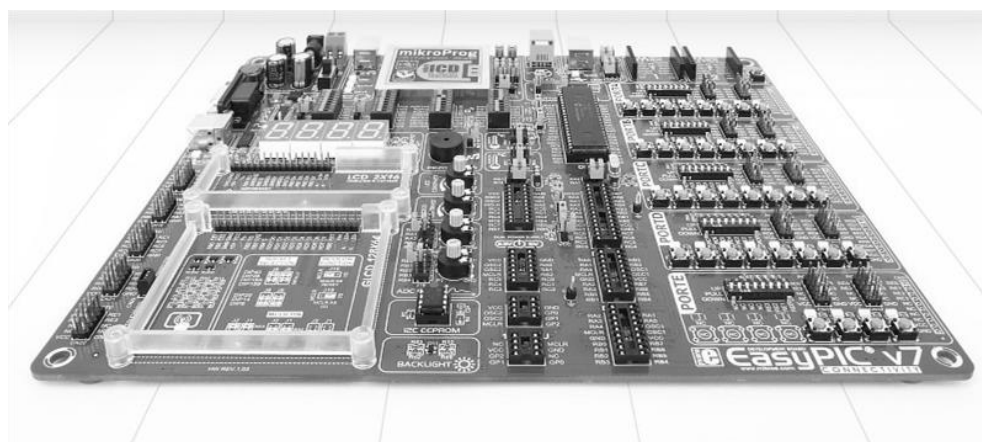
2. **Selección y descripción de equipos.** Se utilizaron equipos propios y también equipos provistos por la Universidad del Valle de Guatemala, ya que se cuenta con un laboratorio ubicado en el tercer nivel del edificio J del campus central que es de exclusivo para el desarrollo de Megaproyectos. A continuación se listan los equipos relevantes para la realización del proyecto:

Computadora portátil HP Pavilion dv5, destinada a investigación, procesamiento de datos, programación y depuración. Siendo la herramienta fundamental sobre la cual todo el proyecto se apoyó. Cuenta con el sistema operativo WINDOWS 8 de Microsoft, 4 GB de memoria Ram y 320 GB de capacidad de almacenamiento.

TEKTRONIX modelo TDS 3032C, este equipo nos permite conocer de forma gráfica las señales analógicas o digitales sobre las cuales se trabajan en el proceso de experimentación. Cuenta con dos canales de entrada, modulación y medición de señales en tiempo y amplitud, así como herramientas útiles para la captura y almacenamiento externo de imágenes.

Easypic v7 de Microchip, es una plataforma desarrolladora para PICs con un depurador integrado, esta permite programar y realizar pruebas sobre distintas familias de microcontroladores PIC de 8 bits, es un producto que facilita la creación de aplicaciones y ahorra el tiempo de cableado para conocer los resultados de la programación. Esta placa es capaz de tener comunicación con la computadora por medio de un cable USB-B, utilizando el compilador MikroC v6.0 y pudiendo ser programada en el lenguaje de alto nivel C.

Figura 63. *Plataforma desarrolladora EasyPic v7.*



(Mikroelektronika, 2012)

Teensy 3.0, es una plataforma desarrolladora que cuenta con un microcontrolador con arquitectura ARM de 32 bits, capaz de conectarse a la computadora por medio el conector USB micro-B. Este

dispositivo puede programarse por medio de un lenguaje C nativo, o también con el software italiano ARDUINO. Resulta ser una herramienta versátil y de un uso sencillo, que provee de muchas características únicas que ayudan a una rápida implementación de software en cualquier proyecto, se seleccionó para lograr emular una señal con frecuencia de 100 Hz y tiempos en estado alto mayores a $0.87 \mu\text{S}$.

Vernier Absolute Digimatic 500 MITUTOYO, es un dispositivo de medición con precisión milimétrica y un despliegue digital de los valores obtenidos en la lectura. Minimiza errores en lecturas, ya que no se debe de utilizar ninguna escala, sino simplemente observar los números en su pantalla de cristal líquido.

Fresadora LPKF modelo Protomat S103, este equipo fue adquirido por la facultad de ingeniería a finales del año 2012, teniendo un completo funcionamiento para la creación de placas PCB a mediados del año 2013. Cuenta con múltiples herramientas de fresado y taladrado, parámetros mínimos de corte suficientemente pequeños como para realizar placas que contengan componentes con empaquetados de superficie y capacidad de utilizar placas de cobre de hasta dos capas.

Impresora 3D de plástico, es un equipo ensamblado en Guatemala por la empresa MBAU3D, esta impresora es un proyecto de fuente abierta desarrollado mundialmente por estudiantes y profesionales, capaz de extrudir plástico tipo PLA y ABS, cuenta con 3 grados de libertad y una resolución de 0.3mm.

3. Selección de componentes electrónicos. Optoelectrónicos, fueron seleccionados a partir de las propiedades ópticas requeridas y también de su disponibilidad en tiendas electrónicas locales y algunas en línea como www.mouser.com. Se hicieron pruebas para obtener el emisor y receptor óptico con los cuales se pudiera demostrar la posible creación de un sensor a partir de elementos de bajo costo. Se utilizaron semiconductores ópticos, detectores OPIC y también chips ópticos analógicos y digitales.

PIC18F45K22 y PIC18F2622, PIC (Programmable Interrupt Controller, por sus siglas en inglés) son microcontroladores programables de 8 bits con un bajo costo de adquisición y las características necesarias para diseñar y crear el procesamiento que el sensor óptico requiere. Cuentan con interrupciones ante cambios mostrados en uno de sus puertos, un contador de 16 bits separado en dos registros, propiedades de alta impedancia y comportamiento de fuente o sumidero en sus pines. Estos microcontroladores son compatibles con la plataforma de desarrollo EasyPic V7, mostrada en la sección anterior.

Componentes pasivos, para las pruebas y experimentos se utilizaron elementos capaces de adaptarse a una placa de pruebas convencional, para luego seleccionar los componentes de superficie para la minimización del espacio a utilizar en la placa final del proyecto.

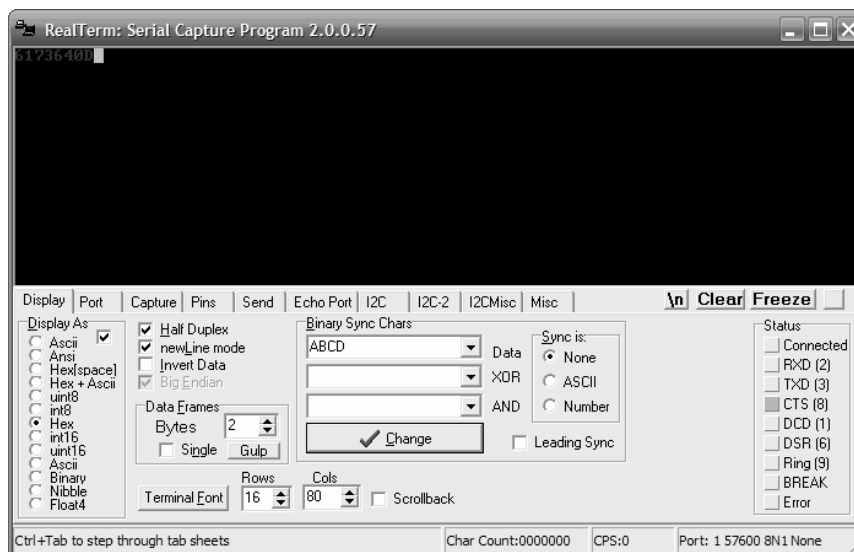
4. Selección de software. Se seleccionaron programas para las distintas partes de experimentación y diseño, a continuación se presenta la lista ordenada por orden cronológico de uso:

Arduino 1.0.5, es un software de programación en el lenguaje C de fuente libre utilizado mundialmente para el desarrollo de aplicaciones electrónicas. Debido a su popularidad existe mucha documentación y fuentes de recursos disponibles en línea, es compatible con toda la línea de productos marca Arduino y con otras plataformas que han aprovechado su popularidad para darse a conocer, como el Teensy.

MikroC Compiler v6.0, es el compilador ofrecido por la empresa desarrolladora de microcontroladores Microchip. Nos permite programar en el lenguaje de programación C, brindando soporte en línea y siendo compatible con los productos de su marca, en específico con la plataforma de desarrollo EasyPic v7.

RealTerm: Serial Capture Program 2.0.0.70, es un programa de fuente libre que es capaz de funcionar como una terminal de datos para la computadora, recibiendo valores directamente de los puertos seriales COM. Siendo una herramienta muy útil para la depuración y obtención de valores digitales que no pueden ser desplegados directamente en las plataformas de desarrollo.

Figura 64. Interfaz gráfica de RealTerm.



(Sourceforge, 2013)

Microsoft Excel 2013, es una hoja de cálculo del paquete de programas Office de Microsoft, nos presenta todas las herramientas para el desarrollo de tablas, gráficas y cálculos recursivos. Y prestaciones de análisis de datos, completando así los elementos requeridos para comprender e interpretar y comparar los resultados.

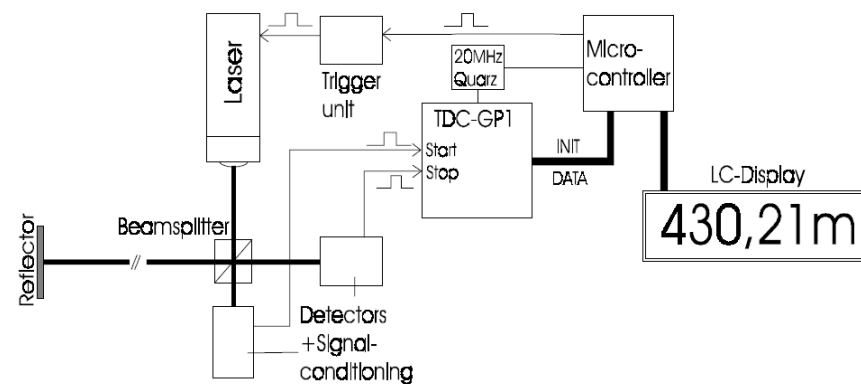
Altium Designer 09, es un software de simulación de circuitos electrónicos y diseño de placas PCB (Printed Circuit Board, por sus siglas en inglés), ofrece librerías de componentes que permiten el diseño de placas electrónicas profesionales y una amplia gama de herramientas para realizarlo de forma intuitiva y progresiva. Ofreciendo los componentes electrónicos de mayor uso y con los productos de las marcas de componentes líderes del mercado mundial.

Autodesk Inventor 2014, nos ofrece las herramientas necesarias para el diseño y simulación de modelos en tres dimensiones. Brinda una interfaz gráfica óptima para el desarrollo y visualización de los diseños, se seleccionó este software debido a que es capaz de exportar los modelos en distintos tipos distintos de extensiones, por ejemplo de extensión stl, para su utilización en la creación de la cubierta externa del sensor láser, por medio de la impresora 3D de plástico.

Repetier v0.85, es un software de fuente libre desarrollado para complementar y unificar los distintos programas que permiten en manejo de una impresora 3D. Este programa cuenta con herramientas de importación de archivos con extensión CAD stl (STereo Lithography, por sus siglas en inglés), codificación de un modelo en lenguaje G1 de máquina-herramienta y el procesamiento para la comunicación final con la impresora, brindando así en una sola aplicación los distintos procedimientos para la creación de modelos en piezas de plástico.

5. **Experimentación.** En esta sección se presentan los distintos experimentos realizados a lo largo del proceso de diseño del proyecto en orden cronológico de realización. Se establecieron los parámetros requeridos para elaborar un sensor de medición de distancia utilizando el modelo presentado en la Figura 64.

Figura 65. Modelo de sensor de medición de distancia por medio de láser.



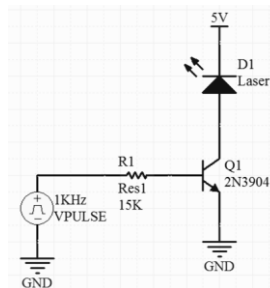
(ACAM, 2001)

Por lo cual se organizaron los experimentos para cubrir las distintas etapas que constituye la construcción del sensor. Se inició por medio de conocer distintos circuitos integrados que permiten obtener señales ópticas, para luego seleccionar los optoelectrónicos de bajo costo ideales, complementando el diseño con el TDC implementado en un microcontrolador para finalmente obtener un valor digital en la computadora mostrándonos la distancia medida.

- a. Primer experimento: Obtención de datos analógicos y digitales con circuitos integrados.

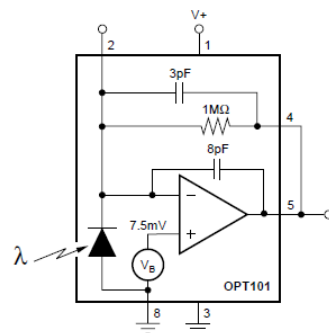
1) Diseño. Se utilizaron dos circuitos integrado ópticos para empezar las pruebas de detección de una señal emitida con un foto-emisor de tipo diodo láser, estos se seleccionaron a partir de su capacidad de recepción de una variedad de longitudes de onda, ya que se requería trabajar con láser en el espectro visible y en el espectro invisible para el ojo humano. Para ambas pruebas se utilizó un emisor láser con una frecuencia de 1000 Hz, enviando un valor alto de 5 voltios y uno bajo de 0 voltios.

Figura 66. Controlador para señal emitida por el módulo de diodo láser.

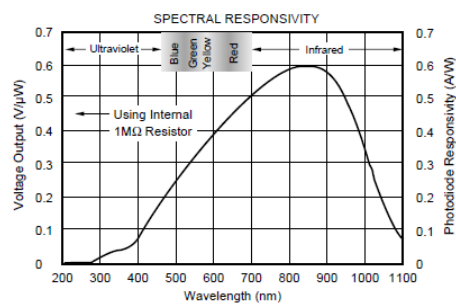


El primer circuito integrado a utilizar fue el OPT101 de Texas Instruments, el cual cuenta con un diodo monolítico y una salida analógica de voltaje capaz de brindarnos información en función de la longitud de onda de la luz percibida por el circuito integrado.

Figura 67. OPT101 circuito integrado óptico.



(a)



(b)

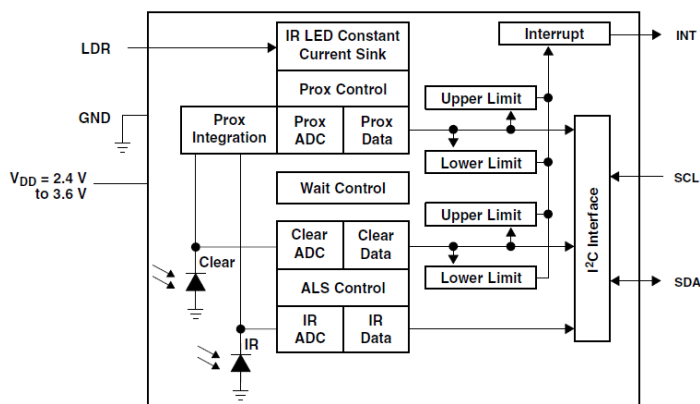
(Texas Instrument, 2003)

(a) Diagrama esquemático para el funcionamiento del chip OPT101. (b) Curva característica de salida de voltaje en función de la longitud de onda de luz.

En la Figura 66 (a) se puede observar la conexión descrita por el fabricante para obtener una señal de salida acorde a las especificaciones provistas, se utilizó un voltaje de alimentación de 5 voltios como $V+$.

Para la segunda parte se utilizó el circuito integrado óptico digital TLS2771, el cual posee un sensor de proximidad y detección de luz ambiental. Este dispositivo cuenta con muchas prestaciones ópticas y debido a brindar una salida digital es ampliamente utilizado en computadoras personales y teléfonos celulares. Cuenta con una interfaz de comunicación por medio del protocolo I2C, la cual requiere de un dispositivo maestro para obtener información, para lo cual se utilizó el Teensy 3.0 programando una secuencia de inicialización y obtención de registros internos del circuito integrado por medio de Arduino utilizando la librería *wire*.

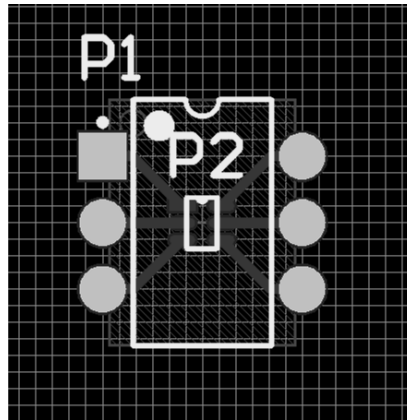
Figura 68. Diagrama de bloques y de conexión del circuito integrado TLS2771.



(TAOS, 2009)

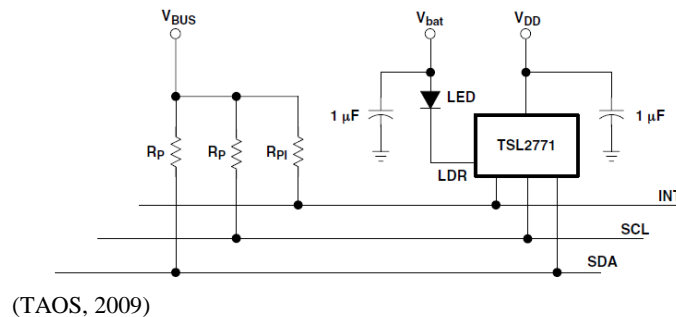
Para lograr utilizar este dispositivo se tuvo que crear una placa de cobre que convirtiera del empaquetado FN6 (Dual Flat, por sus siglas en inglés) a uno que permitiera su manipulación, es decir el empaquetado DIP (Dual in-line package, por sus siglas en inglés), ya que sus dimensiones eran pequeñas en comparación a los componentes utilizados para realizar los experimentos, y esto no permitía introducirla en la placa de pruebas.

Figura 69. Adaptador de FN6 a DIP6.



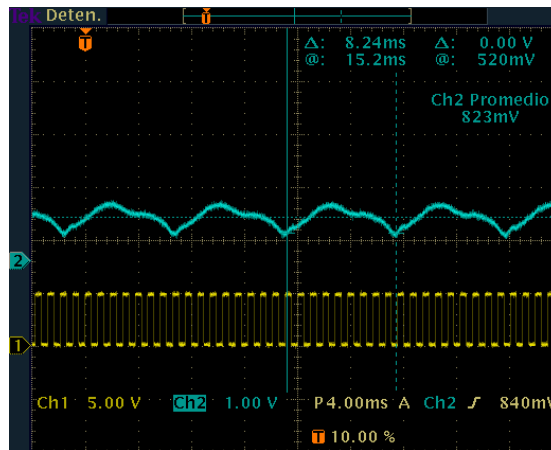
Al obtener una placa capaz de introducirse en una placa de pruebas, se prosiguió a realizar las conexiones mostradas en la Figura 69, en la cual se destaca el uso de resistores de subida de tensión para el bus de I2C el cual es de suma importancia para lograr establecer la comunicación con la plataforma desarrolladora.

Figura 70. Circuito de aplicación para detección de proximidad con el controlador interno.



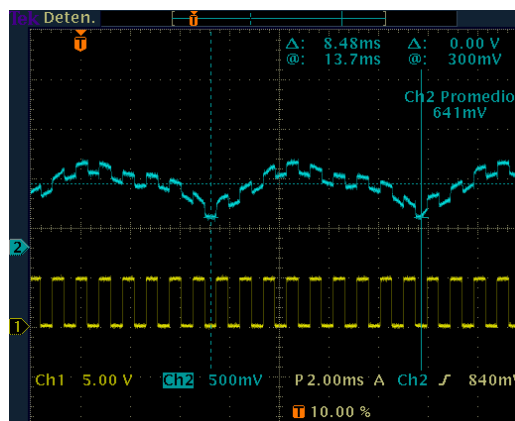
2) Resultados. Luego de ensamblar el circuito que muestra la Figura 69, se prosiguió a conocer la respuesta del circuito ante las condiciones estándares del laboratorio, en esta prueba se puede apreciar que el OPT101 es sensible tanto a la luz natural como a la luz artificial, dándonos la frecuencia de oscilación del espectro de luz visible de las lámparas halógenas con aproximadamente de 120 Hz montada sobre la señal de la luz natural del ambiente, esto se comprobó limitando el dispositivo de las dos fuentes lumínicas y observando su comportamiento.

Figura 71. Canal 1: Señal de referencia de 1000 Hz, Canal 2: Señal de salida de circuito integrado OPT101.



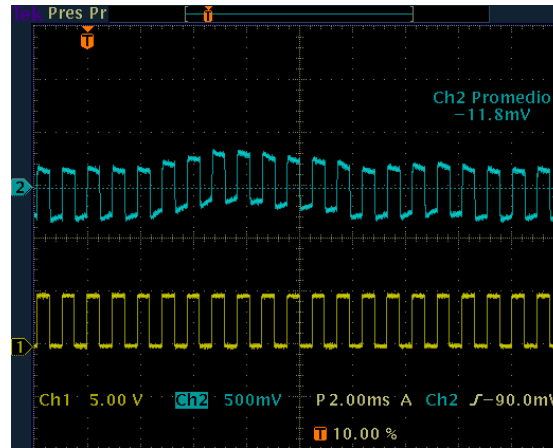
Se prosiguió induciendo la señal reflejada del haz de luz láser a una distancia de 5 centímetros de la posición del OPT101, para conocer la respuesta del sistema ante lo que el método de medición de distancia por medio del tiempo de vuelo requiere. Notando que en este caso la señal emitida por el módulo del emisor laser se montaba sobre las otras señales provenientes del ambiente. En la Figura 71 se aprecia el fenómeno, esto es debido a que el diodo es tanto sensible a los 650-670nm de longitud de onda proveniente del módulo láser, como a la luz ambiental que se encuentra dentro del rango de los 380 a 780nm.

Figura 72. Canal 1: Señal de referencia de 1000Hz, Canal 2: Recepción en OPT101 por señal enviada por módulo láser.



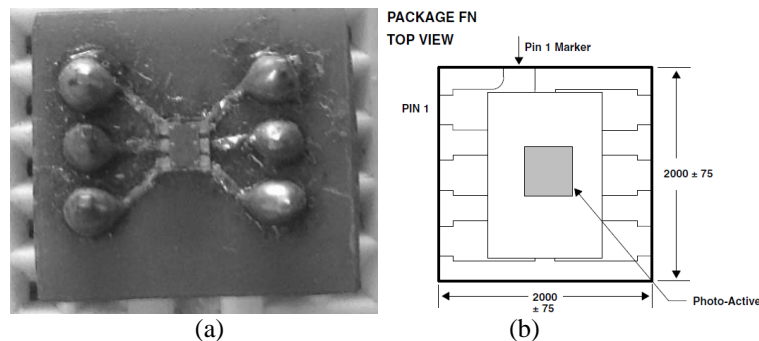
Por último se trató de estabilizar la señal montada, eliminando la componente de la señal de luz externa por medio de un condensador de acoplamiento eléctrico, el cual permite el paso de una señal AC inhibiendo la parte DC, de esta forma llevando la señal de salida del integrado a una señal que oscila en el eje de los voltios portando la señal emitida por el láser. Esta señal no es deseable ya que luego debe ser comparada de la forma más directa la señal enviada.

Figura 73. Canal 1: Señal de referencia 1000Hz, Canal 2: Señal de salida de OPT101 acoplada.



Se creó un adaptador para el empaquetado del chip TSL2771, ya que se requería trabajar con este en una placa de pruebas. Se logró establecer la comunicación a través de los pines I2C del circuito integrado, utilizando el pseudocódigo que posee su hoja de datos. Este dispositivo resultó ser una gran ayuda al momento de entender las propiedades de la luz que nos rodea, ya que se pudo establecer comunicación para obtener los valores digitales de la luz clara y la luz infrarroja que está en el ambiente, con este circuito integrado también es posible obtener un luxómetro muy preciso. A pesar de todas las cualidades y funciones que presentó, no se seleccionó como elemento receptor, ya que no fue capaz de recibir exitosamente el haz de luz láser, porque su rango de recepción en modalidad de sensor de distancia es de una distancia menor a 10mm, según su hoja de datos.

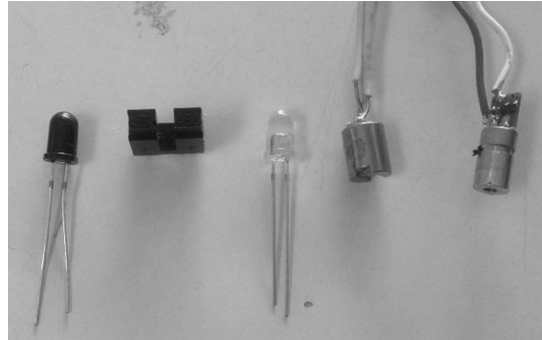
Figura 74. (a) Resultado de conversor FN6 a DIP6. (b) Dimensiones de chip TSL2771, medidas en μm .



Actualmente existe un módulo que realiza la misma función que se implementó en esta sección del trabajo, cuyo valor de mercado es de \$157.30 USD (Digikey, 2010). Por lo cual de requerirse para alguna aplicación se recomienda utilizar el código adjunto en anexos para implementar este circuito integrado con un bajo costo y los circuitos propuestos por el fabricante (Código de implementación en sección repositorio de Anexos).

b. Segundo experimento: Optoelectrónicos. Fueron seleccionaron distintos tipos de optoelectrónicos emisores y receptores, la mayoría de estos provenientes de distribuidores locales con costos bajos. Este experimento fue útil para seleccionar y proponer los optoelectrónicos que pueden componer al sensor láser de medición de distancia.

Figura 75. Optoelectrónicos de bajo costo.



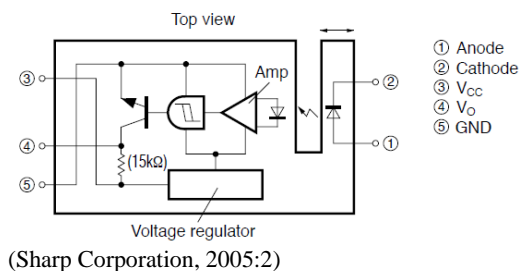
De la Figura 74 se tiene de derecha a izquierda: Siemens SFH 309 FA; Sharp GP1A52HRJ00F, diodo LED infrarrojo estándar, diodo láser de bajo costo, módulo láser de bajo costo.

1) Diseño. Se dividieron los elementos optoelectrónicos en clases emisor y receptor, para conocer así los mejores candidatos como procede:

1. Se ensambló el circuito de la Figura 65, ya que este permite emitir una señal a través del encendido y apagado de cada uno de los elementos semiconductores de emisión de luz.
2. Se midió la relación entre el ciclo de trabajo y la potencia de salida del módulo láser.
3. Se establecieron las condiciones para que el emisor no sobrepase las condiciones mínimas de seguridad óptica.
4. Se obtuvo el desfase de entrada del OPIC, para tomarlo en cuenta en diseño.
5. Se mide el rango mínimo y máximo de ancho de pulso en relación a la distancia de un objetivo frente al sistema optométrico.

Para los optoelectrónicos receptores de luz, se conocía tanto el fabricante como el número de producto, por lo cual se basó el diseño en las hojas de datos encontradas en las páginas correspondientes y en investigación previa sobre el manejo de señales ópticas. Se empezó por obtener la parte de recepción óptica del opto-acoplador Sharp, debido a que este cuenta con un emisor y un receptor.

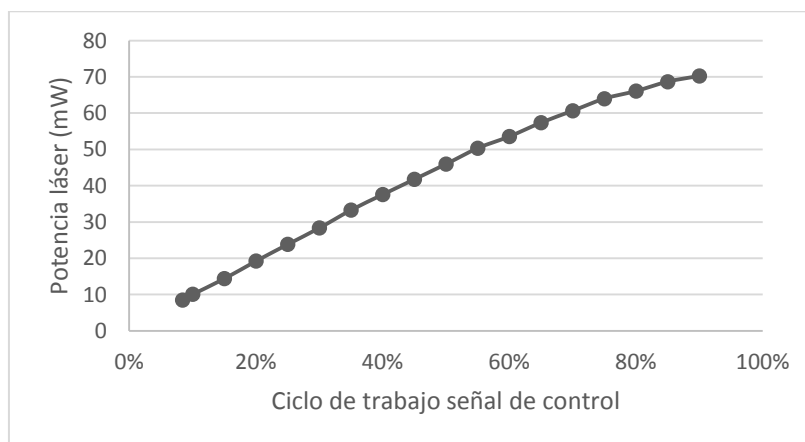
Figura 76. Diagrama de conexión interna de Sharp GP1A52HRJ00F.



Al observar el diagrama se puede apreciar que el opto-acoplador posee un receptor óptico OPIC, que según sus siglas en inglés significa circuito integrado óptico, el cual cuenta con un elemento detector de luz (fotodiodo) y otro elemento de procesamiento de señales integrado, el cual es capaz de detectar un espectro de luz de 400 a 1200nm y tener un tiempo de respuesta de 3 μ S, según su hoja de datos. Dando la facilidad de solamente alimentarlo en sus conexiones 3 y 5, para obtener una señal de salida limpia en su pin 4. Para este experimento se eliminó la parte emisora de luz, es decir el diodo LED que comprenden los pines 1 y 2, obteniendo así solamente la parte receptora de luz.

2) Resultados. En la Figura 76 se muestra la relación existente entre la salida de potencia del diodo laser emisor de luz, y el ciclo de trabajo de la señal de entrada, esto para establecer la relación optima que la señal de control debe tener para cumplir con las normas de seguridad internacionales.

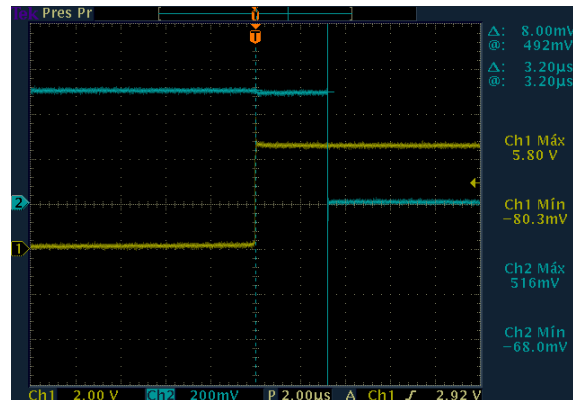
Figura 77. Ciclo de trabajo contra potencia de salida.



Se prosiguió a comprobar el funcionamiento del OPIC integrado en el opto-acoplador Sharp, para primero establecer experimentalmente su tiempo de respuesta, a través de la emisión directa de la señal de 1000 Hz a través del módulo laser, obteniendo así un tiempo de respuesta mayor, ya que como se observa

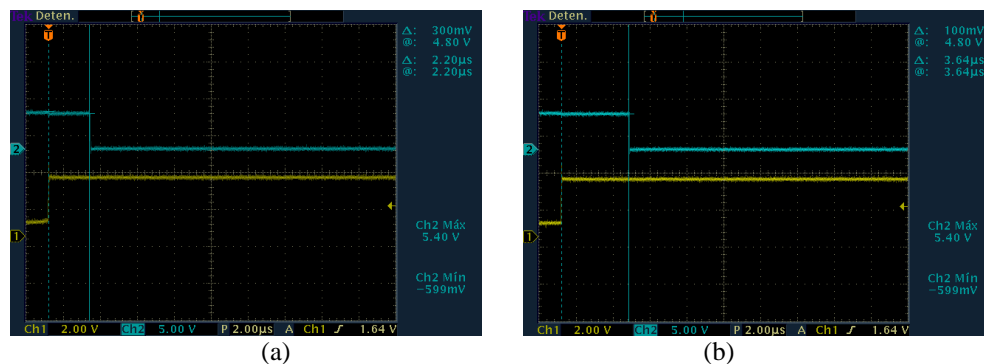
en la Figura 77 es de $3.20 \mu\text{s}$ y no de $3.00 \mu\text{s}$, como establece la hoja de datos. Se presume que la causa se debió a que el diodo láser el cual es quien finalmente envía el pulso de entrada, posee un retraso de respuesta al igual que el receptor.

Figura 78. Tiempo de respuesta en OPIC Sharp.



Ya establecido el tiempo de respuesta para el sistema, se dispusieron los sensores en la posición requerida por el modelo de tiempo de vuelo visto anteriormente, es decir las piezas optoelectrónicas dirigiendo su parte emisiva y receptiva hacia el mismo lugar, para así captar la señal de luz reflectada en algún material frente al haz de luz láser modificando el parámetro de distancia, por medio de un vernier como se observa en la Figura 88. Con esta disposición se obtuvieron dos tiempos de reflexión de la luz iniciales para el sistema optoelectrónico, uno mínimo y otro máximo como puede observarse en la Figura 78, se tiene un tiempo mínimo de $2.20 \mu\text{s}$ correspondiente a la distancia mínima de detección y un máximo de $3.64 \mu\text{s}$. Correspondiendo a la distancia máxima de detección. Obteniendo de esta forma los parámetros para el diseño del conversor de tiempo a digital que se propone en el experimento 4.

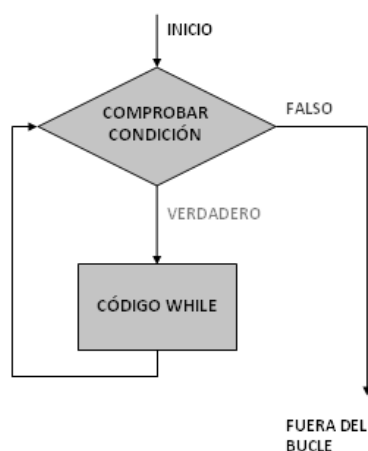
Figura 79. (a) Diferencia de tiempo mínimo del sistema óptico (b) Diferencia de tiempo máxima del sistema óptico.



c. Tercer experimento: emulación de pulso de tiempo en microsegundos

1) Diseño. La emulación del pulso obtenido por los optoelectrónicos luego de utilizar la lógica digital, para esto se utilizó el TEENSY 3.0 ya que de forma fácil y rápida se podían cambiar los parámetros de programación para obtener pulsos con tiempos dentro del rango de diseño y así tener una fuente confiable de muestras para diseñar y probar el siguiente módulo en el diseño. Esto simplemente utilizando un bucle de programación *while* que fue programado en el lenguaje de programación C para Arduino utilizando la lógica del bucle que muestra la Figura 79.

Figura 80. Lógica del bucle *while*.



(Líbenson, 2007)

Se estableció una variable para modificar en software el tiempo en el cual un pin del controlador estaría en estado alto, esto dentro del bucle *while* como se muestra a continuación:

```

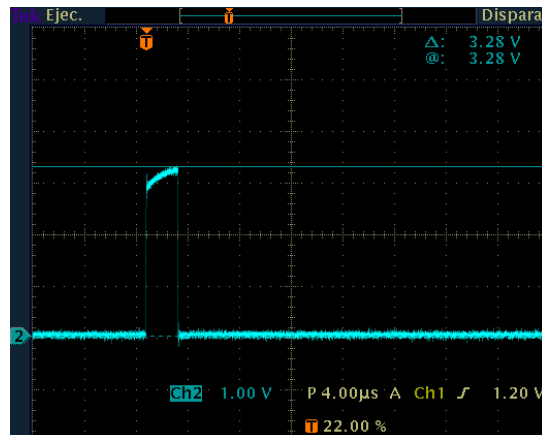
contador = 5;           // Variable para establecer tiempo

// Condición para activación de pin
while (cont_b4>0){     // Ciclo para realizar el pulso
  digitalWrite(1, HIGH); // Establece el pin en estado alto
  contador--;          // Control de la variable
}
digitalWrite(1, LOW);  // Establece el pin en estado bajo
  
```

2) Resultados. De la lógica programada en la plataforma TEENSY 3.0 se obtuvo un pulso constante en el tiempo el cual puede observarse en la Figura 54, este se encuentra en el rango de los 0.86-6.14 μ S por lo cual es ideal para el diseño y emulación, llevando así a tener un control total sobre la

señal de entrada para el conversor de tiempo a digital. Se puede notar también que la amplitud de salida del pulso es de 3.28 voltios, este también representa un parámetro a utilizar en el siguiente experimento.

Figura 81. Pulso de tiempo obtenido de plataforma TEENSY 3.0.



Luego se obtuvo la relación entre el contador que controla los pulsos y el tiempo obtenido a través del pin de salida, como se muestra en el Cuadro 7, para de esta forma obtener la referencia y muestras para el diseño.

Cuadro 7. Relación contador y tiempo de pulsos de salida.

Contador para pulso de entrada	τ (Seg)
1	8.60E-07
2	1.64E-06
3	2.40E-06
4	3.14E-06
5	3.88E-06
6	4.64E-06
7	5.38E-06
8	6.14E-06

Es posible observar que esta relación permanece lineal debido a que las instrucciones realizadas por el microcontrolador se ejecutan en el mismo intervalo de tiempo, ya que cuentan con un oscilador de frecuencia constante como puede observarse en la Figura 81.

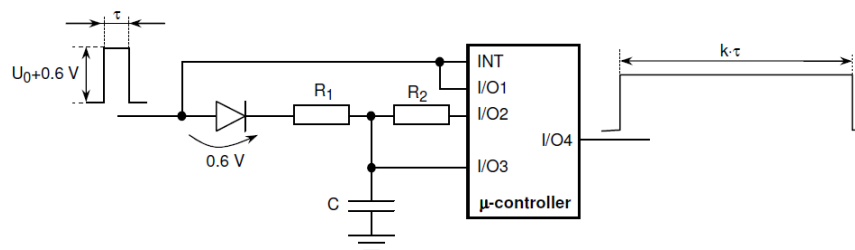
Figura 82. Relación contador y tiempo de pulsos de salida.



d. Cuarto experimento: Estiramiento de tiempo. Este experimento revela la estrategia utilizada para diseñar un TDC, el cual fue desarrollado por Lars E. Bengtsson en 2012 en donde propone el uso de un microcontrolador de 8 bits, y un método directo de estiramiento del tiempo para obtener un valor digital relacionado con el tiempo de entrada utilizando componentes pasivos y de bajo costo. Este TDC resulta conveniente para el desarrollo del proyecto ya que brinda la herramienta principal para utilizar el método del tiempo de vuelo, permitiendo así utilizar este valor digital junto con modelos matemáticos para mostrar la distancia detectada.

1) Diseño. Existen muchos métodos para lograr obtener un convertor de tiempo a digital, muchos de estos utilizan lógica digital y sistemas en cascada para lograr sus objetivos, estos son de alta velocidad y confiabilidad, aunque en esencia de compleja construcción. En este trabajo se selecciona el método directo de estiramiento de tiempo para la construcción debido a que su implementación logra integrar conocimientos de electrónica analógica y digital, y propone condiciones claras de diseño para la construcción. Esta aplicación considera las características de carga y descarga de un condensador eléctrico como base de tiempo para el estiramiento, en la Figura 82 se muestra el circuito a emplear en el ensamble del circuito electrónico.

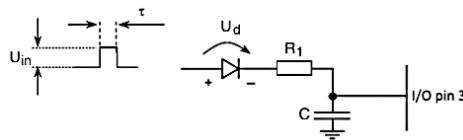
Figura 83. Estiramiento de tiempo basado en un microcontrolador.



(Bengtsson, 2012)

Para iniciar el diseño del conversor de tiempo a digital se requieren conocer las condiciones de entrada, esto es el rango del ancho del pulso de entrada τ , el voltaje U_{in} del pulso de entrada, el voltaje U_d de conducción en directa del diodo, ya que así es posible obtener la relación para la carga del condensador, y los parámetros de V_{IH} (voltaje de entrada nivel alto) y V_{IL} (voltaje de entrada nivel bajo) del microcontrolador a utilizar, de la Figura 83 podemos obtener el modelo matemático que nos permita conocer esta variable del sistema.

Figura 84. Circuito equivalente para carga de condensador.



(Bengtsson, 2012)

Ya que el capacitor se carga a un voltaje constante de $U_o = U_{in} - U_d$ durante un intervalo de tiempo τ , se tiene la Ecuación 15 de carga del condensador:

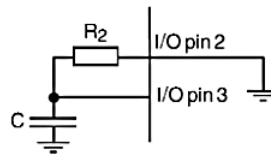
$$(15) (U_{\tau} = U_o * (1 - e^{-\frac{\tau}{R_1 C}}))$$

Debido al diseño es importante que se elijan las constantes R_1 y C convenientemente para que $U_{\tau} > V_{IH}$, esto para que el Pin 3 pueda obtener una señal lógica de 1 para iniciar la conversión. Otro factor crucial es que el condensador tampoco debe saturarse por lo cual se toma un factor de diseño con $U_{\tau} < 0.99U_o$, ya que al saturarse no puede asegurarse que la salida de la conversión sea única para los valores dentro del rango del ancho de pulso de entrada. Con estas dos restricciones iniciales se puede llegar a la Ecuación 16:

$$(16) R_1 C * \ln \left\{ 1 - \frac{V_{IH}}{U_o} \right\} < \tau < 4.606 * R_1 C$$

El siguiente paso en el desarrollo del método es establecer la relación de descarga del condensador, ya que es esta la que nos brinda el estiramiento del tiempo. Ya que se deben cumplir las condiciones de carga, se establece que debe pasar un tiempo τ' para que el condensador se descargue por medio de la resistencia R_2 así como lo muestra la Figura 84.

Figura 85. Circuito equivalente para descarga de condensador.



(Bengtsson, 2012)

Se establece entonces la ecuación para la descarga del condensador en la Ecuación 17:

$$(17) U_{\tau'} = U_{\tau} * e^{-\frac{\tau'}{R_2 C}}$$

De donde se puede encontrar que el tiempo de descarga del condensador será:

$$(18) \tau' = -R_2 C * \ln \left\{ \frac{V_{IL}}{U_O * (1 - e^{-\frac{\tau}{R_1 C}})} \right\}$$

Y de esta forma obteniendo las condiciones teóricas para la amplificación del pulso en tiempo, por medio de la obtención del factor k, como se muestra a continuación en la Ecuación 19:

$$(19) \tau' = k * \tau \rightarrow k = \frac{\tau'}{\tau}$$

Un factor importante son las características técnicas del microcontrolador de 8 bits a utilizar, ya que se debe ser un microcontrolador con:

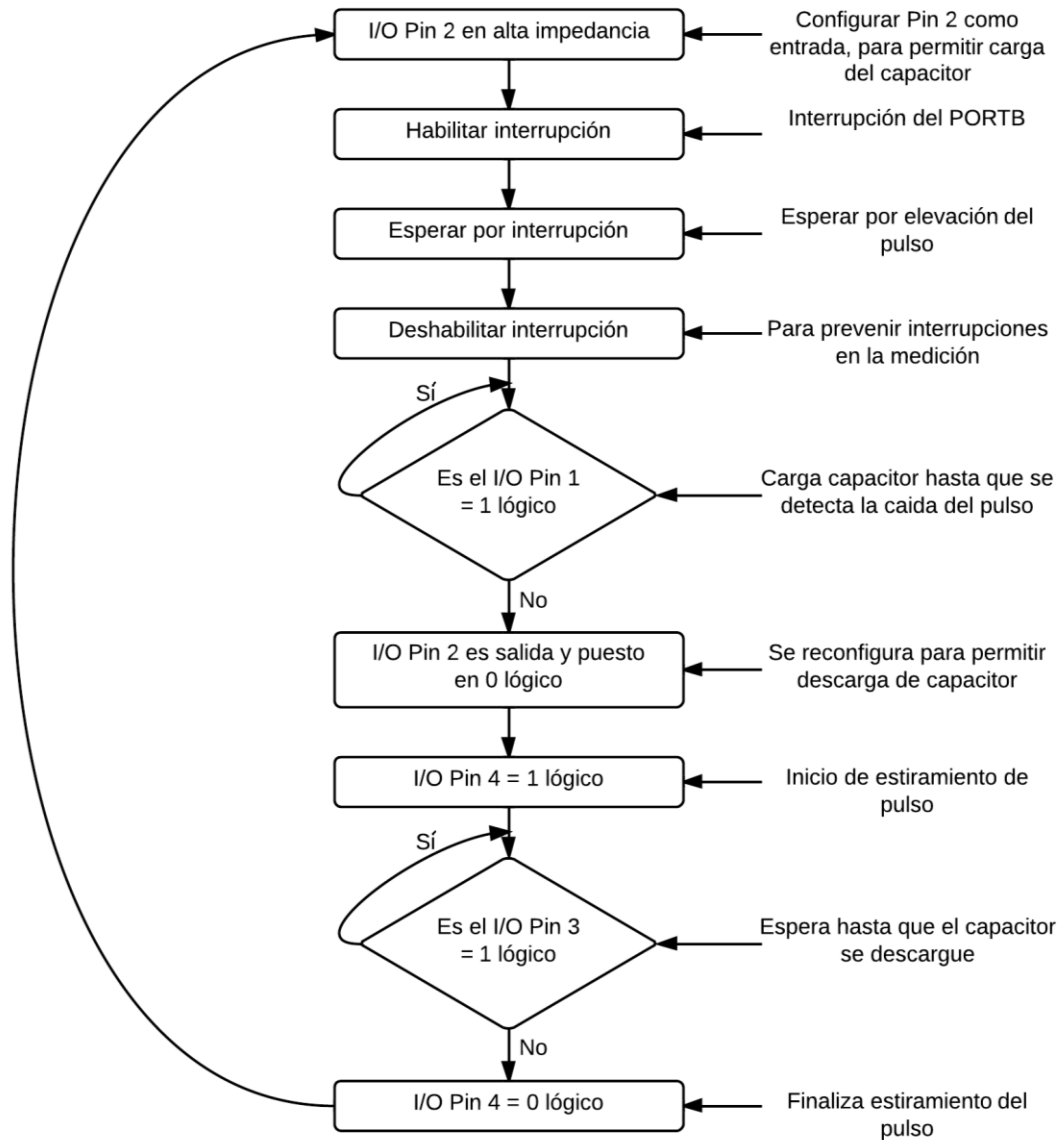
- Interrupciones de cambio de estado en pines.
- Configuración de alta impedancia en pines.
- Temporizador de 16 bits configurable como contador, de preferencia con dos registros de 8 bits cada uno.
- Comunicación Serial.

Por lo cual se seleccionó el PIC18F45K22, que brinda todas las características antes mencionadas y un precio de mercado muy bajo.

Ya conociendo la parte de carga y descarga del condensador y establecido el microcontrolador a utilizar se presenta el algoritmo principal para el desarrollo del conversor en donde se presentan las etapas

necesarias y las condiciones secuenciales que se deben cumplir para lograr obtener el estiramiento por medio de la programación del algoritmo.

Figura 86. Algoritmo principal del TDC implementado en un microcontrolador de 8 bits.



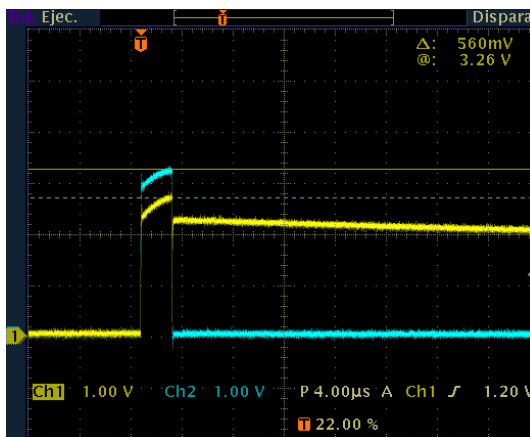
2) Resultados. El resultado del diseño del sistema empieza por conocer las condiciones del pulso de entrada, las cuales del experimento anterior conocemos tanto el potencial de entrada del pulso así como el rango de tiempo entre los que el sistema optoelectrónico oscila para lo cual se tiene:

$$U_{in} = 3.28 \text{ V}$$

$$2.24\mu\text{S} < \tau < 3.64\mu\text{S}$$

También se presenta la medición realizada sobre el diodo de entrada del sistema, ya que se requería conocer su voltaje de conducción en directa ya que es un dato requerido obteniendo un valor de $U_d = 0.56\text{V}$ como se muestra en la Figura 86.

Figura 87. Medición de U_d voltaje del diodo en conducción directa, Canal 1: Voltaje después de diodo, Canal 2: Voltaje antes de diodo.



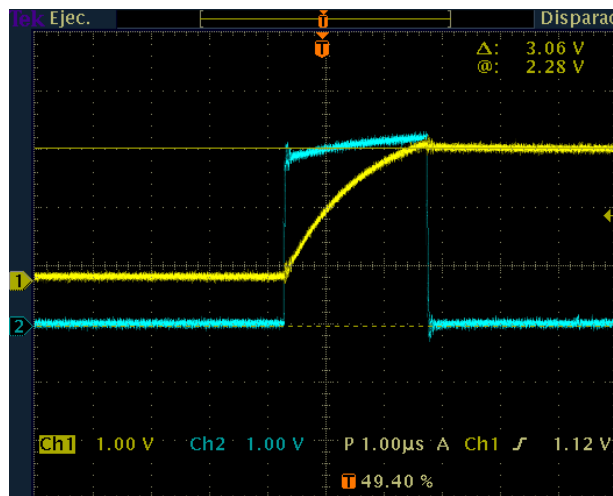
Con estas condiciones era suficiente para empezar con el diseño, ya que en un principio para determinar R_1 y C , basta con especificar los parámetros de carga para así empezar con el desarrollo de la selección que se realizó en base a componentes estándar, fijando como pivote la capacitancia C , y eligiendo convenientemente R_1 . La selección de R_2 como se nota en la ecuación de descarga del capacitor, aumenta el nivel de amplificación del sistema, pero también limita el rango de éste, ya que al disminuirlo se estableció experimentalmente que reduce el rango efectivo de medición del pulso de entrada.

Cuadro 8. Valores para seleccionados para el convertor de tiempo a digital.

Datos	Valores
R1 (ohms)	107.8
R2 (ohms)	104E+03
C (farads)	0.1E-06
VIH (volt)	1.25384
VIL (volts)	1.23825
Uo (volts)	2.72

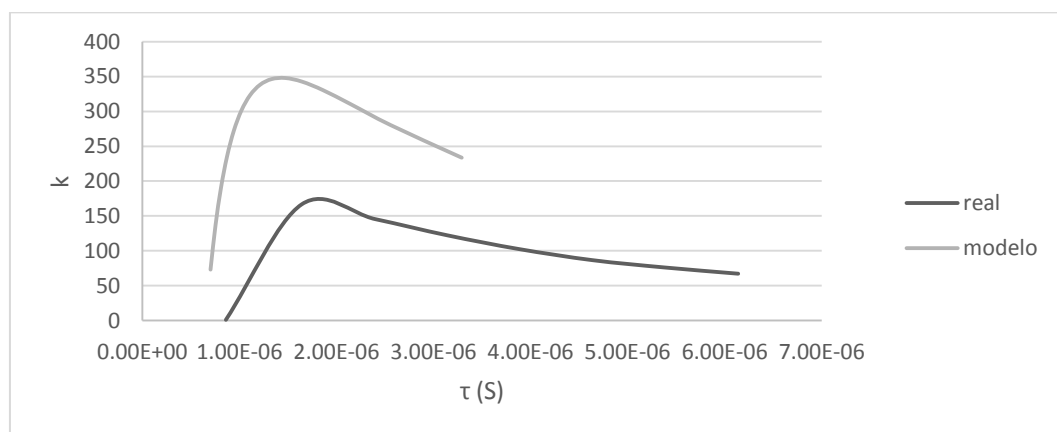
Luego de seleccionar los valores para el diseño se prosiguió a realizar pruebas sobre el modelo armado y programado, este resultó satisfactorio y a continuación se presenta la imagen que muestra la carga del condensador dentro del pulso de entrada del sistema.

Figura 88. Carga de condensador para conversión tiempo a digital, Canal 1: voltaje en condensador, Canal 2: Pulso de entrada.



Por medio de la emulación del pulso con la plataforma TEENSY 3.0 se lograron comparar las condiciones reales y teóricas para el modelo. Este resultado nos muestra dos aspectos importantes del diseño, en primer lugar que se trata de una amplificación por medio de la descarga de un condensador, en donde se encuentra una relación no lineal, y en segundo lugar que las gráficas tienen diferencias notables tanto en la forma como en el factor de amplificación k . Estas dos condiciones no son deseables cuando tratamos de establecer un sensor de medición que en su mayoría se espera sean lineales, pero como se verá en la última parte de experimentación este problema puede ser resuelto por medio de la implementación de una tabla de consulta.

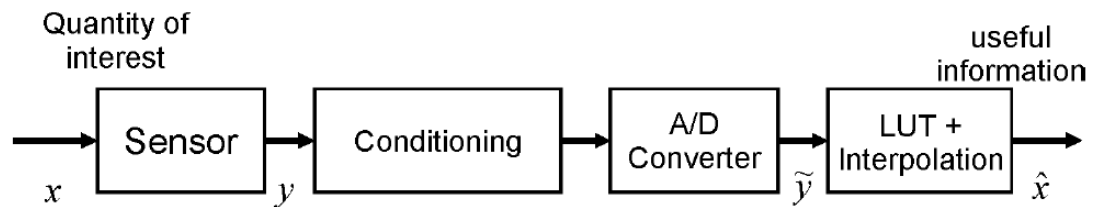
Figura 89. Relación tiempo-amplificación del convertor tiempo a digital.



e. Quinto experimento: Tabla de consulta y linealización de señal digital. Como último paso en la creación del sistema, se recurrió a la utilización de tablas de consulta. Esto decidido debido a que luego de desarrollar todo el algoritmo de conversión de tiempo a digital se encuentra con el problema de tener un sistema no lineal, el cual obliga a crear una rutina de conversión que debe tomar en cuenta funciones logarítmicas exponenciales la cual consume demasiada memoria y tiempo para implementarla directamente en un microcontrolador de 8 bits. Esto se puede evitar si se está dispuesto a utilizar un modelo aproximado de bajo consumo de recursos y tiempo.

1) Diseño. Ya establecido el criterio de selección del método de tablas de consulta, no se desea tener una tabla con todos los valores posible dentro del rango de tiempo seleccionado, ya que tendríamos que contener los 2^{16} valores posibles, por lo cual también se emplea el método de linealización por medio de interpolación lineal.

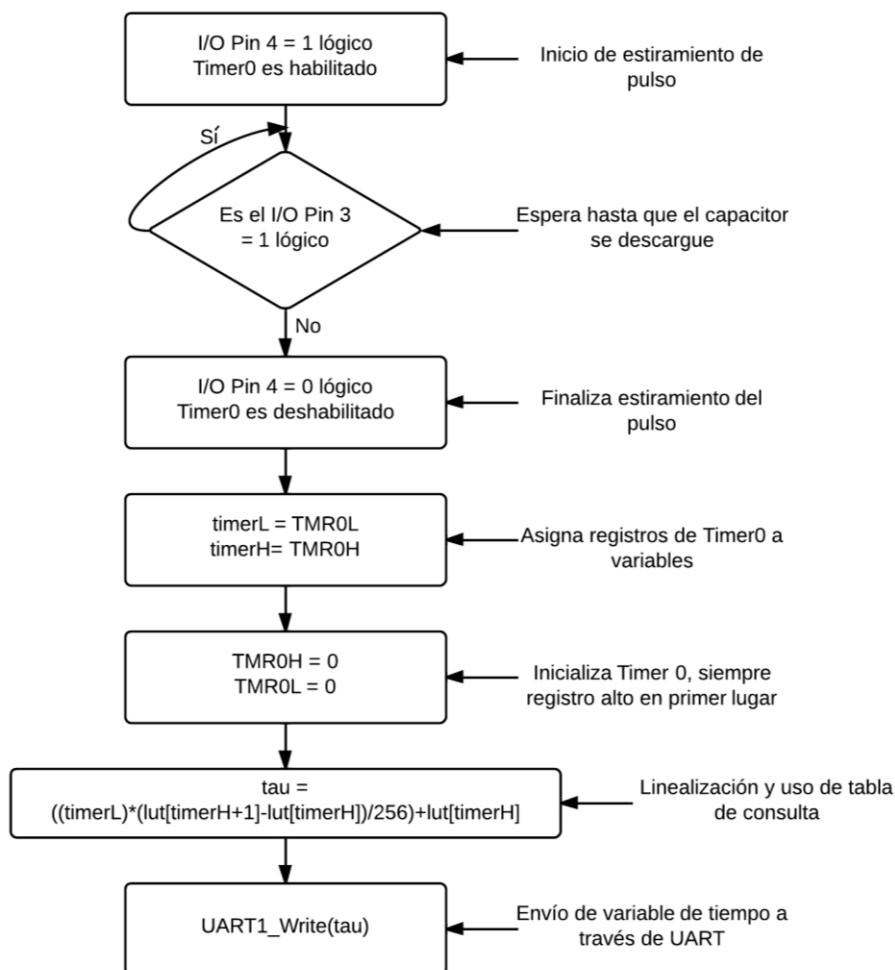
Figura 90. Medición del sistema utilizando una tabla de consulta e interpolación lineal.



(Catunda, 2000)

El algoritmo presentado en la Figura 90, nos indica la forma en que finalmente se estableció la implementación, todo esto ubicado dentro del código programado en el microcontrolador. Esto aprovechando que se cuenta con un temporizador de 16 bits, el cual puede ser configurado como contador y además cuenta con dos registros de 8 bits cada uno, para almacenar su valor alto y su valor bajo.

Figura 91. Algoritmo principal de obtención de datos digitales.



Implementando el método se aprecia la conveniencia que nos ofrece utilizar un microcontrolador de 8 bits, ya que para evitar tener una tabla de consulta con todos los valores posibles, podemos utilizar el valor alto del timer0 para utilizarlo como apuntador de nuestra tabla con solo los 256 valores principales que son los puntos de ruptura obtenidos del análisis del modelo matemático, para luego aplicar una simple interpolación lineal y así obtener un valor aproximado por medio de operaciones aritméticas sencillas y la rapidez que nos ofrecen las tablas en el lenguaje C, ya que solamente requieren de un valor entero para localizar una constante dentro de la tabla. En esta parte se puede notar que el uso de las tablas de consulta y la interpolación lineal no solamente nos permiten realizar una operación rápida, sino que nos dan la oportunidad de aplicar cualquier tipo de transformación a la variable de tiempo, teniendo así solamente que llenar la tabla con valores constantes dentro de la programación y esta nos devuelva directamente una medición de distancia o cualquier variable que se desee conocer relacionada con la entrada.

2) Resultados. En la primera parte de resultado se verifica que los datos obtenidos por medio de UART sean coherentes con la salida del sistema, para esto se enviaron los datos hacia la computadora y se obtuvieron desplegados en pantalla para tener un valor experimental como se muestra en el Cuadro 9, también se midió la salida de forma física por medio del osciloscopio obteniendo una variación del 0%, dándonos así la certeza que la transformación interna se estaba haciendo correctamente y que el timer0 se utilizó con los valores deseados.

Cuadro 9. Comparación de valores obtenidos del *TIMER0* en modo contador.

timerL	timerH	Valor	τ' (S) TEO	τ' (S) EXP
70	7	1862	3.72E-04	3.72E-04

Luego se implementa la tabla de consulta dentro del algoritmo del microcontrolador, a continuación se presenta la forma de implementar una LUT dentro de entorno de programación en C:

```
// LOOK UP TABLE
```

```
const int lut[256] = {
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160,
    10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160};
```

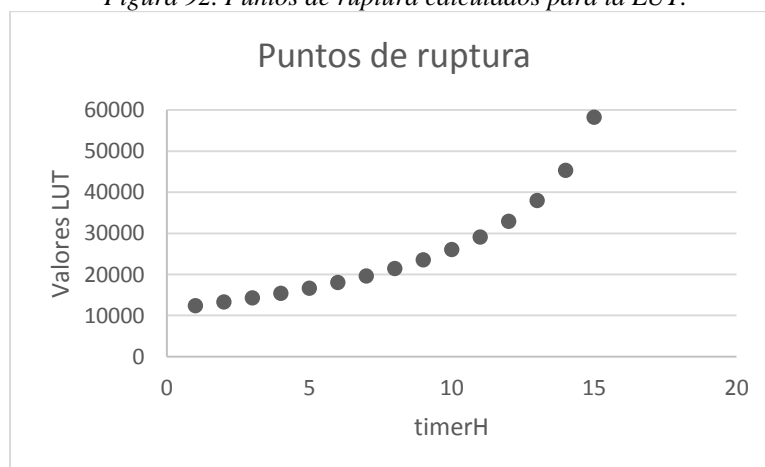
Se nota que se crea una tabla con los 256 valores correspondientes a los puntos de ruptura del modelo que se requiera aplicar, esta tabla puede ser consultada por medio de la invocación del nombre de la tabla y dentro de corchetes el entero dentro de la tabla del cual queremos conocer el valor, por ejemplo: *lut[1]* el cual es igual a 10, según la tabla propuesta de ejemplo.

Para crear la tabla de consultas correctamente y utilizando un registro de 16 bits, se prosiguió a asignarle un valor a cada uno de los valores del ancho de pulso de entrada, para lo cual se normalizaron estos valores al multiplicarlos por el factor $PROP = (2^{16})/\tau_{MAX} (S)$ como se observa en el Cuadro 10. Con lo que se lograron obtener los puntos de ruptura correspondientes al sistema aprovechando la resolución máxima que nos ofrecida por el microcontrolador, estos puntos son los que finalmente son unidos por la interpolación lineal implementada, esto utilizando el valor bajo del timer0 como el parámetro a utilizar para la linealización ya que entre cada uno de los puntos de ruptura existen 256 valores posibles, que son aproximados utilizando la imagen del valor alto del apuntador timerH y el siguiente valor dentro de la tabla, obteniendo así el valor requerido.

Cuadro 10. Valores obtenidos para la tabla de consulta.

POINTER (timerH)	$N * tc = \tau'$	$\tau (S)$	$\tau * PROP$
1	5.12E-05	7.01E-07	12421
2	1.02E-04	7.52E-07	13325
3	1.54E-04	8.09E-07	14323
4	2.05E-04	8.71E-07	15431
5	2.56E-04	9.41E-07	16669
6	3.07E-04	1.02E-06	18061
7	3.58E-04	1.11E-06	19643
8	4.10E-04	1.21E-06	21459
9	4.61E-04	1.33E-06	23572
10	5.12E-04	1.47E-06	26078
11	5.63E-04	1.64E-06	29120
12	6.14E-04	1.86E-06	32943
13	6.66E-04	2.15E-06	38004
14	7.17E-04	2.56E-06	45335
15	7.68E-04	3.29E-06	58254

Figura 92. Puntos de ruptura calculados para la LUT.



F. ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL MÓDULO

La creación de un sensor de medición de distancia por medio de la reflexión del haz de luz emitido por un láser, implica conocer a fondo las teorías que fundamentan la física y propiedades de los optoelectrónicos ya que son la base de las mediciones. La mayor de las limitantes en este proyecto fue la obtención de los optoelectrónicos adecuados para desarrollo de los experimentos, uno de los factores determinantes fue la compatibilidad que estos deben tener y la dependencia que poseen, siendo esta la que determina el rango posible de detección. Es realmente interesante el fenómeno óptico de reflexión de la luz, y para lograr aprovecharlo óptimamente es indispensable conocer los elementos ópticos de emisión y recepción así como la geometría de los lentes y accesorios ópticos necesarios para obtener el rango requerido, basándose en la física de la luz.

Los tres grandes elementos que se desarrollaron en este proyecto cubren la selección de optoelectrónicos disponibles localmente, la obtención de una señal con un ancho de pulso variable y la creación de un sistema de conversión de tiempo a digital con interfaz a la computadora.

En la primera etapa se conocieron las características que hacen que la óptica sea utilizada en el mundo de transmisiones digitales y también en la medición de distancias por distintos métodos, se establecieron los parámetros y se conoció que actualmente se han desarrollado componentes semiconductores con un mínimo consumo de potencia y tamaños cada vez más pequeños que son dependientes de los materiales utilizados para su creación. Experimentalmente en este trabajo se encontraron ciertas características que se deben tomar en cuenta antes de seleccionar un optoelectrónico, una de ellas es la saturación que normalmente se tiene en las señales ópticas, un claro ejemplo de esta afirmación es que en los resultados del segundo experimento muestran que el OPIC marca Sharp tiene un retardo en su entrada de $3\mu\text{S}$, lo cual se comprueba emitiendo directamente sobre el receptor la señal de luz láser y obteniendo un retardo entre las señales de $3.2\mu\text{S}$, lo cual resulta razonable, pero justamente en el siguiente resultado se observa que el rango de recepción con estos mismos elementos es de aproximadamente 2.20 a $3.64\mu\text{S}$, lo cual es contradictorio con lo que anteriormente se presentó como resultado, esto se puede explicar por medio de las propiedades físicas que tienen los foto diodos que tienen variaciones importantes en sus curvas características como consecuencia a la potencia de luz recibida en su zona sensible. Estas variaciones dependientes de factores distintos de la distancia de reflexión de la luz deben ser investigadas para así proveer de evidencia teórica que respalde los modelos utilizados, este trabajo se limitó a obtener un modelo que se ajuste a los datos recolectados, lo cual es válido solamente para este prototipo.

Los últimos dos experimentos desarrollados en este trabajo muestran la forma de diseñar, ensamblar y finalmente implementar un conversor de tiempo a digital, este es la parte principal del sistema, ya que en este conversor se recibe el pulso de entrada y luego como se explica en los experimentos se logra utilizar

las propiedades de carga y descarga del capacitor como parte de un estiramiento del tiempo que se da por medio de una expansión no lineal, sino de forma logarítmica exponencial. El estiramiento del tiempo teórico es mayor que el estiramiento real medido en el experimento cuatro, esto como explica el autor del conversor, es debido a que en primer lugar se utilizaron los modelos más simplificados de los componentes pasivos utilizados, y que en segundo lugar no se toma en cuenta que el ciertas condiciones de operación el diodo posee capacitancia, la cual reacciona con la del capacitor y pueden hacer variar los resultados del ensayo (Bengtsson, 2012).

La creación del conversor de tiempo a digital nos muestra que las posibilidades para la implementación de aplicaciones esta solamente limitada por conocer los principios básicos que las hacen posibles, en este caso se logró obtener una señal digital a partir del ancho de un pulso en el rango de los microsegundos. Utilizando un microcontrolador de 8 bits trabajando con un oscilador de 20MHz este procesaría las instrucciones a 5MHz, debido a que puede ejecutar una instrucción cada cuatro ciclos de reloj, y utilizando su contador de 16 bits de forma directa para contar ancho de pulso de entrada se obtendría un tiempo de resolución máximo de $\pm 200\text{ns}$ ($1/5,000,000\text{Hz} = 0.0000002\text{Seg}$), lo cual es inaceptable al tratar de obtener resoluciones de microsegundos válidas, esto justifica el uso de otros métodos para lograr obtener los valores deseados, por lo cual se utilizó el estiramiento del tiempo.

Por último al utilizar las tablas de consulta se puede notar que las transformaciones matemáticas por más complejas que sean pueden ser establecidas como valores constantes dentro de una tabla que posteriormente puede ser consultada por medio de un apuntador, esto hace que el procesamiento de los algoritmos que nos brindan la salida del sistema se realicen con pocas instrucciones y en un tiempo muy corto, llevando así a optimizar el código y el tiempo de muestreo que es posible para el sistema. Dando la posibilidad de enviar los datos requeridos por el sistema principal por medio de comunicación UART.

Estas tablas junto con la interpolación lineal son herramientas ampliamente utilizadas y recomendadas para trabajar con microcontroladores de 8 bits y procesamiento de señales, ya que la lógica de programación resulta intuitiva y el desarrollo evita errores de cálculo. Esta tabla nos permite virtualmente transformar la señal de tiempo en cualquier variable de ingeniería con la que se pueda relacionar, simplemente cambiando los valores contenidos en las tablas, por lo cual no importa de qué naturaleza sea el sensor, siempre podremos obtener la salida deseada conociendo los modelos que rigen los elementos utilizados.

Para futuros trabajos se propone utilizar el mismo conversor de tiempo a digital, ya que por versatilidad y fácil adecuación a distintos rangos de tiempo, solamente basta con diseñar según las reglas y restricciones físicas propuestas para obtener un sistema confiable. Para llevar este trabajo al siguiente nivel inicialmente

se deseaba implementar un sistema de barrido láser para establecer un mapeo del área en dos dimensiones, esto no fue posible en esta investigación pero al investigar se encontró que existen formas físicas y ópticas para realizar este barrido. Otra de las mejoras propuestas es utilizar semiconductores de bajo consumo que puedan trabajar con longitudes de onda que entren dentro del espectro no visible para el ser humano, estos podrían ser infrarrojos.

Una posible aplicación del sistema propuesto en este trabajo es la medición de piezas que requieran tener un tamaño específico dentro de una línea de producción, debido a que las características de no intrusión y no contacto de un sensor laser de medición de distancia lo hacen óptimo para esta tarea. También se pueden aprovechar sus características de rapidez y comunicación con la computadora para lograr crear aplicaciones más elaboradas, o que este formara parte de un sistema más complejo.

En este módulo se logró concretar la forma de procesar la señal que la luz es capaz de transmitir por medio de su emisión y detección, obteniendo la posibilidad de tener precisión de tipo milimétrica, estableciendo los ajuste necesarios a la salida, pero para la finalidad del megaproyecto la precisión no era un elemento indispensable, por lo cual se recomienda utilizar el procesamiento de los datos obtenidos de cualquier emisor y receptor de distancia de cualquier tipo para crear un rango más amplio y aprovechar mejor así la investigación realizada.

G. CONCLUSIONES DEL MÓDULO

- Se logró crear un sensor láser para medir distancias a través de la implementación de un conversor de tiempo a digital y la utilización de optoelectrónicos de bajo costo, estableciendo así una nueva forma de medición de distancia que puede ser incorporada al sistema principal del megaproyecto TEIA.
- Se comparó y utilizó la técnica de medición de distancia por medio del tiempo de vuelo que tiene la luz para obtener una relación entre el ancho de pulso recibido por el opto receptor y la distancia que la luz viaja, obteniendo una relación no lineal debido a las características ópticas de los semiconductores utilizados.
- Se utilizaron dispositivos electrónicos de bajo costo, desde la implementación de optoelectrónicos reciclados, hasta la creación del conversor de tiempo a digital que consta de un microcontrolador de 8 bits y componentes pasivos que no sobrepasan el valor de Q100.00.

- No se logró obtener el empaquetado final del sensor ya que los elementos necesarios para su construcción no se obtuvieron a tiempo para el desarrollo y pruebas finales.
- Se lograron obtener las características técnicas básicas del sensor laser de medición de distancia, que permitieron establecer comparación con los otros dispositivos de detección en este trabajo de megaproyecto.

H. RECOMENDACIONES DEL MÓDULO

- Se recomienda adquirir optoelectrónicos especializados para la medición de distancia, que tengan compatibilidad entre ellos y los elementos de óptica necesarios para trabajar bajo las condiciones físicas requeridas.
- Se recomienda utilizar un generador de frecuencia capaz de generar anchos de pulsos en el rango de los nanosegundos, ya que es indispensable para desarrollar y simular las condiciones de entrada de un sistema que utilice el tiempo de vuelo para la medición de tiempo.
- Se recomienda investigar y aplicar los modelos reales para el capacitor y diodo en el conversor de tiempo a digital, estableciendo nuevos valores más cercanos al real con la tabla de consulta creada.
- Se recomienda realizar pruebas extensivas sobre el sistema propuesto y notar las variaciones de disminución en la potencia del láser son un factor que invalide la salida digital del sensor.

X. DISPOSITIVO DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS POR MEDIO DE PROCESAMIENTO DE IMÁGENES

A. OBJETIVOS DEL MÓDULO

1. Objetivo general del módulo

Diseñar un dispositivo tiftecnológico implementando procesamiento y análisis de imágenes digitales para la detección de obstáculos.

2. Objetivos específicos del módulo

a. Diseñar un dispositivo tiftecnológico implementando procesamiento y análisis de imágenes digitales para la detección de obstáculos aéreos y que sea, cómodamente, portable por los usuarios.

b. Evaluar el desempeño del dispositivo diseñado tanto en precisión, exactitud y confiabilidad, comparándolo con otros métodos existentes.

c. Utilizar una cámara de video digital y un puntero láser para medir distancias por medio del método de triangulación entre la persona y un objeto cualquiera que se encuentre delante del dispositivo.

d. Comprobar y comparar la efectividad del dispositivo cámara/láser tanto en espacios abiertos como en cerrados.

e. Diseñar un protocolo de comunicación entre el microcontrolador a utilizar y la cámara de video OV7670.

B. JUSTIFICACIÓN DEL MÓDULO

En Guatemala el ambiente que rodea a las personas no videntes es muy hostil y los espacios no están diseñados para ayudar a las personas no videntes a desplazarse cómodamente a través de ellos. En el diario vivir, se puede notar que existen muchos obstáculos que entorpecen el desplazamiento y estos no solo se encuentran en el suelo o a un nivel bajo, sino que también existen los denominados obstáculos aéreos, por ejemplo, letreros, cabinas telefónicas e inclusive cables tensores, que en determinado momento pueden poner en peligro la integridad física de las personas no videntes.

Hasta el momento, el detectar a estos últimos es complicado debido a que no se cuentan con las herramientas o recursos necesarios para poder realizar esta tarea, a pesar que en muchos países ya se han generado proyectos para crear tecnologías que ayuden a detectar obstáculos, los resultados obtenidos son de alto costo y poca accesibilidad para las población guatemalteca. Por tal motivo, surgió esta iniciativa para realizar un sistema de bajo costo y de fácil manejo, que ayude a las personas a navegar con mayor seguridad por la calles de Guatemala.

C. MARCO TEÓRICO DEL MÓDULO

1. **Raspberry Pi.** La Raspberry Pi es una computadora del tamaño de una tarjeta de crédito a la cual se le conecta un dispositivo para visualizar (TV o monitor) y un teclado. Esta computadora puede ser utilizada para muchas aplicaciones que cualquier otra computadora puede realizar, como lo son hojas electrónicas o procesadores de palabras.

Las dimensiones de la Raspberry Pi son 85.6 x 56 x 21 mm con una ranura para tarjeta SD y otros conectores que superan los bordes. Posee una unidad de procesamiento gráfico (GPU siglas en inglés) que provee Open GL ES 2.0 y un acelerador OpenVG. La GPU tiene la capacidad de 1 Gpixel/s, 1.5 Gtext/s o 24 GFLOP's de propósito general. Esto es equivalente a la capacidad de un Xbox 1 o una Pentium 2 de 300 MHz. El sistema operativo de la Raspberry Pi, puede estar contenido en una tarjeta SD, además la alimentación del dispositivo actúa también como switch de encendido/apagado. El sistema operativo recomendado para la Raspberry Pi es el Debian, ya que es fácil de reemplazar la partición de la tarjeta SD con otra distribución de ARM Linux, además este sistema soporta el lenguaje de programación de Python como lenguaje predeterminado, pero también puede soportar cualquier lenguaje que pueda compilar el ARMv6 que puede ser utilizado en la Raspberry Pi (Pi, 2012). El diagrama de la Raspberry Pi se describe en la Figura 92.

Figura 93. Diagrama general de la Raspberry PI modelo B.

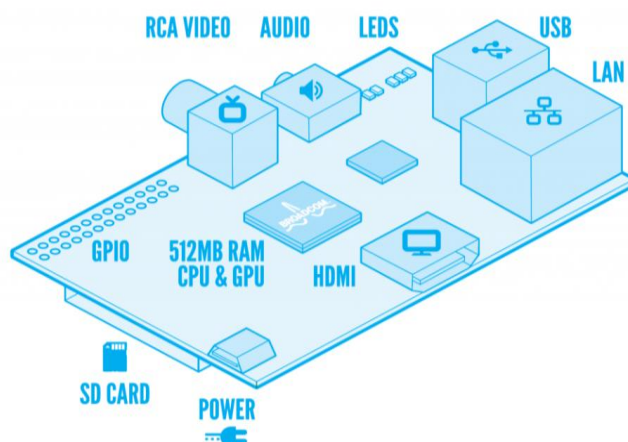


Figura 94. Aspecto físico de la Raspberry PI⁷.



2. **Puntero láser.** Un láser es un sistema multidisciplinar en el que se conjugan los conocimientos ópticos y eléctricos necesarios para conseguir que los átomos del medio activo aumenten a un estado de energía superior mediante la aplicación de bombeo (eléctrico u óptico), del cual descienden liberando fotones que rebotan gracias a su confinamiento en la cavidad óptica. Este proceso se llama amplificación, ya que una de las propiedades de los fotones es que en el proceso de amplificación, y siempre que el resto de los átomos estén en el nivel de energía superior, si un fotón golpea a un átomo en el nivel de energía superior, se libera otro fotón con la misma longitud de onda que el inicial y dirección paralela.

Cualquier tipo de láser, está compuesto por los mismos elementos, que son: medio activo, sistema de bombeo y cavidad óptica. El sistema de bombeo es el encargado de suministrar energía al medio activo, donde se va a producir la radiación, esta radiación se amplificará por reflexiones sucesivas en los espejos de la cavidad óptica. Combinando las distintas variaciones de estos tres elementos, se han desarrollado láseres de diferentes características que permiten su utilización en múltiples aplicaciones (Rupérez, 2009).

⁷ Fotografía tomada de: www.sotechdesign.com.au

a. Propiedades

1) **Monocromaticidad.** Se considera luz monocromática cuando la radiación electromagnética está en una sola longitud de onda. Ninguna fuente es puramente monocromática, pero se consideran así los láseres gracias al muy pequeño rango de longitudes de onda que lo forman.

2) **Direccionalidad.** Una radiación es direccional cuando en el espacio se propaga en una sola dirección, que junto con la poca divergencia permite dirigir un láser mediante el uso de espejos a largas distancias.

3) **Coherencia.** Se dice que un haz de luz es coherente cuando se rige por el principio de coherencia. Existen dos tipos de coherencia:

a) **Temporal:** está relacionada con la correlación de la fase de la onda en un punto determinado en dos instantes de tiempos diferentes. El láser tiene una alta coherencia temporal.

b) **Espacial:** si al elegir dos puntos en una onda, la diferencia de fase se mantiene constante en un intervalo de tiempo, serán coherentes espacialmente. En el caso del láser el intervalo es muy elevado y le proporciona una divergencia reducida.

4) **Brillo.** Una fuente de luz es brillante o intensa cuando la energía por unidad de superficie es muy elevada por unidad de ángulo sólido y unidad de tiempo. El láser, debido a la coherencia y la divergencia del haz, puede separarse entre sí de un objeto y la superficie brillante seguirá siendo casi la misma.

b. Tipos de láseres

1) Por tipo de medio activo

- a) Estado sólido
- b) Estado gaseoso
- c) De colorante
- d) Semiconductor

2) Por tipo de sistema de bombeo

- a) Bombeo óptico
- b) Bombeo eléctrico

3) Por tipo de cavidad óptica (Cuesta, 2011)

c. Riesgos asociados al uso de los láseres. Se clasifican, según la norma IEC 60825, en dos grupos:

1) Riesgos debidos a la irradiación. Esta clasificación se centra en los riesgos inherentes al uso de un haz de luz de estas características dado que pueden provocar daños en el cuerpo humano de acuerdo a la exposición máxima permisible – EMP- tanto en los ojos como en la piel. El mayor daño se produce en los ojos debido a que la retina es capaz de enfocar, como una lente, un láser dependiendo de su longitud de onda. Dependiendo del tipo de láser, las zonas afectadas varían.

En el caso de la piel, el daño se produce debido a la capacidad que tienen los tejidos humanos de absorber la energía, dependiendo de factores como el color de la piel, la longitud de onda empleada, etc. El daño dependerá del tiempo de exposición y de la energía del láser.

Esta clasificación de riesgos se subdivide, atendiendo a los efectos:

a) Efectos térmicos. Se producen cuando un láser impacta sobre tejidos, ya que se produce un calentamiento dependiendo de la longitud de onda, de la intensidad del haz láser, del tiempo y área de exposición y de la energía que refleja dicho tejido. El efecto en los tejidos del láser puede ir desde un simple calentamiento externo hasta cauterizarse.

b) Efectos químicos. Algunos tejidos pueden liberar sustancias fotoquímicas al ser expuestas a determinadas longitudes de onda. Estos efectos se tornan útiles en ciertas operaciones quirúrgicas.

c) Efectos termoacústicos. Se producen cuando un láser pulsado deposita energía sobre un tejido, ya que éste puede romper células y producir una onda de compresión mecánica.

d) Efectos por exposición permanente. Estos efectos no han sido definidos claramente debido a que este tipo de tecnología no ha sido estudiada en su totalidad.

2) Riesgos debidos a causas distintas de la irradiación. Existen otros factores distintos a la propia radiación láser, que pueden ser inherentes a la utilización de ciertos láseres, y dependen del tipo de láser utilizado, los materiales empleados y el proceso realizado.

Entre ellos:

a) Contaminación atmosférica

Producida por el material vaporizado por el láser, gases procedentes de sistemas láser con circulación de gas de subproductos de reacciones (por ejemplo Br_2 , Cl_2 , CNH , F_2), o gases o vapores procedentes de agentes criogénicos.

b) Riesgos de radiación colateral. Puede haber un riesgo potencial producido por la radiación UV, o por la radiación visible y de infrarrojo próximo, asociados a los sistemas de bombeo, (por ejemplo lámparas de destello), cuya radiancia puede ser suficiente para producir un daño por exposición crónica.

c) Riesgos eléctricos. La mayoría de los láseres que utilizan altas tensiones (>1 kV) y los láseres pulsados son especialmente peligrosos por la energía acumulada en las baterías de condensadores.

d) Refrigerantes criogénicos. Los líquidos criogénicos, pueden causar quemaduras y su manipulación exige precauciones especiales.

e) Otros riesgos. Tales como explosión de una batería de condensadores o de un sistema de bombeo óptico durante el funcionamiento de algunos sistemas de láser de gran potencia. También pueden producirse partículas volantes durante las operaciones de corte, perforado y soldadura y reacciones explosivas de los reactivos de un láser químico o de otros gases usados dentro del laboratorio (IEC, 2001).

3. Sistema de colores YUV. El sistema de color YUV, también llamado CCIR 601, conocido anteriormente como YCrCb, es un modelo de representación del color dedicado al video análogo. Se basa en un modo de transmisión de video con componentes separados o independientes, que utiliza tres cables diferentes para llevar información con respecto a los componentes de luminancia (luminosidad - el componente en blanco y negro de una señal de vídeo que controla la intensidad de la luz) y los dos componentes de crominancia (componente de color de la señal de vídeo). Es el formato utilizado en las normas PAL (Phase Alternation Line) y SECAM (Séquentiel Couleura À Mémoire).

El parámetro Y representa la luminancia (es decir, información en blanco y negro), mientras que U y V representan la crominancia (es decir, información con respecto al color). El ojo humano es menos sensible a las variaciones de color, que a las variaciones de intensidad, entonces YUV permite la codificación de la

información de luminancia (Y) en el ancho de banda completo y la información de crominancia (UV) en la mitad del ancho de banda (Microsoft, 2013).

Este modelo se desarrolló para permitir la transmisión de información a color en televisores a color y a la vez garantizar que los televisores blanco y negro existentes continuaran mostrando una imagen en tonos de gris (Kioskea.net, 2007).

Los formatos YUV se subdividen en dos grupos más: embalado y plana. En el formato comprimido, los componentes Y, U y V se almacenan en una sola matriz. Los tres componentes se empaquetan en lo que se conoce como un macropíxel (dos píxeles almacenadas en un valor entero sin signo). Por el contrario, el formato plano almacena estos componentes en tres matrices independientes y combina los planos para formar la imagen (Microsoft, 2013).

A continuación se muestran las relaciones entre Y y R, entre G y B, entre U, R y luminancia, y finalmente entre V, B y luminancia:

- $Y = 0.299R + 0.587 G + 0.114 B$
- $U = -0.147R - 0.289 G + 0.436B = 0.492(B - Y)$
- $V = 0.615R - 0.515G - 0.100B = 0.877(R - Y)$

Por lo tanto, U a veces se escribe como *Cr* y V a veces se escribe como *Cb*, de ahí la notación *YCrCb* (Kioskea.net, 2007).

Figura 95. Ejemplo de imagen en formato YUV⁸.

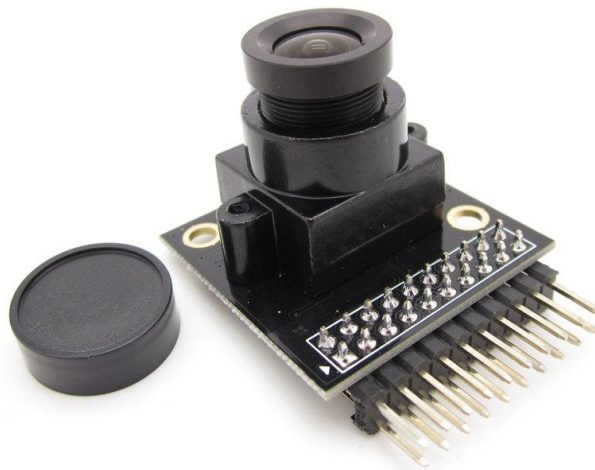


⁸ Imagen tomada de <http://nupho.deviantart.com/art/YUV-test-2-206765781>

4. **Cámara OV7670.** El chip de la cámara OV7670 es un sensor de imagen CMOS de bajo voltaje que proporciona la funcionalidad completa de una cámara VGA de un solo chip y el procesador de imagen en un pequeño paquete de huella. El OV7670 proporciona imágenes de 8 bits completas, sub-muestreadas o en ventana, en una amplia gama de formatos, a través de la interfaz del bus de control serial de la cámara (SCCB).

Este producto tiene una colección de imágenes capaz de operar a velocidades de hasta fotogramas por segundo (FPS) en VGA con control completo del usuario sobre la calidad de la imagen, el formato y la transferencia de datos de salida. Todas las funciones de balance de blancos, saturación de color, control de tono y más, también son programables a través de la interfaz SCCB. Adicionalmente, este tipo de chips utilizan tecnología de sensores que permiten mejorar la calidad de imagen mediante la reducción o eliminación de la iluminación común y fuentes eléctricas de contaminación de imágenes, como el ruido de patrón fijo (FPN), manchas, sombreado, etc. Para producir un limpio y totalmente estable color de imagen.

Figura 96. *Aspecto físico de la cámara OV7670*⁹.



a. Características

- 1) Alta sensibilidad para la operación de poca luz.
- 2) Bajo voltaje de funcionamiento para aplicaciones portátiles integradas.
- 3) Interfaz SCCB estándar compatible con interfaz I2C
- 4) Soporta VGA, CIF, y las resoluciones inferiores CIF para RGB (GBR 4:2:2, RBG565/555), YUV (4:2:2) y los formatos YCbCr.
- 5) Método Variopixel para sub-muestreo.

⁹ Imagen tomada de <http://www.hotmcu.com/ov7670-al422bfifo-camera-modulev20-p-19.html>

6) Funciones de control de imagen automático incluyendo: control de exposición automático (AEC), control automático de ganancia (AGC), balance de blancos automático (AWB), banda de filtro automático (ABF) y calibración automática del nivel de negro (ABLCL).

7) Controla la calidad de imagen como la saturación del color, tonalidad, gamma, nitidez (realce de bordes) y anti-sombreado.

8) ISP incluye reducción del ruido y la corrección de defectos.

9) Soporta LED y el modo de flash estroboscópico.

10) Soporta ampliación.

11) Corrección de sombreado de lente.

12) Parpadeo (50/60 Hz) de detección automática.

13) Ajuste automático de nivel de saturación (ajuste UV).

14) Ajuste automático de nivel de realce de borde.

15) Ajuste automático de nivel de ruido.

b. Especificaciones principales

Cuadro 11. *Especificaciones principales de la cámara OV7670.*

Elemento de la matriz (VGA)		640 x 480
Fuente de alimentación	Núcleo digital	1.8VDC \pm 10%
	Analógico	2.45V hasta 3.0V
	I/O	1.7V hasta 3.0V
Requisitos de potencia	Activo	TBD
	De espera	< 20 μ A
Rango de temperatura	Operación	-30°C hasta 70°C
	Imagen estable	0°C hasta 50°C
Formatos de salida (8 bits)		YUV/YCbCr 4:2:2, RGB565/555, GRB 4:2:2, Datos RGB sin procesar
Tamaño de la lente		1/6"
Ángulo principal del rayo		24°
Tasa máxima de transferencia de imágenes		30 fps para VGA
Sensibilidad		1.1 V/Lux-sec
Relación S/N		40 dB
Rango dinámico		TBD
Modo de exploración		Progresivo
Exposición electrónica		Hasta 510:1 (para fps seleccionadas)
Tamaño de pixel		3.6 μ m x 3.6 μ m
Corriente oscura		12 mV/s a 60°C
Capacidad Well		17 K e
Área de imagen		2.36 mm x 1.76 mm
Dimensiones del paquete		x 4235 μ m

c. Descripción general del funcionamiento

1) Imagen de matriz de sensores. El sensor OV6770 cuenta con una colección de imágenes de 656 x 488 píxeles para hacer un total de 320,128 píxeles, de los cuales 640 x 480 píxeles están activos (307,200 píxeles).

2) Generador de temporización. En general, el generador de temporización controla las siguientes funciones:

- a) El control conjunto y la generación de marco.
- b) Generación de señales de temporización interna y distribución.
- c) Sincronización de la velocidad de fotogramas.
- d) Control automático de exposición (AEC).
- e) Salidas de temporización externas (VSYNC, HREF/HSYNC y PCLK).

3) Procesador de señal analógica. Este bloque realiza todas las funciones de imagen analógicas, incluyendo:

- a) Control automático de ganancia (AGC).
- b) Balance de blancos automático (AWB).

4) Convertidores A/D. Después del bloque de procesamiento analógico, la señal del mosaico de Bayer se alimenta a un convertidor de 10 bits analógico a digital (A/D) compartido por canales G y BR. Este convertidor A/D opera a velocidades de hasta 12 MHz y posee total sincronía a la tasa de píxel (tasa de conversión real está relacionada con la velocidad de cuadro).

Adicional a la conversión A/D, este bloque también tiene las siguientes funciones:

- a) Calibración digital del nivel de negro.
- b) U/V opcional de retardo del canal.
- c) Otros controles de rango A/D.

En general, la combinación del multiplicador de rango A/D y el control de rango A/D establece el valor máximo del rango A/D para permitir al usuario ajustar el brillo de la imagen como una función de aplicación individual.

5) Generador de patrones de prueba. El generador de patrones de prueba posee las siguientes características:

- a) Patrón de barras de color de 8 barras.
- b) Patrón de desvanecimientos de barras de color gris.
- c) Cambiar de “1” en el pin de salida.

6) Procesador de señal digital. Este bloque controla la interpolación de los datos sin procesar para RGB y cierto control de calidad de imagen.

- a) Mejora de bordes (un filtro de paso alto de dos dimensiones).
- b) Convertidor de espacio de color (puede cambiar los datos sin formato a RGB o YUV / YCbCr).
- c) Matriz RGB para eliminar la diafonía de color.
- d) Control de saturación y matiz.
- e) Corrección de píxel blanco / negro.
- f) Eliminación de ruido.
- g) Corrección de sombreado de lente.
- h) Control de gamma programable.
- i) Transferencia de datos de 10 bits a 8 bits.

7) Escalador de Imagen. Este bloque controla toda la salida y el formato de datos requerido antes de enviar la imagen a cabo. Este bloque escala la salida YUV / RGB de VGA a CIF y casi cualquier tamaño bajo CIF.

8) Puerto de vídeo digital. Registra los bits COM2 [1:0] incrementando el manejo actual de I_{OL}/I_{OH} y se puede ajustar en función de la carga del cliente.

9) Interfaz SCCB. El bus de control serial de la cámara (SCCB) controla la interfaz del chip de operación de la cámara.

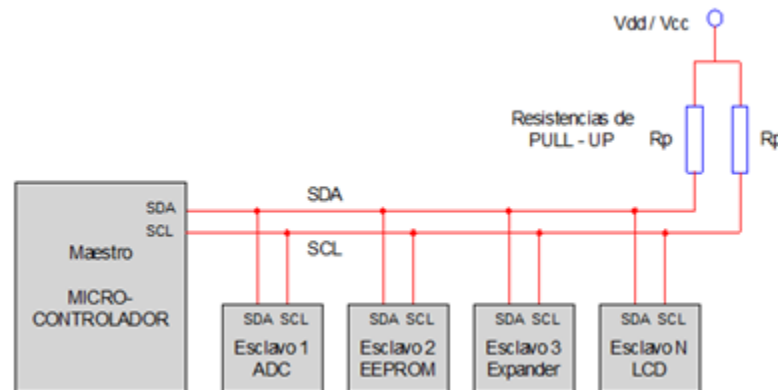
10) LED y control de salida del flash estroboscópico. La OV7670 tiene un modo que le permite trabajar con luz estroboscópica y flash externo y LED (OmniVision, 2005).

5. Protocolo de comunicación I²C. El I²C (Inter Integrated Circuits) es un bus de comunicaciones serial síncrono de dos líneas que fue desarrollado por Philips Semiconductors (ahora nxp semiconductors) desde los inicios de los años 80. Permite la comunicación entre múltiples dispositivos, todos conectados paralelamente a las dos líneas. La transferencia de datos siempre se realiza entre dos dispositivos a la vez y en una relación maestro – esclavo.

Generalmente, los dispositivos maestros son los microcontroladores y esclavos pueden ser memorias, conversores DAC y ADC, controladores de LCD, sensores de todos los tipos, etc.

a. Topología del protocolo

Figura 97. Topología del protocolo de comunicación i2C¹⁰.



b. Características

- Las transferencias de datos se llevan a cabo mediante dos líneas: línea serial de datos SDA y línea serial de reloj SCL. Ambas son bidireccionales. SDA se encarga de conducir los datos entre el dispositivo maestro y los esclavos. SCL es la señal de reloj que sincroniza los datos que viajan por la línea SDA.
- El dispositivo maestro (microcontrolador) es quien siempre tiene la iniciativa de la comunicación: el maestro genera la señal de reloj y controla cuando se transmiten o reciben los datos.
- Puede haber varios esclavos en la red I²C, pero el maestro solo se comunica con uno a la vez. Por eso cada dispositivo esclavo debe ser identificado por una dirección única.

c. Transferencia de datos. Los datos que se transfieren por el bus I²C deben ir en forma de paquetes, también llamados transferencias. Una transferencia empieza con un START y termina con

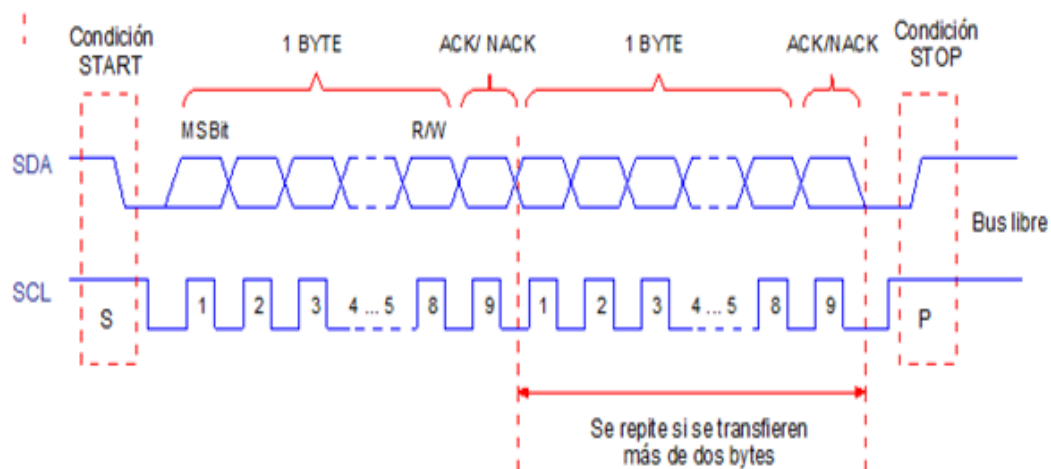
¹⁰ Imagen tomada de <http://www.cursomicros.com/avr/bus-i2c/protocolo-bus-i2c.html>

un STOP. Entre estas señales van los datos propiamente dichos. Cada dato debe ser de 8 bits (1 byte) y debe ir seguido de un noveno bit, llamado bit de reconocimiento (ACK o NACK).

Los datos son transferidos por la línea SDA y son acompañados y sincronizados por los pulsos de reloj de la línea SCL. Para transmitir un bit primero hay que poner la línea SDA a 1 ó 0 según sea el caso, y luego colocar un pulso en la línea SCL.

Los datos pueden transmitirse de ida y de vuelta por SDA sin colisionar porque es el maestro quien controla cuándo se transmite o recibe un dato. De ese modo, el control de SDA puede ser asumido tanto por el maestro como por el esclavo y ambos dispositivos podrán intercambiar los roles de transmisor o receptor. Pero el control de la línea SCL siempre es asumido por el maestro (excepto en el Clock Stretching).

Figura 98. Diagrama de transferencia de datos¹¹.



d. Velocidad de Transferencia de Datos. La velocidad de transferencia está determinada por la frecuencia de la señal de SCL. El estándar del bus I2C soporta cuatro modos de operación:

- Standard Mode, con una velocidad de hasta 100 kbit/s.
- Fast mode, con una velocidad de hasta 400 kbit/s.
- Fast mode plus, con una velocidad de hasta 1 Mbit/s.
- High-speed mode, con una velocidad de hasta 3.4 Mbit/s.

¹¹ Imagen tomada de <http://www.cursomicros.com/avr/bus-i2c/protocolo-bus-i2c.html>

Los valores límites implican que los dispositivos más rápidos son compatibles con los dispositivos más lentos, pero no a la inversa. Por tanto, todos ellos podrían trabajar en una misma red si operan, por ejemplo, a 20 kHz, 50 kHz o 100 kHz (Cursomicros.com, 2013).

6. Método de triangulación utilizando una cámara de video y un puntero láser. Estos dispositivos son utilizados generalmente para medir la distancia entre dos objetos. El dispositivo utiliza un láser para enviar un rayo de luz al objeto y así poder determinar la distancia mediante la toma y análisis de fotografías, las cuales permitirán conocer a cuanta distancia se encuentra el objeto del cual se desea la distancia.

Usar un puntero láser puede ser una manera exacta de medir distancias. Para poder realizar esto, se realiza lo siguiente:

Se proyecta el haz del puntero láser sobre un objeto en el campo visual de una cámara de imagen; lo ideal es que este haz sea paralelo al eje óptico de la cámara. Junto con el resto de la escena tomada por la cámara de imagen, capturamos el punto luminoso del láser. Se aplica un simple algoritmo sobre la imagen, a la búsqueda de los pixeles más brillantes.

Asumiendo que la luz del láser es el área más brillante de la escena se puede conocer la posición de este punto luminoso en el cuadro de imagen.

Ahora debemos calcular la distancia hasta el objeto, en base a la posición donde cae el punto brillante respecto al eje "y" de la imagen. Cuanto más cerca se encuentra el punto brillante del centro de la imagen, más lejos está el objeto. Tomando como base el diagrama anterior, se puede calcular la distancia D con la Ecuación 20:

$$(20) D = h / \tan \theta$$

Para resolver esta ecuación debemos conocer "h", que es una constante definida por la distancia entre el haz del láser y el centro visual de la cámara, y el ángulo theta. Theta se calcula con la Ecuación 21:

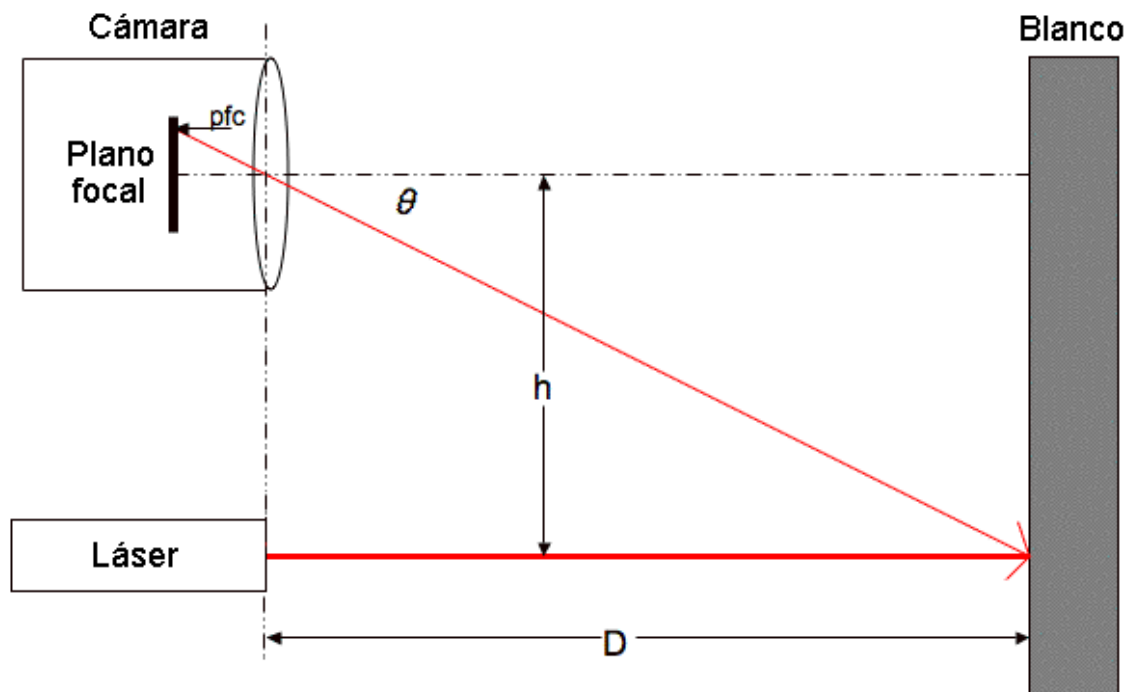
$$(21) \theta = pfc * rpc + ro$$

Donde *pfc* es la cantidad de pixeles desde el centro del plano focal, *rpc* son los radianes que ocupa cada pixel y *ro* es el desplazamiento en radianes (compensa errores de alineación). Por lo tanto,

$$(22) D = h / \tan (pfc * rpc + ro)$$

La teoría del método de triangulación para este dispositivo se puede resumir gráficamente en la Figura 98.

Figura 99. Diagrama representativo del método de triangulación.



7. **SimpleCV.** SimpleCV es un framework de código abierto para construir aplicaciones de visión por computador. Con esta interfaz de Python se consigue el acceso a varias potentes bibliotecas de visión por ordenador de código abierto y de gran potencia como OpenCV, sin tener que aprender primero sobre profundidades de bits, formatos de archivos, espacios de color, gestión de memoria intermedia, los valores propios de la matriz o almacenamiento de mapa de bits (Sight Machine, 2012).

Este software permite acceso a algoritmos de alto nivel de detección de características, filtrado y reconocimiento de patrones en un framework unificado, además que permite capturar y procesar las imágenes o secuencias de vídeo procedentes de cámaras web, Kinect, cámaras FireWire, cámaras IP o teléfonos móviles. También la detección de características y la discriminación de las esquinas, bordes, Blobs y códigos de barras. Es posible filtrar y ordenar las características por ubicación, color, calidad y calibre. Se pueden manipular las imágenes y convertir formatos (Ingenuitas, 2011).

SimpleCV es de uso gratuito y debido a que es de código abierto, también permite modificar el código si lo desea. Está escrito en Python, y funciona en Mac, Windows y Ubuntu Linux. Es desarrollado por los ingenieros de *Sight Machine*, y está licenciado bajo BSD (Sight Machine, 2012).

a. Principales funciones

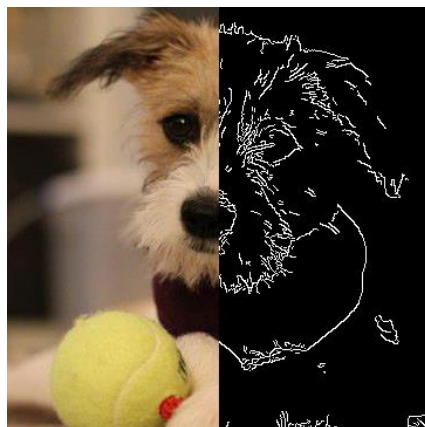
1) Método de Umbral. Fija cada píxel en una imagen para hacer blanco o negro dependiendo de su brillo (Sight Machine, 2012).

Figura 100. Ejemplo método de umbral de SimpleCV.



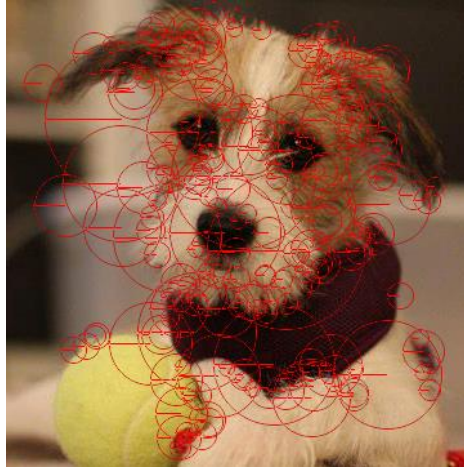
2) Método de bordes. Establece píxeles de bordes en la imagen a blanco (Sight Machine, 2012).

Figura 101. Ejemplo método de bordes de SimpleCV.



3) Puntos clave. Son las áreas visuales únicas de una imagen que se utiliza para una variedad de la reconstrucción de la imagen que emparejan tareas 3D (Sight Machine, 2012).

Figura 102. Ejemplo de puntos clave de SimpleCV.



8. **Cámara Web HD Logitech c270.** Esta cámara web permite hacer video-llamadas a 720p HD en la mayoría de las principales aplicaciones de mensajes instantáneos (Logitech, 2013).

a. Especificaciones:

- Videoconferencias HD (1280 x 720 píxeles).
- Captura de video (hasta 1280 x 720 píxeles) en pantalla panorámica 16:9.
- Tecnología Logitech Fluid Crystal™¹².
- Fotos (hasta 3.0 megapíxeles).
- Corrección de luz automática.
- Micrófono integrado con reducción de ruido (noise cancelling).
- Certificación USB 2.0 de alta velocidad.
- Clip universal para monitores LCD, CRT o portátiles.

b. Software de cámara Web Logitech:

- Controles de panorámico, inclinación y zoom
- Captura de video y fotos
- Seguimiento facial
- Detección de movimiento

¹² Algoritmo de Logitech que ajusta automáticamente la frecuencia de cuadro, el color y la nitidez para obtener mejores imágenes estáticas y en movimiento.

Figura 103. *Aspecto físico la cámara c290 de Logitech*¹³.



D. ANTECEDENTES DEL MÓDULO

El diseño de un dispositivo para detección de obstáculos que ayude a personas no videntes es un área que se ha explorado en pocas ocasiones y muchos de los dispositivos que se han creado han sido realizados en países avanzados tecnológicamente.

Así mismo muchos de los sistemas o dispositivos que existen para ayudar a las personas no videntes tratan de sustituir al bastón blanco, sin embargo en esta ocasión no se quiere sustituirlo sino cubrir sus limitantes, como lo es detectar obstáculos a nivel superior del cuerpo humano, es decir, desde la parte superior del torso hasta la cabeza.

En Guatemala no se han realizado proyectos en esta área, sin embargo si existen sistemas de este tipo en Guatemala, muchas veces son adquiridos por las personas no videntes por medio de alguna organización o bien los adquieren por sus medio pero en otro país, comúnmente en Estados Unidos.

Dentro de los diversos estudios y sistemas que se han creado en otras universidades o instituciones alrededor del mundo, se pueden mencionar varios, y la mayoría son sistemas que sustituyen al bastón blanco. Sin embargo, es interesante conocer los resultados de estos estudios ya que hacen un aporte importante a la investigación que se realizó en este Megaproyecto.

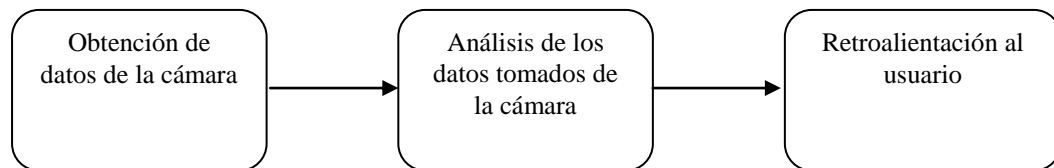
¹³ Imagen tomada de <http://www.wikio.es/producto/logitech-hd-webcam-c270-290736.html>

E. METODOLOGÍA DE LOS EXPERIMENTOS

A continuación se presenta la metodología empleada en los experimentos que se realizaron para la creación del dispositivo de detección de obstáculos. Estos experimentos surgen a partir de las diferentes fases y descubrimientos que se realizaron a lo largo de la investigación realizada. Se irán presentando según el orden en el cual se realizaron conforme a los resultados que se fueron obteniendo.

El proceso que se implementó para el desarrollo del presente dispositivo se presenta de forma general en la Figura 103.

Figura 104. Diagrama del proceso a implementar para el desarrollo del dispositivo.



Debido a que este módulo está dedicado a la implementación de un método para la medición de distancia como instrumento de detección de obstáculos es independiente de otros módulos del Megaproyecto. Por lo cual no es necesaria la comunicación con otro dispositivo.

Hasta este punto, únicamente se ha mencionado que el dispositivo desarrollado obtiene datos, los analiza y luego transmite dicha información a la persona no vidente. Pero es conveniente mencionar como se estará utilizando la cámara, el puntero láser y como se estará procesando la información que de ellos se obtenga.

El trabajo del presente dispositivo comienza con la obtención de datos de la cámara que se utilice, dichos datos deberán reflejar la imagen en la cual se visualiza el puntero laser en el obstáculo detectado. Luego de obtener la imagen captada por la cámara se procederá a recorrer la imagen para buscar el haz de luz del puntero laser. Ya con esta información y con base en datos conocidos, se podrá dar paso a la implementación del método de triangulación.

El cual consiste en calcular la distancia entre el obstáculo apuntado con el haz de luz del láser y la cámara utilizada. Dicha distancia se puede calcular debido a que se conoce la cantidad de pixeles que existen desde el centro del plano focal hasta donde se encuentra el haz de luz del láser reflejado en la imagen. Puede referirse a la Figura 98 para tener un concepto más claro de lo antes expuesto.

Al conocer la distancia obtenida con el método de triangulación se procederá a comparar esta distancia con tres rangos previamente definidos, los cuales ayudarán para poder realizar la retroalimentación de la detección de los obstáculos al usuario.

Cabe mencionar que se experimentará con distintos tipos de haz de luz de los laser, es decir, se implementará el método de triangulación utilizando un punto como referencia del láser y luego se procederá a comprobar si es útil realizar el mismo método para una línea que dibuje el haz de luz del láser.

1. **Método de obtención de datos utilizando la Raspberry Pi.** Cuando se comenzó a diseñar el dispositivo de detección de obstáculos utilizando como herramientas un puntero láser y una cámara se inclinó por utilizar un elemento nuevo en el mercado, la Raspberry PI. Este dispositivo, como se indica en marco teórico del presente trabajo, es una computadora de tamaño pequeño y de bajo costo y que a pesar de esto es un elemento que posee características muy buenas para el desarrollo de aplicaciones.

En la Raspberry PI se utilizó Python para el desarrollo de este experimento, esto debido a que Python es un lenguaje compatible con la Raspberry PI y debido a que esta computadora utiliza un sistema operativo desarrollado por LINUX llamado Raspbian, el cual es muy útil cuando se comienza a utilizar esta computadora.

Luego de esto se comenzó con instalar una librería llamada SimpleCV a Python, la cual es muy versátil y simplifica mucho el uso y manipulación de imágenes.

Ya teniendo instalada librería, se procedió a obtener imágenes utilizando la Raspberry PI, pero se tuvo problemas de compatibilidad con las cámaras web que se utilizaron. Esto hasta que se utilizó la cámara web c290 desarrollada por Logitech. Con esta cámara si se pueden obtener las imágenes deseadas.

Ya habiendo tomado la imagen, se procedió a utilizar las opciones de manipulación de la imagen que proporciona la librería SimpleCV, y debido a las características de la cámara se observó que el haz de luz del láser no era percibido por la cámara en un formato de imagen RGB. Por tal motivo se cambió la configuración del formato de las imágenes al un formato de matices de grises, observando que el haz de luz del láser resaltaba más que en el formato RGB.

Cuando se obtuvo esto, se procedió a utilizar la función Blob para la detección del haz de luz que se veía reflejado en la imagen tomada, pero debido a las limitantes de la Raspberry PI, se observó que para realizar este proceso se tomaba demasiado tiempo, promedio de 2 minutos, lo cual no era de provecho para la aplicación que se estaba desarrollando.

Sin embargo, se procedió con la implementación que ya se estaba realizando. Al utilizar la función blobs de la librería SimpleCV se obtuvo imágenes en las cuales únicamente se detectaba el contorno del haz de luz del láser si este no se encontraba a distancias mayores a 1 metro, de lo contrario eran obviadas. Al parecer esto podría haber sido de beneficio, ya que se podría haber limitado el rango del dispositivo a 1 metro, el cual es un rango seguro para una persona no vidente.

Luego de observar esto, se prosiguió con la implementación del método. El siguiente paso de la implementación del método era descomponer la imagen en píxeles, ya que para poder utilizar el método de triangulación se debe conocer la cantidad de píxeles existentes entre el centro del plano focal y el lugar en que se detecte el haz de luz del láser.

No obstante, al realizar esta descomposición se observó que la matriz de píxeles obtenida por medio de esta librería no representaba la imagen que se descomponía. Se realizaron varias pruebas y depuraciones de código, pero no se logró determinar el método de descomposición de la imagen que es utilizado por SimpleCV.

Ya que la función blobs no fue de utilidad para esta aplicación se cambió de método de obtención de datos. Se siguió utilizando la librería SimpleCV, la cual da opción de obtener una imagen que refleja las diferencias que existan entre dos imágenes previamente tomadas, es decir, se obtiene una tercera imagen a partir de dos imágenes tomadas anteriormente.

La obtención de dos imágenes utilizando la Raspberry PI es bastante sencilla y además lo puede realizar en un tiempo corto. A pesar de esto, la obtención de la tercera imagen requiere un tiempo más prolongado de lo deseado, y esto se debe a que para poder realizar la diferenciación entre las dos imágenes estas deben estar guardadas en la memoria de la Raspberry PI. Ya que el método se aplica a archivos previamente almacenados. Esto, algo igual que con la función blobs requiere de tiempo con el cual no se cuenta en la aplicación que se desea implementar.

Pero al igual que con la utilización de la función blobs se prosiguió con la descomposición de la imagen, pero se volvió a observar que la diferencia entre ambas imágenes no era lo suficientemente grande para que al descomponer la imagen en píxeles se pudiera distinguir el haz de luz del láser.

Por lo tanto, debido al prolongado tiempo de obtención de datos y el fallo en su posterior descomposición ya no se continuó utilizando estos dispositivos para la obtención de los datos para la implementación posterior del método de triangulación.

2. Método de obtención de datos utilizando el dsPIC33fj128gp802. Debido a que la el método de obtención de datos con la cámara web c209 de Logitech y la Raspberry PI no fue de beneficio para el desarrollo del dispositivo se realizó un cambio de elementos a utilizar para la obtención de datos. Esta vez se utilizó un dsPIC de la familia 33F, el cual ofrecía compatibilidad con la cámara OV7670 que a su vez proporcionaba la imagen que tomaba en forma de pixeles y además de esto ofrecía trabajar imágenes con diversos formatos de color.

Para poder obtener los datos de la cámara OV7670 es necesario realizar un protocolo de comunicación I²C con el microcontrolador. Por tal motivo, se comenzó a realizar dicho protocolo, el cual no solo sirve para obtener datos de la cámara sino también sirve para la configuración de la misma, la cual incluye tamaño de la imagen formato de color.

A continuación se detalla el proceso que se debe realizar para la configuración de la cámara.

- Se inicia la comunicación I²C entre el microcontrolador y la cámara.
- Se inicializan los pines RRST, OE y RCLK en alto (1). Y el pin WEN en bajo (0).
- Se realiza un doble reset a la cámara. Esto por medio de la escritura del valor 0x80 en el registro COM7.
- Se deshabilita el RGB
- Se inicializa VSYC en negativo
- Se inicializa el PRESCALER
- Se coloca el formato YUV, de tal forma que la información proporcionada es YUYV.
- Se configura el tamaño de la imagen a tomar, la cual en este caso se configura a un tamaño de 320x240
- Se configura también el balance de blancos.
- Y para finalizar la configuración se inicializan los registros del multiplexor.

Ya con la cámara configurada se puede proceder a capturar imágenes. Esto se realiza al seguir los siguientes pasos.

- Se inicializan variables bandera para indicar que se está capturando la imagen, esto se controla por medio de la variable denominada *busy*.
- Se inicial la lectura de la imagen que capturó la cámara. Para lo cual se deben realizar los siguientes pasos.
 - El pin RRST se inicializa en 0.
 - El pin OE también se inicializa en 0.

- Se realiza un retardo (delay) de 1 milisegundo (ms).
 - Se inicializa el pin RCLK en 0.
 - Se realiza un nuevo delay de 1 ms.
 - Se cambia el valor del pin RCLK de 0 a 1.
 - Se realiza un delay de 1 ms.
 - Y se finaliza con el cambio del pin RRST de 0 a 1.
- Ya que está iniciado el modo de lectura de la cámara se procede a leer los bytes que contienen los pixeles de la imagen tomada. Esto se realiza una cantidad de veces igual al número de pixeles que contenga la imagen, es decir que en este caso se toman 340x240 pixeles equivalente a 76800 bytes.

Para tomar los bytes se realizar un ciclo igual a la cantidad de bytes que compone la imagen y en cada ciclo se realiza lo siguiente.

- Se coloca el pin RCLK en 1.
- Se lee el byte que contiene el dato del pixel, el cual está contenido en los registros 6-7 y 10-15 del puerto B del microcontrolador.
- Se coloca el pin RCLK en 0 (el cambio en el pin RCLK de 1 a 0 realiza físicamente un pulso de reloj para la cámara).

Al terminar de obtener los bytes de la imagen, se detiene la lectura de imágenes, lo cual consiste en

- Se cambia el pin OE de su estado anterior el cual era 0 a 1.
 - Se lee un byte.
 - Y se finaliza con cambiar el pin RCLK de 0 a 1.
- Para finalizar se comprueba que se haya tomado la imagen y se deja preparada la cámara para tomar una nueva imagen.

Ya con los datos de la imagen que se tomó del buffer de la cámara se puede proceder a la implementación del método de triangulación.

F. IMPLEMENTACIÓN DEL MÉTODO DE TRIANGULACIÓN

Luego de haber obtenido los datos de la imagen que proporciona el buffer de la cámara OV7670 al microcontrolador dsPIC33FJ128GP802, se procedió a la implementación del método de triangulación. Para el análisis de la imagen se tomó la componente Y, del formato de colores YUV, que corresponde a una

imagen en matices grises. Y se asume que el haz de luz proveniente del láser es el pixel más brillante en la imagen.

Entonces, para iniciar se debe recordar un poco de teoría del método de triangulación, esencialmente se deben conocer de dónde vamos a obtener los datos que se necesitan para la implementación del método. Como se puede observar a partir de la teoría desarrollada en la subsección 6 del marco teórico del módulo, la ecuación de interés es:

$$D = h / \tan \theta$$

Donde D es la distancia que existe entre el objeto al cual se apunta con el haz de luz del láser y la cámara, h es la distancia que existe entre el centro del plano focal y el centro del puntero láser y θ es el ángulo de la posición donde se encuentra el haz de luz del láser.

Pero para lograr implementar este método de triangulación en los datos de la imagen obtenida previamente de la cámara se debe recordar que el ángulo theta (θ) está conformado por tres factores. Los cuales son:

$$\theta = pfc * rpc + ro$$

Donde pfc es la cantidad de pixeles desde el centro del plano focal, rpc son los radianes que ocupa cada pixel en la imagen y ro es el desplazamiento en radianes, el cual ayuda a compensar errores de alineación. Dado esto la ecuación de distancia quedaría de la siguiente manera.

$$D = h / \tan (pfc * rpc + ro)$$

Pero para poder calcular la distancia D , es necesario conocer las variables h , pfc , rpc y ro . Entonces, debido a que solo poseemos una de las cuatro variables antes mencionadas, debemos obtener las otras tres variables, y esto solo lo podemos realizar a partir de calibraciones.

Por lo tanto, de la ecuación de distancia conocemos el valor de h , que está definido previamente cuando se construyó el dispositivo, es decir, este valor es definido por el diseñador y si es necesario se podría modificar para mejorar el diseño del dispositivo si así se requiere.

También se puede obtener pfc de una manera simple, y es que pfc representa la cantidad de pixeles que existe desde el centro del plano focal hasta el lugar donde aparece el punto del láser, esto se puede obtener

contar al trabajar sobre la imagen, es decir que esta variable representa la cantidad de columnas que existe en la imagen entre el centro del plano focal y el lugar donde se observa el haz de luz del láser.

Ahora bien, para poder conocer los otros dos componentes de la ecuación es necesario realizar calibraciones para obtenerlos. Para calibrar el dispositivo es necesario tomar una serie de mediciones en las cuales se conoce la distancia a la cual está el obstáculo, además tomaremos la cantidad de pixeles desde el centro de la imagen (centro del plano focal) hasta donde se encuentre el punto del láser en cada una de las mediciones.

Entonces a partir de la ecuación de distancia podemos despejar un dato que es el ángulo theta. Por lo tanto la ecuación que se utiliza para calcular esto queda despejada de la siguiente manera.

$$(23) \theta_{real} = \tan^{-1} \left(h / D_{real} \right)$$

Donde h ya está definida previamente y D_{real} es la distancia real que existe entre el obstáculo al cual se apunta con el láser y la cámara, esta distancia es medida. Al conocer estos dos datos podemos calcular el ángulo θ_{real} .

Ahora que ya conocemos el ángulo θ_{real} para cada una de las mediciones, y recordando que θ está conformado por tres elementos (pf_c , rpc y ro) y uno de ellos ya es conocido podemos asumir lo siguiente.

- El dispositivo posee un comportamiento lineal.
- Los errores humanos en la medición de la distancia real son despreciables.
- El plano focal es plano, y no posee una curva de radio constante alrededor del centro de la lente.

Según las suposiciones previamente expresadas, podemos notar que la fórmula utilizada para el ángulo θ es muy similar a la fórmula de la línea recta. Por lo cual podemos hacer equivalencia, es decir utilizar una relación lineal y deducir que:

- Theta es equivalente a Y en la función lineal.
- La pendiente de la recta (m) es en nuestro caso equivalente a los radianes que ocupa cada pixel (rpc).
- Y el intercepto con el eje Y (b) es igual al desplazamiento en radianes (ro).

Debido a esto, podemos calcular en base a calibraciones realizadas los datos que hacían falta, rpc y ro . Para poder minimizar errores en el cálculo de estos valores se realizaron varias mediciones y se calcularon varios rpc 's y ro 's los cuales se promediaron y se logró determinar un rpc y un ro para futuras mediciones.

Posterior a las calibraciones iniciales, y ya conociendo las constantes del dispositivo se puede proceder a realizar pruebas de medición de distancia y sensibilidad del dispositivo en distintos ambiente.

G. RESULTADOS DEL MÓDULO

Dado que para calcular los datos de rpc y ro es necesario realizar calibraciones previas los resultados de dichas calibraciones se muestran a continuación. Es de notar que a continuación se muestra un ejemplo del método utilizado para el cálculo del rpc y ro a utilizar. Así mismo, es conveniente mencionar que todos los datos tomados para realizar la calibración fueron tomados bajo las mismas condiciones de luz y en el mismo lugar de trabajo.

Cuadro 12. *Datos de calibración.*

Pixeles desde el centro del plano focal (pfc)	Distancia real (cm)
106	30.00
84	45.00
68	55.00
58	70.00
52	90.00
48	110.00
44	130.00
41	160.00
39	190.00
36	220.00

Al obtener estos datos a partir de las calibraciones realizadas, y sabiendo que el valor de h definido por el diseñador es 2.1 centímetros, podemos calcular el ángulo theta (θ) real para cada uno de las mediciones.

Cuadro 13. *Cálculo de los ángulos reales de los datos de calibración.*

Distancia real (cm)	Ángulo real Θ (rad)
30.00	0.069886
45.00	0.04663283
55.00	0.03816328
70.00	0.029991
90.00	0.0233291
110.00	0.01908859
130.00	0.01615244
160.00	0.01312425
190.00	0.01105218
220.00	0.00954516

Ya habiendo calculado los ángulos reales (Θ) se pueden calcular los rpc y ro para cada pareja de datos.

Cuadro 14. *Cálculo de rpc y ro para la primera pareja de datos.*

Ángulo real (rad)	pfc	ro	rpc
0.069886	106	-0.00488076	0.00061326
0.04663283	84		

Cuadro 15. *Cálculo de rpc y ro para la segunda pareja de datos.*

Ángulo real (rad)	pfc	ro	rpc
0.03816328	68	-0.00138161	0.00054091
0.029991	58		

Cuadro 16. *Cálculo de rpc y ro para la tercera pareja de datos.*

Ángulo real (rad)	pfc	ro	rpc
0.0233291	52	-0.0012719	0.00042418
0.01908859	48		

Cuadro 17. *Cálculo de rpc y ro para la cuarta pareja de datos.*

Ángulo real (rad)	pfc	ro	rpc
0.01615244	44	-0.00099745	0.00034443
0.01312425	41		

Cuadro 18. Cálculo de rpc y ro para la quinta pareja de datos.

Ángulo real (rad)	pfc	ro	rpc
0.01105218	39	-0.00034156	0.00027463
0.00954516	36		

Ahora bien ya que se poseen ro y rpc de varias parejas de datos se procede a promediar dichos datos para poder conocer una constante que se utilizará para realizar luego varias mediciones y calcular el porcentaje de error que existe para el dispositivo. Como se podrá notar el resultado de promedio no está basado únicamente en los resultados mostrados anteriormente, ya que se realizó una cantidad mayor de mediciones para poder calcular este promedio.

Cuadro 19. Cálculo de las constantes ro y rpc a utilizar para mediciones posteriores.

ro	rpc
-0.0048808	0.0006133
-0.0013816	0.0005409
-0.0012719	0.0004242
-0.0009975	0.0003444
-0.0003416	0.0002746
-0.001856	0.0005495

Por lo tanto, los valores de ro y rpc a utilizar a lo largo de los experimentos son:

$$ro = -0.001774656$$

$$rpc = 0.000439482$$

Ahora que ya se cuenta con estos datos se pueden realizar mediciones y compara las distancias reales con las distancias calculadas, para conocer la eficiencia del dispositivo diseñado.

Cuadro 20. Datos de distancia real vs distancia calculada.

Pixeles desde el centro del plano focal	Distancia real (cm)	Distancia calculada (cm)	% de error
106	30.00	37.16	23.88
84	45.00	47.31	5.14
68	55.00	59.02	7.31
58	70.00	69.82	0.26
52	90.00	78.42	12.87
48	110.00	85.44	22.33
44	130.00	93.83	27.82
41	160.00	101.29	36.69
39	190.00	106.97	43.70
36	220.00	116.78	46.92

Debido a que uno de los objetivos de experimentar con este tipo de dispositivo para detección de obstáculos era conocer cómo se comportaba en ambientes abiertos, entiéndase ambientes al exterior de casas o edificaciones. Se tomaron mediciones a las mismas distancias que en un ambiente cerrado (dentro de un edificio) y los resultados obtenidos se muestran a continuación.

Cuadro 21. *Datos de distancia real vs distancia calculada tomados en un ambiente abierto.*

Pixeles desde el centro del plano focal	Distancia real (cm)	Distancia calculada (cm)	% de error
32	30.00	133.04	343.47
76	45.00	52.52	16.72
33	55.00	128.56	133.75
102	70.00	38.67	44.75
11	90.00	494.78	449.76
77	110.00	51.81	52.90
31	130.00	137.84	6.03
22	160.00	204.10	27.56
65	190.00	61.89	67.42
51	220.00	80.06	63.61

H. ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL MÓDULO

De acuerdo a los datos expuestos en el capítulo anterior podemos observar que la suposición que se realizó inicialmente sobre el comportamiento se podría modelar utilizando un modelo lineal fueron erróneas, ya que al realizar las calibraciones la relación de la cantidad de pixeles desde el centro del plano focal y la distancia real no fue lineal.

Al no ser una aproximación lineal, se puede predecir que el error en algún rango de distancias reflejará que el supuesto de linealidad es erróneo. Esto no afecta los cálculos de los ángulos reales, sino solo se verá reflejado en el cálculo de los valores para r_{pc} y el r_o .

Observando los datos calculados para r_{cp} y r_o de los Cuadros 14, 15, 16, 17 y 18 se observa que los datos no presentan el comportamiento lineal que se esperaba. Por tal motivo el dato que se obtuvo para r_{cp} y para r_o serán válidos únicamente para un rango de valores. Como refleja el porcentaje de error calculado en la Cuadro 20 las distancias son medidas en un rango menor a un metro son más precisas.

Como era de esperar y como se puede observar en el Cuadro 20, los obstáculos que se encuentran a más de un metro de distancia ya no son detectados con una precisión alta, y probablemente se deba a los datos de r_{cp} y r_o definidos como constantes.

Por lo tanto, esto podría mejorarse al utilizar otro modelo para calcular dichos valores. De ser así se mejoraría la medición tanto de distancias cortas, menores a un metro y también se mejoraría notablemente la medición de las distancias largas, mayores a un metro.

Por otra parte, para conocer las limitaciones del dispositivo de detección de obstáculos se realizaron mediciones un ambiente abierto, esto con el fin de determinar si el dispositivo poseía la misma efectividad tanto en ambientes abiertos como en los ambientes cerrados.

Debido a que el método de detección del haz de luz del láser consiste en buscar el pixel más brillante de la imagen y el hecho de haber tomado las mediciones cuando existía luz solar intensa, aproximadamente se tomaron las mediciones entre una y tres de la tarde, esto afectó el método de búsqueda del pixel. Se pueden observar, en el Cuadro 21, que la detección del pixel más brillante fue errónea, por lo que en la mayor cantidad de mediciones que se realizaron este dato, el pfc, varió considerablemente, dando porcentajes de error en las mediciones muy elevados. Esto muestra que el dispositivo no puede funcionar en cualquier ambiente, ya que la luz solar interfiere con el proceso de búsqueda del pixel más brillante de la imagen.

I. CONCLUSIONES DEL MÓDULO

- Se logró implementar el protocolo de comunicación entre la cámara OV7670 y el microcontrolador dsPIC33FJ128GP802, el cual fue utilizado tanto para configuración de la imagen a tomar como para la obtención de datos de dicha imagen.
- Se implementó correctamente el método de triangulación propuesto, el cual logró medir la distancia entre la cámara utilizada y el objeto de interés.
- El diseño del dispositivo tiflotecnológico no es totalmente portable y cómodo para el usuario, debido a que se necesitan 20 cables para poder hacer funcionar la cámara OV7670, que fue la que se utilizó para la implementación final.
- La exactitud del dispositivo de medición de distancia implementado con la cámara OV7670 y el puntero láser se podría catalogar como exacto si el objeto detectado se encuentra en un rango de distancia no mayor a un metro.

- Se comprobó que el dispositivo de detección de obstáculos implementado utilizando una cámara y un puntero láser no es igual de exacto en ambientes abiertos como lo fue en los ambientes cerrados, por lo que esta es una limitante del dispositivo.
- La suposición sobre la aplicación de un modelo lineal para la obtención de rpc y ro , fue errónea, ya que ese comportamiento no es válido para todo el rango de distancias que se captan con la cámara.
- No se puede despreciar la curvatura que presenta la cámara en los extremos para la implementación del método de triangulación.
- Al utilizar la Raspberry PI no se logró implementar el método de triangulación que se deseaba utilizar debido a que el procesamiento de las imágenes no era suficientemente rápido para esta aplicación.

J. RECOMENDACIONES DEL MÓDULO

- Debido a que cuando se comenzó la investigación e implementación del método de detección de obstáculos utilizando la Raspberry PI no se contaba con mucha información ni con el equipo apropiado para poder utilizarla bien se recomienda utilizar la nueva cámara diseñada específicamente para la Raspberry PI y observar si al utilizar dicha cámara se aprovechan mejor las propiedades de GPU que tiene la computadora y que de esta manera se pueda trabajar mejor y poder implementar este método de detección de obstáculos.
- Se recomienda buscar un nuevo modelo de aproximación para la obtención de las constantes rpc y ro , debido a que el modelo lineal utilizado era válido únicamente para mediciones en un rango no mayor a un metro, lo cual limita mucho la versatilidad que podría presentar el dispositivo de detección de obstáculos para poder utilizarse en otro tipo de aplicación.
- Se recomienda buscar la posibilidad de utilizar una cámara de video que sea más compacta en su forma de conexión, esto únicamente con el fin de mejorar la comodidad del usuario.
- Se recomienda realizar pruebas con distintos tipos de punteros láser con el fin de observar si cambia la precisión del dispositivo, es decir se podría cambiar, el color, potencia y forma del haz de luz, siempre que se mantenga dentro de los estándares y márgenes de seguridad.

XI. SISTEMA DE AJUSTE DINÁMICO PARA LA OBTENCIÓN DE DATOS EN LA DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS

A. OBJETIVOS DEL MÓDULO

1. Objetivo general del módulo

Diseñar e implementar un sistema de control que asegure la validez de los datos obtenidos de los diversos sensores de distancia considerados dentro del megaproyecto TEIA.

2. Objetivos específicos del módulo

- a. Obtener un sistema adaptable a las necesidades del tipo de sensor de distancia empleado.
- b. Garantizar la operación en tiempo real del sistema completo, con un mínimo de 100 actualizaciones por segundo.

B. JUSTIFICACIÓN DEL MÓDULO

La eficacia de la detección de obstáculos se encuentra intrínsecamente relacionada con la validez de la medición de distancia obtenida por el sensor respectivo. Haciendo mención de algunos ejemplos, las mediciones de un sensor de distancia infrarrojo dejan de ser válidas al momento de estar sometido a una intensa cantidad de radiación infrarroja proveniente del sol; mientras que las mediciones de un sensor de distancia ultrasónico se ven afectadas por la presencia de objetos de baja densidad. En aplicaciones tiflotecnológicas, el problema de la validez de la medición de distancia se ve severamente afectado por el usuario, ya que no es extraño que las personas no videntes desarrollen costumbres perjudiciales al caminar, tal como inclinar la cabeza hacia un lado o hacia abajo. Debido que el dispositivo propuesto por el megaproyecto TEIA requiere colocar algún tipo de sensor de distancia al nivel de la cara del usuario, las particularidades del caminar de los diversos usuarios no videntes tienen un impacto negativo y significativo en la detección de obstáculos, ya que introducen la posibilidad de alertar erróneamente al usuario o, en el peor de los casos, fallar la detección de algún obstáculo. Por lo tanto, el presente trabajo propone desarrollar un sistema de ajuste dinámico que garantice la validez de las mediciones de distancia, sin importar las particularidades en la forma de caminar de los distintos usuarios no videntes.

C. MARCO TEÓRICO DEL MÓDULO

1. Ángulos de navegación

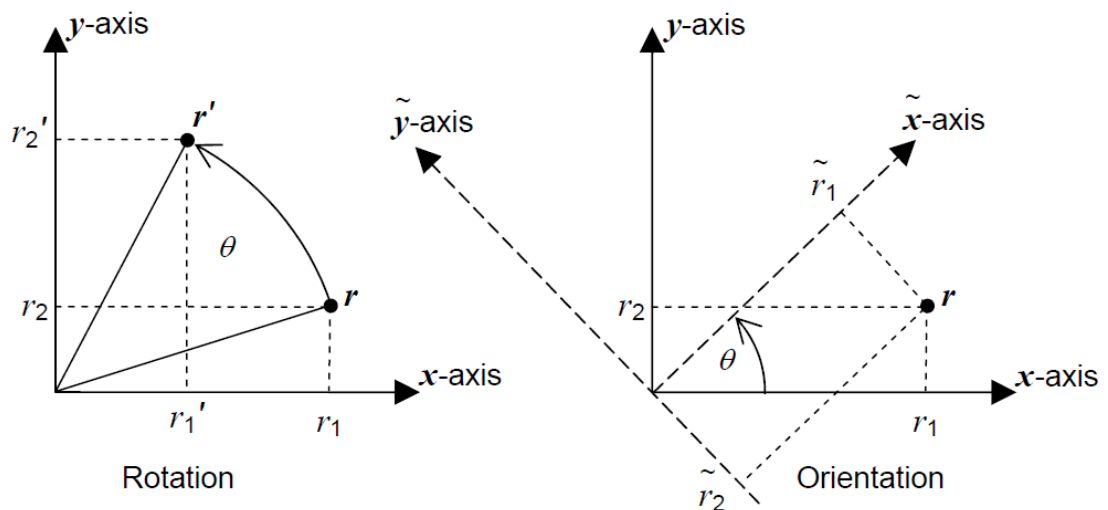
a. Definición

1) **Ángulos de Euler.** Los ángulos de Euler son utilizados para la especificación de una rotación u orientación, por medio de la aplicación de 3 rotaciones consecutivas denominadas como principales. Existen 12 distintas maneras de seleccionar los (3) ejes sobre los cuales realizar las rotaciones principales, cada una de ellas recibe el nombre de convención de ángulos de Euler. Desafortunadamente, no existe un estándar para el nombre de estas convenciones y varían de autor en autor.

La representación de una rotación u orientación mediante ángulos de Euler es de importancia dado que la mayoría de sistemas inerciales proveen sus mediciones con base en ellos. Adicionalmente, los ángulos de Euler son comúnmente utilizados para determinar la orientación en mecanismos de control tales como brazos robóticos y plataformas móviles (Berner, 2008:11).

2) **Ángulos de Trait-Bryan** (convención x-y-z para ángulos de Euler). Al definir los siguientes ejes de rotación y orientación:

Figura 105. Ejes de rotación y orientación empleados para la definición de ángulos de Euler.



(Berner, 2008:8)

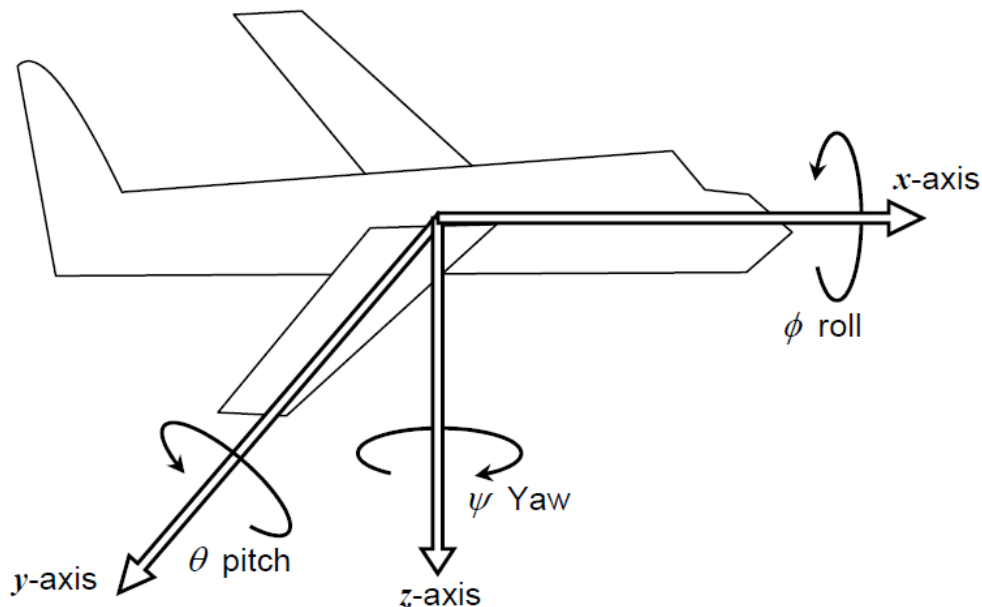
Y extendiendo esta definición a los planos xz & yz, se define la convención x-y-z utilizando 3 ángulos, denominados φ , θ y ψ , que especifican una rotación arbitraria como una compuesta por 3 rotaciones

respecto a los 3 ejes principales fijos en el espacio (ejes x, y & z del espacio Euclideo). El ángulo φ especifica la rotación entre los ejes x & \tilde{x} , mientras los ángulos θ y ψ especifican las rotaciones asociadas a los ejes y & z respectivamente. Los ángulos de Euler en esta convención reciben el nombre de ángulos de Tait-Bryan, ángulos Cardano o ángulos de navegación. Los símbolos empleados para estos ángulos reciben comúnmente los siguientes nombres (Berner, 2008:15):

- Cabeceo o inclinación para θ .
- Alabeo para φ .
- Guiñada o deriva para ψ .

La Figura 105 describe los ángulos de navegación en su área de aplicación más prominente, la industria aeroespacial. Cuando el cuerpo analizado es un vehículo aéreo, la práctica común dicta utilizar el centro de masa del mismo como el origen del sistema de coordenadas.

Figura 106. Ángulos de Trait-Bryan para una aplicación aeroespacial.



(Berner, 2008:15)

b. Medición de ángulos por medio de acelerómetros. El siguiente procedimiento asume la disposición de un acelerómetro de 3 ejes empotrado en una tarjeta electrónica. Por lo tanto, el uso de acelerómetros con tecnología micro electromecánica (MEMS) es típico en este tipo de aplicaciones.

Como bien lo establece su nombre, un acelerómetro es utilizado para la medición de aceleración lineal en uno o varios ejes. Sin embargo, al necesitar una medición de los ángulos de inclinación, es necesario

encontrar una relación entre las mediciones de aceleración con otras que de alguna forma permitan estimar las inclinaciones a las que esté sometido el dispositivo. La relación necesaria surge de la fuerza gravitacional de la Tierra.

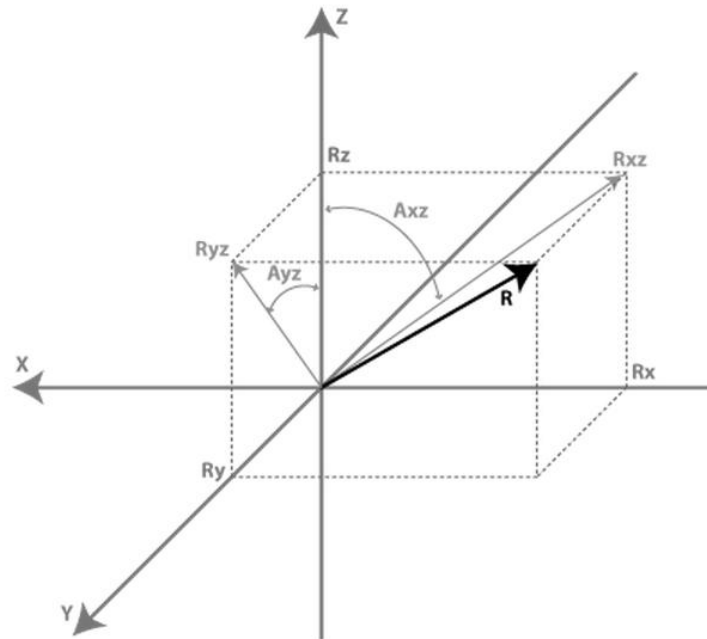
La gravedad de la Tierra es un vector con aceleración (relativamente) constante que siempre apunta hacia abajo, en dirección al centro de la Tierra. Cuando un eje del acelerómetro se encuentra paralelo al vector de gravedad, se espera que la medición de aceleración corresponda a una de $1g$, mientras que se esperara que fuese de $0g$ al estar perpendicular con la gravedad; el resumen de las situaciones posibles se presenta en el Cuadro 22 (STMicroelectronics, 2010:20). Conociendo ésta situación, puede emplearse la Figura 106 para modelar la situación en donde el acelerómetro de 3 ejes se encuentra sometido exclusivamente a la aceleración respectiva a la gravedad. Es de importancia mencionar que las mediciones actuales provistas por los acelerómetros utilizan las fuerzas de reacción generadas por las aceleraciones medidas, por lo que la información provista al usuario presenta signos contrarios a lo esperado (Baluta, 2009).

Cuadro 22. Mediciones de aceleración correspondientes a la gravedad en los distintos ejes de un acelerómetro.

Stationary position	Accelerometer (signed integer)		
	A_x	A_y	A_z
Z_b down	0	0	+1g
Z_b up	0	0	-1g
Y_b down	0	+1g	0
Y_b up	0	-1g	0
X_b down	+1g	0	0
X_b up	-1g	0	0

(STMicroelectronics, 2010:20)

Figura 107. Medición del vector de gravedad en un acelerómetro de 3 ejes.



(Baluta, 2009)

En la figura previa, las dimensiones del prisma punteado corresponden a las mediciones de aceleración lineal entregadas por el acelerómetro para cada uno de los ejes. Empleando la definición de los ángulos de navegación, proyecciones y relaciones trigonométricas básicas, se derivan las Ecuaciones 24 y 25 (STMicroelectronics, 2010).

$$(24) \quad \theta = A_{xz} = -\arctan\left(\frac{R_x}{R_z}\right)$$

$$(25) \quad \varphi = A_{yz} = \arctan\left(\frac{R_y}{R_z}\right)$$

c. Medición de ángulos por medio de giroscopios. El siguiente procedimiento asume la disposición de un giroscopio de 3 ejes empotrado en una tarjeta electrónica. Por lo tanto, el uso de giroscopios con tecnología micro electromecánica (MEMS) es típico en este tipo de aplicaciones.

Los giroscopios son empleados para efectuar la medición de la velocidad de rotación de un dispositivo respecto a los 3 ejes estándar. Si los ángulos de interés se miden en grados, se deduce entonces que la información provista por el giroscopio debe tener unidades de grados por segundo o dps (degrees per second). Utilizando la Figura 106 para ejemplificar una situación de medición, se esperaría que las mediciones del giroscopio correspondieran a las Ecuaciones 26 y 27 (Wai, 2009).

$$(26) \quad \omega_x = \frac{d}{dt} A_{yz}$$

$$(27) \quad \omega_y = \frac{d}{dt} A_{xz}$$

Donde se observa que basta con integrar las mediciones para obtener la magnitud de los ángulos de navegación de interés, de la siguiente manera:

$$(28) \quad \theta = \int \omega_y dt$$

$$(29) \quad \varphi = \int \omega_x dt$$

d. Elaboración de una brújula digital con compensación de inclinación. El siguiente procedimiento asume la disposición de un magnetómetro de 3 ejes empotrado en una tarjeta electrónica. Por lo tanto, el uso de magnetómetros con tecnología micro electromecánica (MEMS) es típico en este tipo de aplicaciones.

Si se tiene a disposición las mediciones de los ángulos de cabeceo y alabeo, es posible emplear matrices de rotación para modelar la medición del magnetómetro como la suma del campo geomagnético B_0 rotado más un vector de interferencia magnética V , empleando la expresión descrita por la Ecuación 30 (Pedley, 2012:5):

$$(30) \quad B = \begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = R_x(\varphi)R_y(\theta)R_z(\psi)B_0 \begin{pmatrix} \cos\delta \\ 0 \\ \sin\delta \end{pmatrix} + V$$

Sustrayendo el vector de interferencia magnética de ambos lados y multiplicando por las matrices de rotación inversa de los ángulos de cabeceo y alabeo se obtiene (Pedley, 2012:5):

$$(31) \quad R_z(\psi)B_0 \begin{pmatrix} \cos\delta \\ 0 \\ \sin\delta \end{pmatrix} = B_0 \begin{pmatrix} \cos\psi \cos\delta \\ -\sin\psi \cos\delta \\ \sin\delta \end{pmatrix} = R_y(-\theta)R_x(-\varphi) \begin{pmatrix} B_x - V_x \\ B_y - V_y \\ B_z - V_z \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} (B_x - V_x) \cos\theta + (B_y - V_y) \sin\theta \sin\varphi + (B_z - V_z) \sin\theta \cos\varphi \\ (B_y - V_y) \cos\varphi - (B_z - V_z) \sin\varphi \\ -(B_x - V_x) \sin\theta + (B_y - V_y) \cos\theta \sin\varphi + (B_z - V_z) \cos\theta \cos\varphi \end{pmatrix}$$

Tomando los componentes x & y de la expresión anterior finalmente se obtiene el ángulo de guiñada con compensación de inclinación:

$$(32) \quad \tan \psi = \left(\frac{-(B_y - V_y) \cos \varphi + (B_z - V_z) \sin \varphi}{(B_x - V_x) \cos \theta + (B_y - V_y) \sin \theta \sin \varphi + (B_z - V_z) \sin \theta \cos \varphi} \right)$$

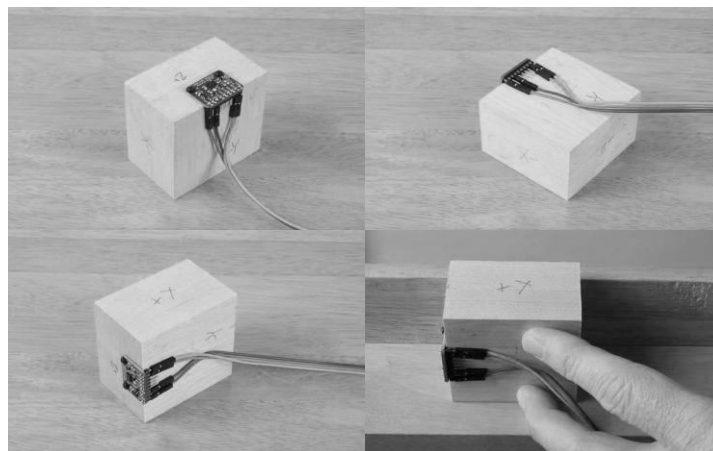
De donde resta determinar los valores del vector de interferencia magnética mediante una calibración del magnetómetro.

e. Calibración de sensores MEMS. A pesar que existe una diversidad de métodos complejos para la calibración precisa de sensores MEMS como acelerómetros, giroscopios y magnetómetros, la presente sección describe aquellos realizables de una manera práctica y sencilla, sin la necesidad de obtener equipo costoso o realizar algoritmos de regresión complejos (Schmidt, 2011).

Es importante mencionar que las técnicas descritas a continuación requieren que las mediciones de aceleración lineal, velocidad angular e intensidad de campo magnético se encuentren en g, dps y gauss respectivamente, por lo que es necesario dividir las mediciones proporcionadas por los sensores MEMS entre la sensibilidad de los mismos.

1) Acelerómetros. Un procedimiento sencillo empleado para la calibración de acelerómetros requiere la colocación del acelerómetro en 6 posiciones críticas (Earl, 2013), para las cuales se conoce el valor de la aceleración lineal. Estas posiciones críticas corresponden a las descritas en el Cuadro 22, en donde los ejes del acelerómetro se encuentran paralelos y perpendiculares al valor de la gravedad.

Figura 108. Ejemplo de posiciones críticas para la calibración de un acelerómetro MEMS.



(Earl, 2013)

Colocando al acelerómetro en estas posiciones y obteniendo las mediciones de aceleración respectivas, puede realizarse una regresión lineal y obtener los valores calibrados de aceleración. Éstos presentarán la forma de la Ecuación 33.

$$(33) \quad a_c = K_s a + K_z$$

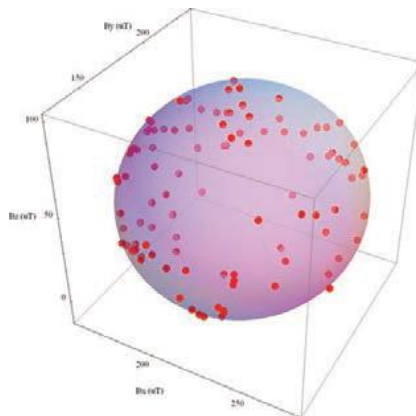
En donde el factor K_s corrige el error de sensibilidad de la medición y el factor K_z el error de cero.

2) **Giroskopios.** Para realizar un procedimiento de calibración similar al descrito para los acelerómetros, sería necesario tener a disposición un equipo que permitiese someter al giroscopio a rotaciones de velocidad angular conocida. Sin embargo, existe un método que no requiere de equipo adicional y que provee un rendimiento similar para aplicaciones en donde no existen requerimientos de precisión estrictos. El procedimiento de calibración consiste en mantener estático al giroscopio y tomar una gran cantidad de mediciones de velocidad angular durante un tiempo específico (Baluta, 2009). Posteriormente se promedian las mediciones para obtener los valores de los desfases de cero para cada uno de ejes del giroscopio. Las mediciones calibradas presentan entonces la siguiente forma:

$$(34) \quad \omega_c = \omega - K_z$$

3) **Magnetómetros.** Como pudo observarse en la deducción del ángulo de guiñada con compensación de inclinación, es necesario determinar los valores de los componentes del vector de interferencia magnética, los cuales corresponden al resultado del proceso de calibración en magnetómetros. Un procedimiento simple para la calibración de magnetómetros consiste en tomar una cantidad considerable de mediciones de campo magnético en diversas orientaciones aleatorias, como se muestra en la Figura 108.

Figura 109. *Distribución de mediciones del magnetómetro en orientaciones aleatorias.*



(Pedley, 2012:5)

Los componentes de interferencia magnética resultan entonces de la Ecuación 35 (Pedley, 2012:6).

$$(35) \quad \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \max(B_x) + \min(B_x) \\ \max(B_y) + \min(B_y) \\ \max(B_z) + \min(B_z) \end{pmatrix}$$

2. Sistemas digitales de control

a. **Introducción.** En años recientes se ha observado un rápido incremento en el uso de controladores digitales dentro de sistemas de control. Los controladores digitales son empleados para obtener un rendimiento óptimo, ya sea maximizando la productividad y las ganancias o minimizando los costos y reduciendo el consumo de energía.

La aplicación del control computarizado ha hecho posible el movimiento inteligente de robots industriales, el refinamiento en la operación de electrodomésticos, la optimización en la economía del combustible para automóviles, entre otros. Esta tendencia a preferir el control digital sobre el analógico se ha dado principalmente por la disponibilidad de computadoras digitales de bajo costo y por las ventajas inherentes al procesamiento de señales digitales en lugar de señales continuas (Ogata, 1995:1).

b. **Sistemas de control discretos en el tiempo versus continuos en el tiempo.** Los sistemas de control discretos (en el tiempo) son sistemas de control en donde una o más variables pueden cambiar exclusivamente en instantes discretos de tiempo. Estos instantes, denominados por kT , especifican los tiempos en los cuales se realiza una medición de una cantidad física o cuando se lee la memoria de una computadora digital. El intervalo de tiempo entre los dos instantes discretos se considera como lo suficientemente pequeño para que la información en el tiempo entre ellos pueda aproximarse por simple interpolación (Ogata, 1995:4).

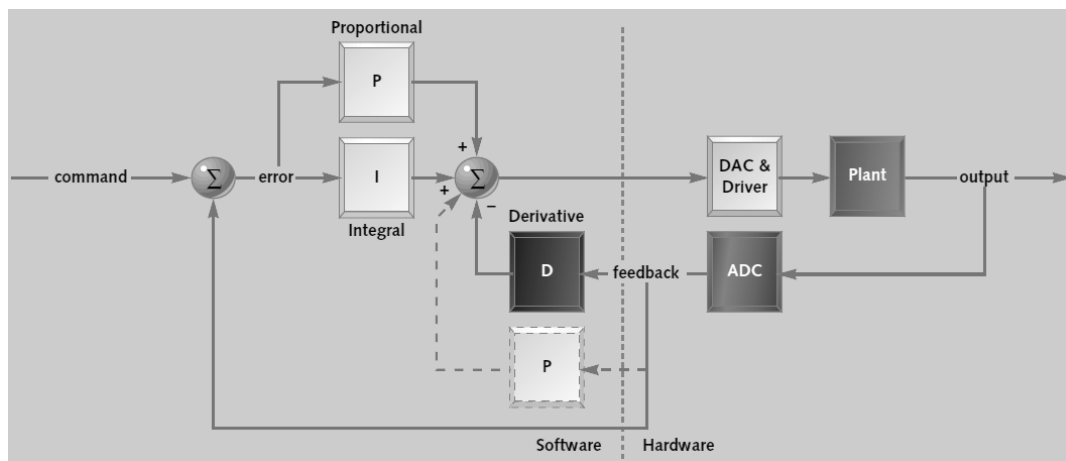
Los sistemas de control discretos se diferencian de su contraparte continua en que las señales para un sistema de control discreto se presentan en forma de información muestreada o digital. Si una computadora digital se encuentra involucrada en un sistema de control en la forma de un controlador, toda información muestreada debe ser convertida a digital antes de su manipulación. Finalmente, los sistemas continuos en el tiempo pueden describirse por medio de ecuaciones diferenciales mientras que los discretos en el tiempo se especifican mediante ecuaciones de diferencias, luego de la discretización apropiada de las señales continuas involucradas dentro del sistema de control.

c. Diseño y calibración de controladores PID digitales. Los controladores PID han sido empleados durante aproximadamente un siglo en diversas formas, tales como puramente mecánica, neumática y electrónica. Recientemente, el controlador PID digital con base en un microprocesador ha ingresado a la industria, dada la simplicidad de su implementación.

Las siglas PID significan proporcional, integral y derivativo. Estos tres términos describen los elementos básicos de un controlador PID. Cada uno de estos elementos ejecuta una tarea distinta y posee efectos diferentes en el funcionamiento de un sistema. En un controlador PID típico, estos elementos son actuados por la combinación del comando del sistema (señal de referencia) y de la señal de retroalimentación proveniente del objeto que está siendo controlado (comúnmente referido como planta). Estas señales son sumadas para formar la salida del sistema.

La Figura 109 muestra el diagrama de bloques de un controlador PID básico. En este caso el elemento derivativo está siendo activado solamente por la retroalimentación de la planta. La retroalimentación es restada de la señal de comando para generar un error. Esta señal de error activa los elementos proporcional e integral, y las señales resultantes son sumadas y utilizadas para activar la planta (Wescott, 2000:2).

Figura 110. Diagrama de bloques de un controlador PID digital básico.



(Wescott, 2000:2)

A pesar que las características de la planta controlada influyen directamente en la respuesta del sistema completo, ha sido posible observar tendencias en la modificación de los elementos que conforman al controlador PID. Las particularidades referentes a cada componente se detallan a continuación:

1) Proporcional. El control puramente proporcional es el control de retroalimentación más sencillo de implementar, haciéndolo el más común dentro de los lazos de control. Un controlador

proporcional consiste simplemente de una multiplicación a la señal de error, cuya resultado es empleado para actuar la planta. El código de la siguiente figura describe una implementación digital sencilla de este tipo de controlador (Wescott, 2000:5).

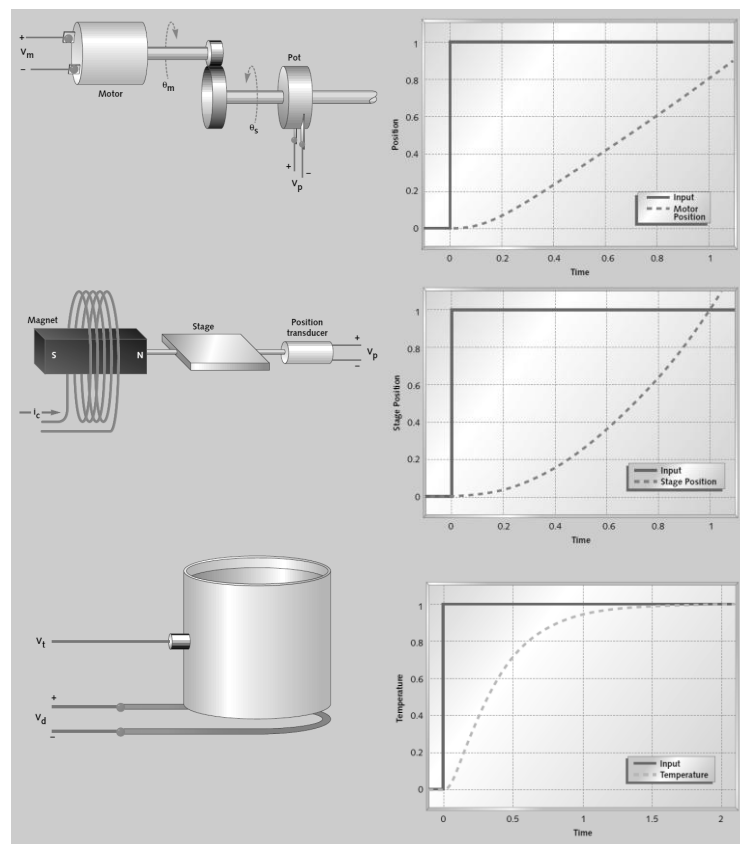
Figura 111. Código para la implementación de un controlador proporcional digital.

```
double pTerm;
.
.
.
pTerm = pid->pGain * error;
.
.
.
return pTerm;
```

(Wescott, 2000:5)

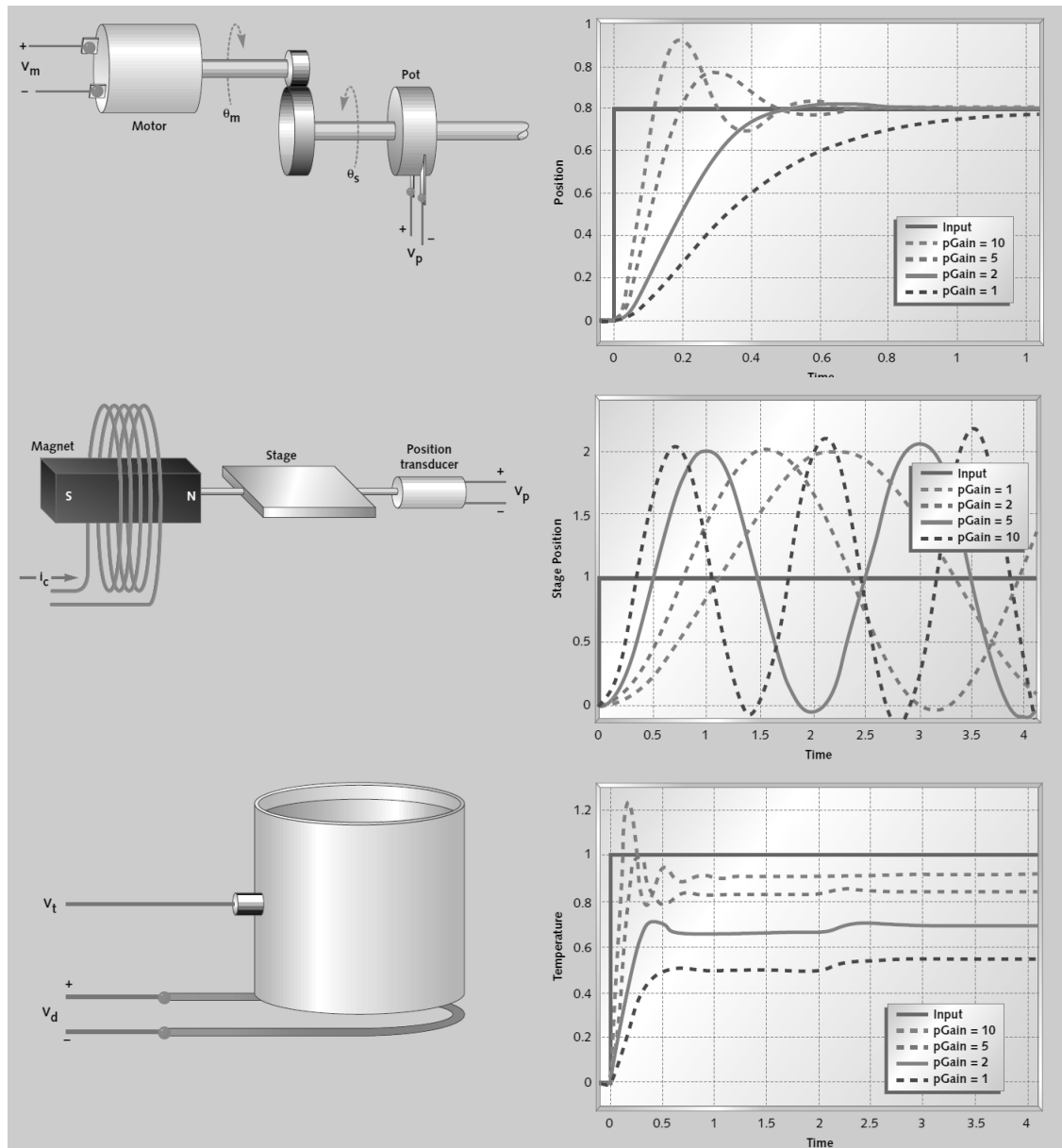
En la Figura 111 se observa la respuesta en el tiempo de diversos tipos de plantas, la Figura 112 presenta el resultado de la aplicación de un controlador puramente proporcional.

Figura 112. Respuesta en el tiempo para un sistema de motor con engranajes, un actuador de precisión y un calentador.



(Wescott, 2000:3)

Figura 113. Resultados de aplicar un control proporcional al sistema de motor con engranajes, al actuador de precisión y al calentador.



(Wescott, 2000:8)

Como puede observarse, el uso de un control proporcional permite que la respuesta de la planta se aproxime a la de la señal de comando, aunque posee el riesgo de introducir oscilaciones y sobrelevaciones en el sistema, sin mencionar que no es capaz de eliminar la señal de error en su totalidad.

2) Integral. El control integral es empleado para añadir precisión a largo plazo en un lazo de control. Es usualmente utilizado en conjunto con un control proporcional (Wescott, 2000:6). Un ejemplo de su implementación digital se presenta en el código descrito en la siguiente figura.

Figura 114. Código para la implementación de un controlador integral digital.

```

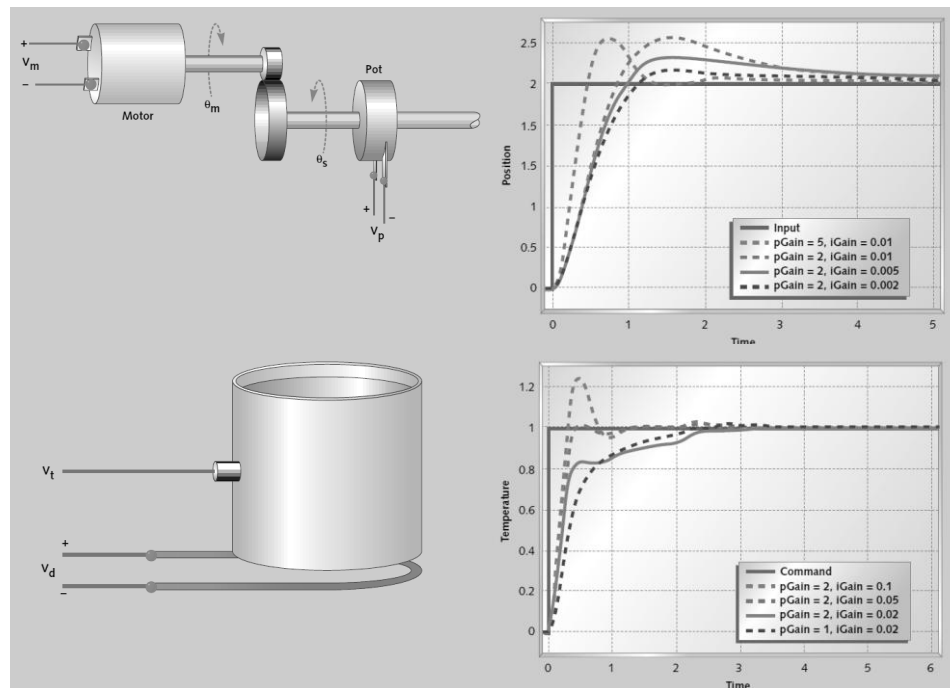
double iTerm;
.
.
.
// calculate the integral state
// with appropriate limiting
pid->iState += error;
if (pid->iState > pid->iMax)
    pid->iState = pid->iMax;
else if (pid->iState < pid->
    iMin)
    pid->iState = pid->iMin;
iTerm = pid->iGain * iState;

```

(Wescott, 2000:6)

El componente integral es escasamente utilizado por sí mismo, ya que puede disminuir o destruir completamente la estabilidad del sistema. La Figura 114 muestra el uso de un control PI en las plantas previamente analizadas.

Figura 115. Resultados de aplicar un control PI al sistema de motor con engranajes y al calentador.



(Wescott, 2000:11)

Se observa que el control integral logra eliminar el error al transcurrir el tiempo, además que reduce las oscilaciones en la respuesta del sistema. Desafortunadamente, éste elemento contribuye a las sobrelevaciones y disminuye en tiempo de subida de la respuesta.

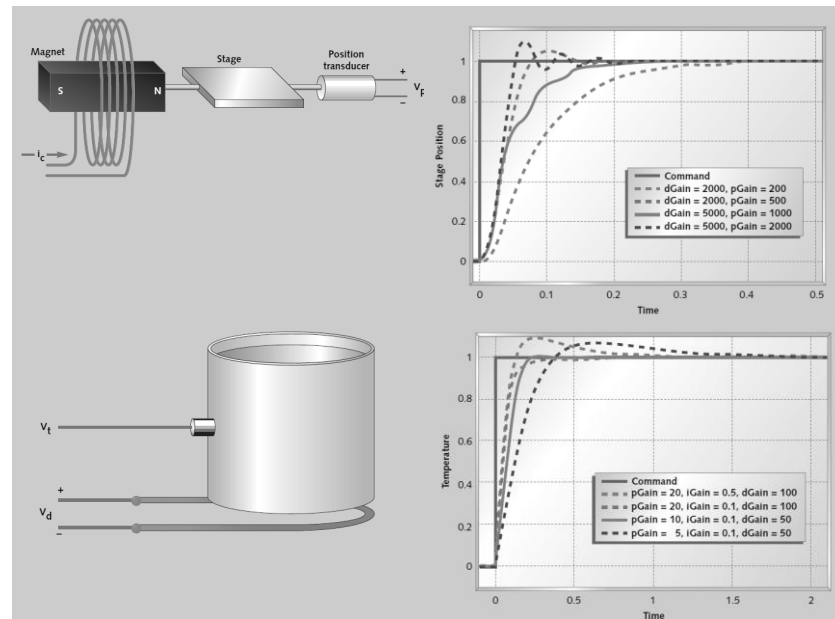
3) Derivativo. El control diferencial es empleado en sistemas en donde un controlador PI no es capaz de estabilizar la respuesta, como es el caso del actuador de precisión mostrado en las figuras previas. Mientras que el control proporcional emplea el comportamiento actual del sistema y el integral los ocurridos con anterioridad, el elemento derivativo trata de predecir el comportamiento futuro del sistema para poder estabilizarlo (Wescott, 2000:9). El código de la Figura 115 detalla la implementación digital de un controlador derivativo, mientras que la Figura 116 muestra los resultados de añadir el componente derivativo a los controladores de las plantas analizadas.

Figura 116. Código para la implementación de un controlador derivativo digital.

```
double dTerm;
.
.
.
dTerm = pid->dGain *
        (pid->dState - position);
pid->dState = position;
.
.
.
```

(Wescott, 2000:9)

Figura 117. Resultados de aplicar un control PID al actuador de precisión y al calentador.



(Wescott, 2000:14)

Se observa que el componente derivativo logra controlar al actuador de precisión, previamente inestable con el uso de un control PI, además de disminuir la sobrelevación presente en la respuesta del sistema.

4) Calibración de ganancias

La ventaja al momento de realizar la calibración de un controlador PID es que no se necesita un entendimiento profundo de la teoría de control para poder efectuarla satisfactoriamente. El 90% de las aplicaciones que involucran un controlador en lazo cerrado rinden de manera correcta luego de una calibración decente, conformada de pasos realizables por tanto técnicos como expertos (Wescott, 2000:12). A continuación se describe un procedimiento sencillo de calibración, que garantiza la obtención de ganancias aceptables (Wescott, 2000:12).

1. Conectar el sistema de control a equipo de medición, o escribir rutinas de depuración que permitan la visualización de variables de importancia. Si el sistema es lo suficientemente lento, las variables de interés pueden ser comunicadas a través de un puerto serial para ser posteriormente graficadas utilizando un software de hoja de cálculo.
2. Tener a disposición la salida del controlador y la salida de la planta, además de poseer una forma de alimentar al sistema con algún tipo de señal rectangular. Lo último puede ser implementado fácilmente en código.
3. Luego de haber realizado las configuraciones previas, es necesario establecer todas las ganancias en un valor de cero.

4. Iniciar la ganancia proporcional a un valor pequeño (uno o menos) e iniciar el ajuste de la ganancia diferencial.
5. Analizar si el sistema presenta oscilaciones al incrementar el valor de la ganancia proporcional, y tratar de contrarrestar este efecto ajustando la ganancia derivativa. Se recomienda iniciar con una ganancia diferencial 100 veces mayor a la proporcional.
6. Incrementar la ganancia derivativa hasta presenciar oscilaciones, ruido excesivo o sobreelevación excesiva (más del 50%) en la salida del controlador o de la planta. Llegado a este punto se reduce la ganancia diferencial en un factor de 2 o 4.
7. Ajustar el valor de la ganancia proporcional a un valor entre 1 y 100. Se observará que el sistema presentará una respuesta lenta o mostrará oscilaciones.
8. Si se observan oscilaciones, reducir la ganancia proporcional en factores de 10 hasta que la oscilación desaparezca. De no observar oscilaciones, incrementar el valor de la ganancia proporcional en factores de 10 hasta presenciar oscilaciones o sobreelevación excesiva.
9. Al alcanzar el punto crítico en donde el sistema está a punto de oscilar, reducir la ganancia proporcional por un factor de 2 o 4.
10. Iniciar a incrementar la ganancia integral. Se recomiendan valores iniciales entre 0.0001 a 0.01.
11. Ajustar la ganancia integral hasta encontrar el punto en donde el sistema presenta una rápida respuesta, poca sobreelevación y oscilación mínima.

3. Fusión de sensores

a. **Introducción.** La fusión de sensores involucra una amplia diversidad de campos, desde el hardware para sensores y la adquisición de datos hasta el procesamiento de los datos y el análisis simbólico, todo bajo una infraestructura teórica empleada para la resolución de alguna clase de problemas. Su base se encuentra en las áreas de investigación de operaciones, probabilidad, estadística y teoría de estimación (Henderson, Dekhil, & Kessler, 2005:3).

El uso de múltiples sensores en sistemas de control y procesamiento de señales se utiliza para poder obtener (Henderson, Dekhil, & Kessler, 2005:1):

- Más información, en donde los sensores son empleados para monitorear aspectos más amplios de un sistema. Esto puede referirse a un área geográfica mayor (sistema telefónico, red de distribución de energía, etc.) o a una mayor diversidad de aspectos del sistema (velocidad del aire, altitud, aceleración, etc.).

- Robustez, en donde se aplican técnicas estadísticas para obtener mejores estimaciones de una variable, por medio de múltiples instancias de un sensor o por múltiples lecturas de uno individual.
- Información complementaria.

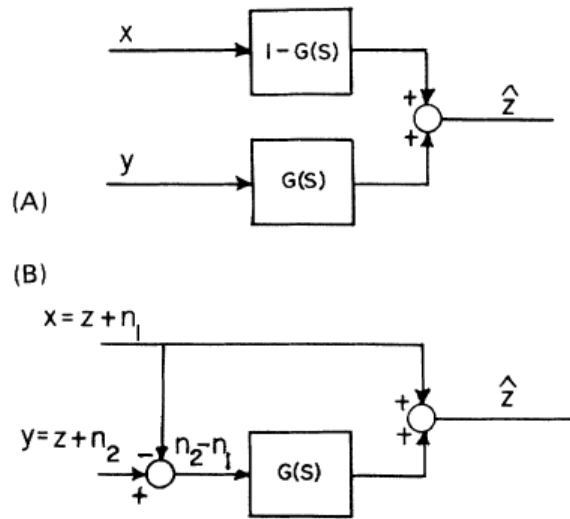
b. **Filtros complementarios.** Una técnica simple de estimación utilizada comúnmente en la industria de control aéreo para la combinación de mediciones es el filtro complementario. Este filtro corresponde a un filtro Kalman en estado estacionario para ciertas clases de problemas de filtrado (Higgins, 1975:1).

Los usuarios del filtro complementario no consideran la descripción estadística del ruido que distorsiona las señales, ya que la especificación del filtro proviene de un análisis simple en el dominio de frecuencia. Los proponentes de los filtros Kalman trabajan en el dominio del tiempo y no prestan atención a la información provista en el dominio de frecuencia.

El filtro complementario básico se presenta en la Figura 117(A), donde x & y corresponden a las mediciones ruidosas de alguna señal z , y \hat{z} es el estimado de z producido por el filtro. Se asume que el ruido presente en y es en su mayoría de alta frecuencia y de baja frecuencia para x . Entonces $G(s)$ puede concebirse como un filtro pasa baja empleado para eliminar el ruido de alta frecuencia presente en y . Si $G(s)$ es pasa baja, $1 - G(s)$ es el complemento, es decir, un filtro pasa alta que elimina el ruido de baja frecuencia presente en x . No se considera una descripción detallada de los procesos ruidosos en la especificación de filtros complementarios (Higgins, 1975:1).

El filtro complementario puede ser reconfigurado en la forma descrita en la Figura 117(B). En este caso la entrada a $G(s)$ es $y - x = n_2 - n_1$, por lo que el filtro $G(s)$ actúa solamente en el ruido o en el error de las mediciones x & y . Es importante notar que, en el caso de obtener mediciones sin ruido o sin error $\hat{z} = z[1 - G(s)] + zG(s) = z$, es decir, la señal se estima perfectamente (Higgins, 1975:1).

Figura 118. *Filtro complementario básico.*



(Higgins, 1975:2)

4. Procesamiento digital de señales

a. Sistemas lineales e invariantes discretos. En su forma más generalizada, un sistema discreto en el tiempo puede ser descrito como una caja negra (Figura 118) que acepta como entradas a cierto número de secuencias discretas en el tiempo, y produce otro número de secuencias discretas como salida. Existe una clase de sistemas discretos de una entrada y una salida empleados para la definición y especificación de filtros, los cuales reciben el nombre de sistemas lineales e invariantes (LTI, del inglés Linear Time-Invariant). Un sistema lineal e invariante \mathcal{H} puede ser visto como un operador que transforma una secuencia de entrada a una de salida de la forma (Vetterli & Prandoni, 2008:109):

$$(36) \quad y[n] = \mathcal{H}\{x[n]\}$$

Figura 119. Sistema discreto de una entrada y una salida (en forma de caja negra).



(Vetterli & Prandoni, 2008, pág. 110)

La linealidad se expresa con la equivalencia:

$$(37) \quad \mathcal{H}\{\alpha x_1[n] + \beta x_2[n]\} = \alpha \mathcal{H}\{x_1[n]\} + \beta \mathcal{H}\{x_2[n]\}$$

Mientras que, para cualesquiera dos secuencias $x_1[n]$ y $x_2[n]$ y dos escalares $\alpha, \beta \in \mathbb{C}$, la invariancia en el tiempo se expresa:

$$(38) \quad y[n] = \mathcal{H}\{x[n]\} \Leftrightarrow \mathcal{H}\{x[n - n_0]\} = y[n - n_0]$$

La linealidad e invariancia son requerimientos razonables y naturales para los sistemas de procesamiento de señales. Por ejemplo, para un sistema de grabación, la linealidad implica que la señal obtenida al grabar un violín y un piano siendo interpretados al mismo tiempo es igual a la obtenida por la suma de las señales obtenidas al grabar al violín y al piano independientemente (pero dentro del mismo cuarto de grabación). Las grabaciones multi-pista en la producción musical son una clara aplicación de este concepto. La invariancia en el tiempo significa básicamente que el comportamiento del sistema es independiente del tiempo en donde haya sido encendido. Continuando con el ejemplo anterior, la invariancia en el tiempo implica que la grabación obtenida por el sistema de grabación sonará igual sin importar el momento de su reproducción, lo cual es de esperarse (Vetterli & Prandoni, 2008:110).

Sin embargo, a pesar de la simplicidad de éstas propiedades, la linealidad y la invariancia en el tiempo tienen una consecuencia increíblemente poderosa en el comportamiento de un sistema, en caso de estar presentes ambas. Resulta que, los sistemas lineales e invariantes pueden ser caracterizados completamente por su respuesta a la entrada $x[n] = \delta[n]$. La secuencia $h[n] = \mathcal{H}\{\delta[n]\}$ recibe el nombre de respuesta al impulso del sistema, y basta con conocerla para determinar la salida del sistema a cualquier secuencia de entrada, mediante la denominada suma de convolución (Vetterli & Prandoni, 2008:110):

$$(39) \quad y[n] = \mathcal{H}\{x[n]\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h[n - k]$$

b. **Sistemas discretos recursivos.** Existe una gran cantidad de sistemas discretos para los cuales es necesario o deseable expresar su salida no sólo en términos de los valores presentes y pasados de la señal de entrada, sino que también en términos de los valores pasados de la salida. El siguiente problema ilustra esta situación. Se supone que se desea computar el promedio acumulado de una señal $x[n]$ en el intervalo $0 \leq k \leq m$, definido como (Proakis & Manolakis, 2006:90):

$$(40) \quad y[n] = \frac{1}{n+1} \sum_{k=0}^n x[k], \quad n = 0, 1, \dots$$

Como se observa en la expresión anterior, el cómputo de $y[n]$ requiere el almacenamiento de todas las muestras de la entrada $[k]$ para $0 \leq k \leq m$. Dado que n se mantiene incrementando, los requerimientos de memoria crecen linealmente con el tiempo. La intuición dicta sin embargo, que $y[n]$ puede calcularse de

manera más eficiente al utilizar el valor de salida previo $y[n - 1]$. Realizando un arreglo algebraico de la expresión para $y[n]$ puede obtenerse:

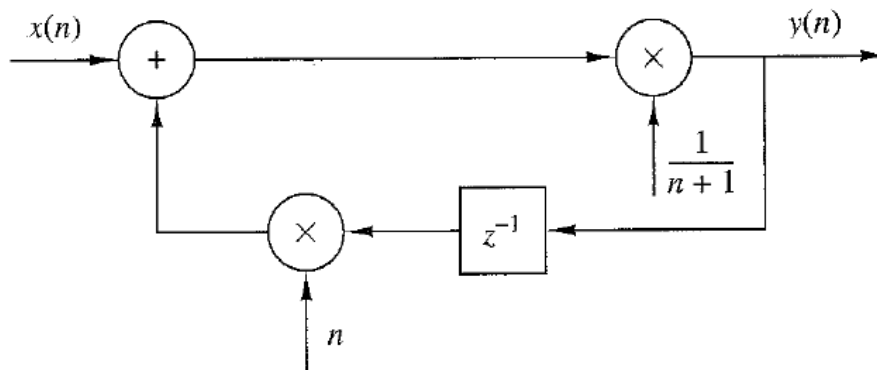
$$(41) \quad (n + 1)y[n] = \sum_{k=0}^{n-1} x[k] + x[n] = ny[n - 1] + x[n]$$

Entonces:

$$(42) \quad y[n] = \frac{n}{n+1}y[n - 1] + \frac{1}{n+1}x[n]$$

Por tanto, el promedio acumulado $y[n]$ puede calcularse recursivamente al multiplicar el valor de salida previo $y[n - 1]$ por $\frac{n}{n+1}$ sumado a la multiplicación del valor presente en la entrada $x[n]$ por $\frac{1}{n+1}$. Entonces, el cómputo de $y[n]$ requiere de dos multiplicaciones, una suma y una localidad de memoria, como se ilustra en la Figura 119. Este es un ejemplo de un sistema recursivo. En general, cualquier sistema cuya salida $y[n]$ al tiempo n depende de cualquier número de valores pasados $y[n - 1], y[n - 2], \dots$ es llamado sistema recursivo (Proakis & Manolakis, 2006:90).

Figura 120. Realización de un acumulador de promedios recursivo.



(Proakis & Manolakis, 2006:90)

Si un sistema recursivo se utiliza para el filtrado de una señal discreta, éste recibe el nombre de filtro IIR (Infinite Impulse Response), haciendo mención a las características de su respuesta al impulso. Este tipo de filtro es apropiado al desear regiones de transición estrecha, ya que se logran resultados aceptables con órdenes reducidos.

c. Transformación bilineal. La transformación bilineal, también llamada método de Tustin, es una transformación algebraica que relaciona las variables s & z mediante el mapeo del eje $j\Omega$ completo del plano s , a una revolución del círculo unitario en el plano z . Por medio de este método, se realiza un mapeo de las frecuencias analógicas $-\infty \leq \Omega \leq \infty$ a las frecuencias digitales $-\pi \leq \omega \leq \pi$, el cual puede observarse que es necesariamente no lineal. Por lo tanto, el uso de esta técnica está restringido a situaciones en donde la deformación no lineal del eje de frecuencia (Figura 120) sea aceptable (Oppenheim & Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, 2010:504). Si $H_c(s)$ denota la función de transferencia del sistema continuo y $H(z)$ la función de transferencia del sistema discreto, la transformación bilineal corresponde a la sustitución de s por:

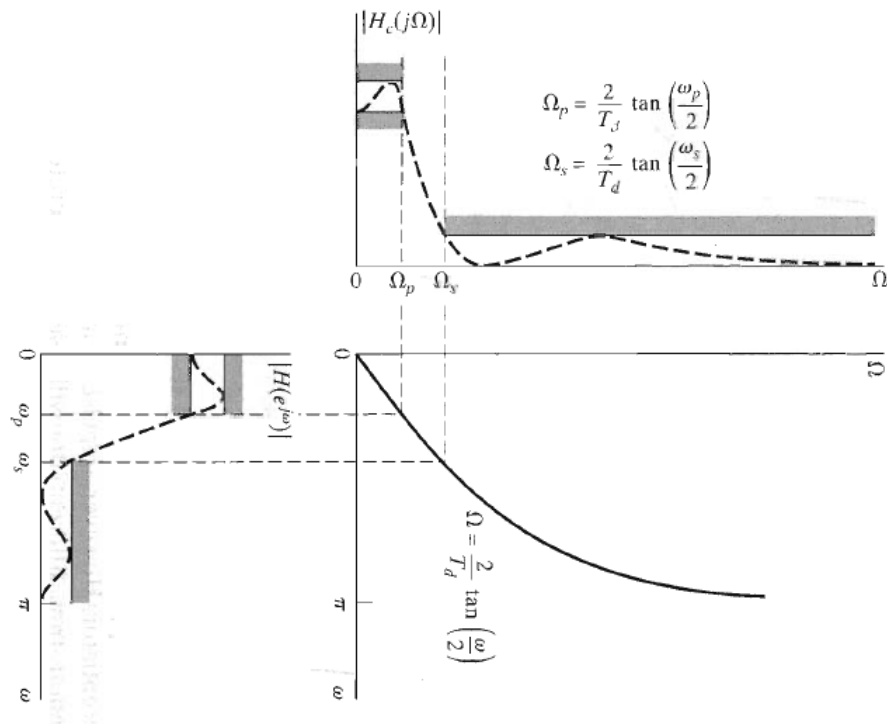
$$(43) \quad s = \frac{2}{T_d} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)$$

Entonces:

$$(44) \quad H(z) = H_c \left(\frac{2}{T_d} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right)$$

Un parámetro de muestreo T_d es usualmente incluido en la definición de la transformación bilineal. Históricamente, este parámetro ha sido incluido debido que es posible obtener la ecuación de diferencias correspondiente a $H(z)$, al aplicar la regla de integración trapezoidal a la ecuación diferencial correspondiente a $H_c(s)$, donde T_d corresponde al tamaño de la unidad de integración numérica (Oppenheim & Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, 2010:504).

Figura 121. Deformación no lineal del eje de frecuencia inherente a la transformación bilineal.



(Oppenheim & Schafer, 2010, pág. 507)

d. **Aritmética de punto fijo.** Una de las ventajas de utilizar lenguajes de programación de alto nivel es el soporte nativo que presenta para operaciones matemáticas empleando datos de punto flotante. Esto simplifica la programación además que incrementa la exactitud de los cálculos. Cuando se tiene a disposición un sistema que incluye una unidad de procesamiento para punto flotante (FPU), la capacidad de realizar este tipo de operaciones es una poderosa característica. Sin embargo, al emplear aritmética de punto flotante en microprocesadores que únicamente soportan operaciones con enteros, se incurre a tiempos de computación significativamente elevados y requerimientos mayores de memoria, necesarios para la emulación en software de las operaciones con datos de punto flotante. Una alternativa disponible, empleada por programadores de lenguaje ensamblador, es emplear aritmética de punto fijo, ejecutada utilizando exclusivamente funciones y números enteros (Lemieux, 2001:1).

La aritmética de punto fijo típicamente utiliza números enteros de tamaño considerable, de 16 bits por ejemplo, y los separa en una parte entera y una parte fraccional, cuyas longitudes dependen de la precisión requerida por la aplicación. Por ejemplo, si se utilizan 15 de los 16 bits de un número entero como parte fraccional y el bit restante para el signo, el tipo de dato resultante recibe la denominación Q0.15 (o Q15

abreviado). Si se toma un número entero A de 16 bits, representado empleando complemento a 2 de la forma:

$$(45) \quad A = \langle sA_{14}A_{13} \dots A_1A_0 \rangle$$

Su valor entero correspondería a:

$$(46) \quad A = s(A_{14}2^{14} + A_{13}2^{13} + \dots + A_12^1 + A_02^0)$$

Mientras que su valor como valor Q15 correspondería a:

$$(47) \quad A = s(A_{14}2^{-1} + A_{13}2^{-2} + \dots + A_12^{-14} + A_02^{-15})$$

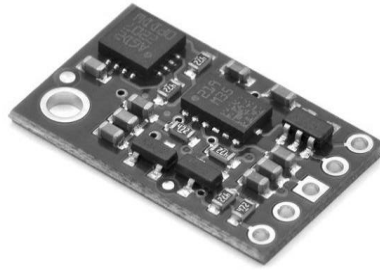
De donde se observa que el rango de valores posibles para un número Q15 corresponde de -1 hasta 0.999969482421875, los cuales equivalen en representación binaria a los enteros -32768 y 32767 (Lemieux, 2001:1).

Como pudo observarse, la matemática puede realizarse con la simple utilización de operaciones con enteros, con poca pérdida en la exactitud. Desafortunadamente, son pocos los lenguajes de programación que proveen soporte nativo para operaciones empleando aritmética de punto fijo, haciendo necesaria la codificación de rutinas específicas al momento de querer aprovechar las ventajas que provee ésta técnica de computación de expresiones matemáticas.

5. Hardware y plataformas de desarrollo

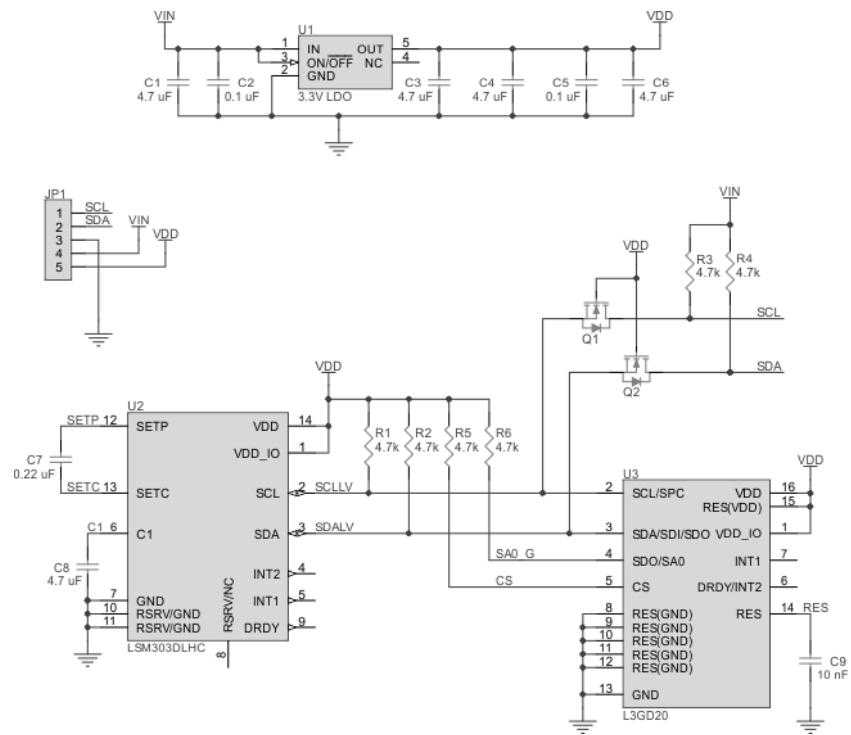
a. Unidad de medición inercial minIMU-9 v2. La minIMU-9 v2 de Pololu Electronics (Figura 121) es una unidad de medición inercial (IMU) conformada por el giroscopio de 3 ejes L3GD20 (STMicroelectronics, 2013) junto con acelerómetro y magnetómetro de 3 ejes LSM303DLHC (STMicroelectronics, 2011), montados en una tarjeta de 0.8" x 0.5". Una interfaz I2C es capaz de acceder a 9 independientes mediciones de rotación, aceleración y campo magnético que pueden ser utilizados para calcular la orientación absoluta del sensor. La tarjeta minIMU-9 v2 incluye circuitos de regulación y traslación de voltaje, lo que permite su operación desde 2.5 hasta 5.5V. El esquemático de la tarjeta electrónica se presenta en la Figura 122 (Pololu Electronics, 2013).

Figura 122. Unidad de medición inercial minIMU-9 v2 de Pololu Electronics.



(Pololu Electronics, 2013)

Figura 123. Esquemático de la tarjeta minIMU-9 v2 de Pololu Electronics.



(Pololu Electronics, 2013)

Los sensores MEMS L3GD20 y LSM303DLHC poseen una diversa cantidad de opciones configurables, que incluyen sensibilidades dinámicamente ajustables y frecuencias de actualización. Se presenta un detalle de las opciones para el integrado L3GD20 (STMicroelectronics, 2013:9) en el Cuadro 23, y las del LSM303DLHC (STMicroelectronics, 2011:9) en el Cuadro 24.

Cuadro 23. Características del giroscopio MEMS L3GD20.

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
FS	Measurement range	User-selectable		±250		dps
				±500		
				±2000		
So	Sensitivity	FS = 250 dps		8.75		mdps/digit
		FS = 500 dps		17.50		
		FS = 2000 dps		70		
SoDr	Sensitivity change vs. temperature	From -40 °C to +85 °C		±2		%
DVoff	Digital zero-rate level	FS = 250 dps		±10		dps
		FS = 500 dps		±15		
		FS = 2000 dps		±75		
OffDr	Zero-rate level change vs. temperature	FS = 250 dps		±0.03		dps/°C
		FS = 2000 dps		±0.04		dps/°C
NL	Non linearity	Best fit straight line		0.2		% FS
Rn	Rate noise density			0.03		µps/(√Hz)
ODR	Digital output data rate			95/190/ 380/760		Hz
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C

1. The product is factory calibrated at 3.0 V. The operational power supply range is specified in [Table 5](#).

2. Typical specifications are not guaranteed.

(STMicroelectronics, 2013:9)

Cuadro 24. Características del acelerómetro y magnetómetro MEMS LSM303DLHC.

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. ⁽¹⁾	Max.	Unit
LA_FS	Linear acceleration measurement range ⁽²⁾	FS bit set to 00		±2		g
		FS bit set to 01		±4		
		FS bit set to 10		±8		
		FS bit set to 11		±16		
M_FS	Magnetic measurement range	GN bits set to 001		±1.3		gauss
		GN bits set to 010		±1.9		
		GN bits set to 011		±2.5		
		GN bits set to 100		±4.0		
		GN bits set to 101		±4.7		
		GN bits set to 110		±5.6		
		GN bits set to 111		±8.1		
LA_So	Linear acceleration sensitivity	FS bit set to 00		1		mg/LSB
		FS bit set to 01		2		
		FS bit set to 10		4		
		FS bit set to 11		12		
M_GN	Magnetic gain setting	GN bits set to 001 (X,Y)		1100		LSB/ gauss
		GN bits set to 001 (Z)		980		
		GN bits set to 010 (X,Y)		855		
		GN bits set to 010 (Z)		760		
		GN bits set to 011 (X,Y)		670		
		GN bits set to 011 (Z)		600		
		GN bits set to 100 (X,Y)		450		
		GN bits set to 100 (Z)		400		
		GN bits set to 101 (X,Y)		400		
		GN bits set to 101 (Z)		355		
		GN bits set to 110 (X,Y)		330		
		GN bits set to 110 (Z)		295		
		GN bits set to 111 ⁽²⁾ (X,Y)		230		
GN bits set to 111 ⁽²⁾ (Z)		205				

(STMicroelectronics, 2011:9)

b. Servomotor digital DS65HB. El servomotor DS65HB (Figura 123) es un actuador de alta velocidad y rendimiento para mecanismos pequeños, que utiliza electrónica digital para presentar un mejor comportamiento. Sus especificaciones se presentan en el Cuadro 25 (Power HD, 2013:2).

Figura 124. Servomotor digital DS65HB.



(Power HD, 2013:2)

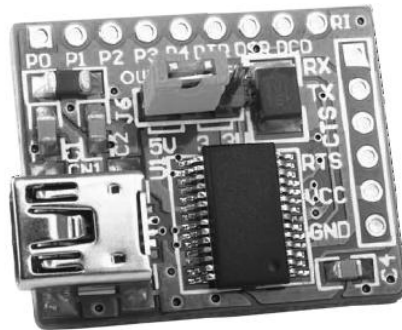
Cuadro 25. Especificaciones eléctricas del servomotor digital DS65HB.

No	Item	4.8V	6.0V
4-1	Operating speed (at no load)	0.09 sec/60°	0.07 sec/60°
4-2	Running current (at no load)	200 mA	220 mA
4-3	Stall torque (at locked)	1.3 kg-cm	1.5 kg-cm
4-4	Stall current (at locked)	1000 mA	1300 mA
4-5	Idle current (at stopped)	4 mA	5 mA

(Power HD, 2013:2)

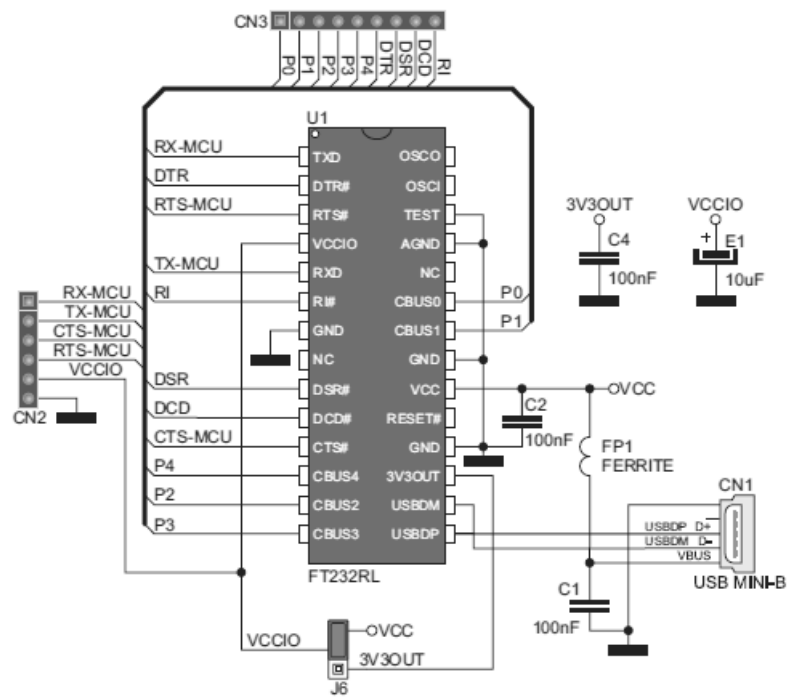
c. Tarjeta de comunicación Serial-USB. La tarjeta USB UART de MikroElektronika (Figura 124) permite la conexión entre dispositivos USB y el módulo UART de un microcontrolador. Presenta un voltaje de operación ajustable (3.3 y 5V) y un bajo consumo de potencia. Su esquemático se detalla en la Figura 125 (MikroElektronika, 2013:2).

Figura 125. Tarjeta USB UART de MikroElektronika.



(MikroElektronika, 2013:2)

Figura 126. Esquemático de la tarjeta USB UART de MikroElektronika.

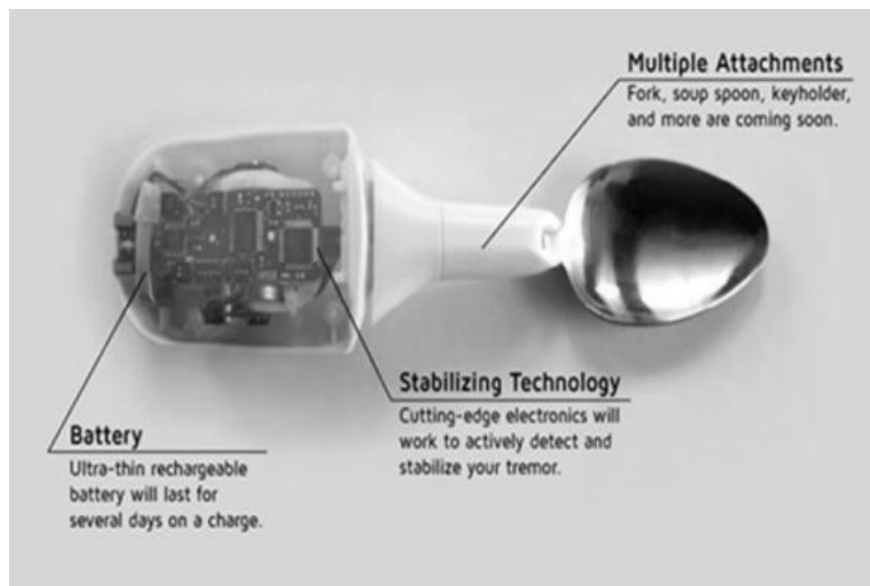


(MikroElektronika, 2013:2)

D. ANTECEDENTES DEL MÓDULO

La implementación de sistemas de ajuste dinámico se ha reservado en su mayoría para aplicaciones en las áreas de robótica y la industria aeroespacial. Específicamente, los sistemas de control basados en unidades de medición inercial han permitido aplicaciones diversas (Calin, 2013) como robots de auto balanceo (Brahmbhatt, 2013), cuadricópteros (Liang, 2013), plataformas de auto estabilización y sistemas de navegación autónoma. Sin embargo, a pesar de la madurez tecnológica de estas aplicaciones, poco desarrollo se ha realizado en la adaptación de éste tipo de sistemas a las áreas de salud y ayuda a discapacitados. De la reducida cantidad de ejemplos encontrados en el área médica destaca el proyecto Liftware (LIFTlabs, 2013), que consiste en un soporte para cubertería capaz de suprimir (en un 70%) los temblores manuales asociados con la enfermedad de Parkinson, mediante el uso de pequeños motores y sensores que permiten la estabilización continua de los utensilios.

Figura 127. *Dispositivo Liftware empleado para la cancelación de los temblores asociados a la enfermedad de Parkinson.*



(LIFTlabs, 2013)

Desafortunadamente, fue imposible obtener información acerca proyectos tiftotecnológicos basados en la utilización de sistemas de control con unidades de medición inercial. Por tanto, se espera que el presente trabajo logre abrir campo para una gama de nuevas aplicaciones inteligentes que empleen tecnología previamente exclusiva a las áreas de robótica y navegación aeroespacial para el beneficio de personas no videntes y discapacitados en general.

E. METODOLOGÍA GENERAL DE LOS EXPERIMENTOS DEL MÓDULO

Los experimentos considerados dentro del módulo de ajuste dinámico del megaproyecto TEIA involucraron un ciclo de análisis, diseño e implementación, basado en un conjunto de plataformas electrónicas de desarrollo y conceptos del área de señales y sistemas. La metodología empleada se resume de la siguiente manera:

1. Identificación de la(s) señal(es) a procesar y/o controlar.
2. Medición y normalización de la(s) señal(es) de interés, por medio del controlador digital de señales dsPIC33FJ128GP802 -se referirá al dispositivo tanto por su nombre como por controlador digital de señales o microcontrolador de manera indiferente en lo que resta del trabajo-.
3. Obtención y almacenamiento de las mediciones de interés a través de una conexión Serial-USB con una computadora personal y un programa escrito en el entorno de programación numérica MATLAB.
4. Análisis en los dominios temporal y/o espectral de las señales de interés empleando funciones de alto nivel contenidas en MATLAB.
5. Definición de las características deseadas en la(s) señal(es) de salida de los sistemas de control y procesamiento de señales a diseñar e implementar.
6. Diseño teórico de los sistemas de control y procesamiento de señales requeridos, con base en la teoría de sistemas lineales e invariantes y la de control clásica para sistemas discretos.
7. Implementación de los sistemas diseñados en el controlador digital de señales dsPIC33FJ128GP802 empleando técnicas de computación eficiente tales como aritmética de punto fijo y funciones optimizadas en ensamblador, bajo el lenguaje de programación C.
8. Análisis de resultados y ajuste/rediseño de los sistemas que lo requieran.
9. Análisis final y validación del experimento.

En los capítulos posteriores se detallan las particularidades en el diseño de cada experimento al igual que los resultados obtenidos. Debe mencionarse que, a pesar que algunos de los experimentos fueron concebidos como sub-módulos cuya implementación supone una ejecución en paralelo, existieron otros cuya validez y realización dependieron de resultados obtenidos en experimentos previos a ellos.

Para las ocasiones en donde fuese pertinente referenciar archivos, funciones, variables, líneas o secciones del código disponible en el repositorio en línea referenciado en los anexos, se utilizarán notas al pie de página.

F. ESTIMACIÓN DE LOS ÁNGULOS DE CABECEO Y ALABEO MEDIANTE LA FUSIÓN DE UN ACELERÓMETRO Y UN GIROSCOPIO

El capítulo presente describe tanto la secuencia de procesos como el diseño de los sistemas empleados para realizar una estimación de los ángulos de cabeceo (θ) y alabeo (φ), con base en mediciones de aceleración lineal y velocidad angular en los 3 ejes de navegación, provistas por sensores MEMS. Adicionalmente, se detalla la selección de componentes electrónicos, la implementación de los sistemas en el controlador de señales y se justifica la selección de los algoritmos de procesamiento y fusión de sensores empleados.

1. **Diseño.** Con base en la metodología general y en los resultados deseados se planteó el siguiente procedimiento para la especificación, diseño y análisis del experimento.

- Identificación y especificación de los parámetros requeridos por el acelerómetro y giroscopio MEMS a utilizar.
- Selección y obtención de los sensores MEMS a emplear en el presente experimento y posteriores.
- Implementación de los controladores para los dispositivos MEMS en el controlador digital de señales, mediante el lenguaje de programación C.
- Calibración y normalización de las mediciones de aceleración lineal y velocidad angular, empleando el controlador digital de señales.
- Estimación de los ángulos de cabeceo y alabeo utilizando las mediciones de aceleración lineal y el controlador digital de señales.
- Estimación de los ángulos de cabeceo y alabeo utilizando las mediciones de velocidad angular y el controlador digital de señales.
- Análisis temporal y espectral de las estimaciones obtenidas, por medio de una comunicación Serial-USB con una PC y MATLAB.
- Diseño teórico de los sistemas de fusión de sensores.
- Implementación de los sistemas de fusión de sensores en el controlador digital de señales utilizando aritmética de punto fijo y el motor DSP del dispositivo, bajo el lenguaje de programación C.
- Análisis de rendimiento y ajuste de parámetros de los sistemas implementados.
- Análisis final y validación del experimento.

2. **Ejecución y resultados.** Previo a determinar las expresiones matemáticas que relacionaban las aceleraciones lineales y velocidades angulares de un objeto con los ángulos de navegación, fue necesario definir los requerimientos de los sensores micro electro mecánicos (MEMS) a emplear para medir éstas variables. Se establecieron los parámetros descritos a continuación como los principales a considerar al momento de seleccionar los sensores adecuados:

- Medir la aceleración lineal y la velocidad angular en los 3 ejes de navegación.
- Presentar sus mediciones de forma digital, accesibles por medio de un protocolo estándar de comunicación serial para múltiples esclavos (I2C, SPI, RS485, etc.).
- Poseer una resolución mínima de 10 bits para sus mediciones.
- Poseer como mínimo un rango de medición de -1g a 1g para el acelerómetro.
- Provenir del mismo fabricante, para no encontrar dificultades en las particularidades de la implementación de los protocolos de comunicación.
- Disponer de placas de desarrollo económicas para el fácil acceso a sus terminales, permitiendo la realización de prototipos de forma rápida y sencilla.

Tomando en cuenta estos parámetros se tomó la decisión de emplear la pareja LSM303DLHC y L3GD20 de MEMS digitales fabricados por STMicroelectronics, los cuales correspondieron a un acelerómetro-magnetómetro de 3 ejes y un giroscopio de 3 ejes respectivamente. Adicionalmente, los sensores presentaron una ventaja al estar disponibles para la fácil creación de prototipos a través de la plataforma electrónica minIMU9 v2 de Pololu Electronics.

Dado que los sensores mencionados con anterioridad empleaban el protocolo de comunicación serial I2C para proporcionar un acceso a sus registros de medición y configuración, fue necesario desarrollar una librería en el lenguaje C que se encargara de configurar y operar el módulo de comunicación I2C disponible en el hardware del controlador digital de señales. Empleando la información provista por el fabricante en las hojas de datos de los sensores, fue posible desarrollar funciones de lectura y escritura estándar que exhibieran el mismo comportamiento sin importar el tipo de sensor (o dispositivo) que estuviese conectado al bus I2C del controlador¹⁴.

¹⁴ Los detalles de la implementación de las funciones de comunicación I2C pueden encontrarse dentro de los archivos *i2c1_master_simple.h* y *i2c1_master_simple.c* del repositorio de código en línea referenciado en los anexos.

Empleando las hojas de datos y las funciones desarrolladas para el manejo de la comunicación entre el controlador y los MEMS¹⁵, se configuró el acelerómetro -LSM303DLHC- para que operara dentro un rango de medición de $\pm 2g$ (gravidades) y que presentara mediciones ininterrumpidas con una frecuencia de actualización de 50Hz. Por otro lado, se configuró el giroscopio -L3GD20- con un rango de medición de $\pm 250dps$ (grados por segundo), con mediciones ininterrumpidas a 95Hz. Se determinó adicionalmente que la sensibilidad de los dispositivos era de 1 mg/LSB (mili unidades de gravedad por bit menos significativo) y 8.75 mdps/LSB (mili grados por segundo, por bit menos significativo), para el acelerómetro y el giroscopio respectivamente (Cuadros 23 y 24). Luego, fue necesario realizar una calibración para cada uno de los ejes de los sensores, previo a normalizar y emplear las mediciones en etapas posteriores. Se aplicaron los métodos simples de calibración descritos en el marco teórico por medio de funciones en software incluidas en los controladores para los dispositivos MEMS. Empleando los resultados de la calibración y las sensibilidades fue posible normalizar la información provista por los sensores para obtener mediciones de aceleración lineal en g y de velocidad angular en dps, utilizando las Ecuaciones 48-53.

$$(48) \quad a_x[n] = \frac{2X_A[n] - (X_{max_A} + X_{min_A})}{X_{max_A} - X_{min_A}}$$

$$(49) \quad a_y[n] = \frac{2Y_A[n] - (Y_{max_A} + Y_{min_A})}{Y_{max_A} - Y_{min_A}}$$

$$(50) \quad a_z[n] = \frac{2Z_A[n] - (Z_{max_A} + Z_{min_A})}{Z_{max_A} - Z_{min_A}}$$

$$(51) \quad \omega_x[n] = \frac{8.75(X_G[n] - X_{off_G})}{1000}$$

$$(52) \quad \omega_y[n] = \frac{8.75(Y_G[n] - Y_{off_G})}{1000}$$

$$(53) \quad \omega_z[n] = \frac{8.75(Z_G[n] - Z_{off_G})}{1000}$$

En donde,

- $a_x[n]$, $a_y[n]$, $a_z[n]$ corresponden a las aceleraciones lineales en g medidas en los ejes x, y & z respectivamente.
- $\omega_x[n]$, $\omega_y[n]$, $\omega_z[n]$ corresponden a las velocidades angulares en dps medidas en los ejes x, y & z respectivamente.
- $X_A[n]$, $Y_A[n]$, $Z_A[n]$ corresponden a la información contenida en los registros de medición del acelerómetro.
- $X_G[n]$, $Y_G[n]$, $Z_G[n]$ corresponden a la información contenida en los registros de medición del giroscopio.

¹⁵ Los detalles referentes a los controladores para los sensores MEMS están contenidos en los archivos *lsm303dlhc.h*, *lsm303dlhc.c*, *l3gd20.h* y *l3gd20.c* del repositorio de código.

- X_{max_A} , Y_{max_A} , Z_{max_A} corresponden a las mediciones máximas registradas durante la calibración de los ejes del acelerómetro.
- X_{min_A} , Y_{min_A} , Z_{min_A} corresponden a las mediciones mínimas registradas durante la calibración de los ejes del acelerómetro.
- X_{off_G} , Y_{off_G} , Z_{off_G} corresponden al desfase del cero de cada uno de los ejes del giroscopio, registrados durante la calibración.

Es de importancia establecer que las expresiones anteriores y las posteriores para éste y los demás experimentos se implementaron utilizando una frecuencia de muestreo de 100Hz, de lo cual resultó un $T_s = 0.01s$, valor necesario para el diseño e implementación de los sistemas de procesamiento de señales y control posteriores. Esto con el fin de cumplir con los requerimientos de operación en tiempo real planteados en los objetivos del trabajo.

Dado que el hardware del controlador de señales dsPIC33FJ128GP802 no contiene una unidad de punto flotante (FPU), todas las expresiones y algoritmos cuyo tiempo de computación eran un factor crítico para el comportamiento del sistema final fueron implementados usando aritmética de punto fijo (fixed point arithmetic) sobre datos de tipo fraccional Q15.16 y Q0.15, dependiendo de la precisión requerida en el resultado del cálculo. Al trabajar exclusivamente con números enteros, fue posible aprovechar el motor DSP contenido en el controlador de señales. Por esta razón, las expresiones descritas con anterioridad requirieron de modificaciones¹⁶ al momento de ser implementadas utilizando aritmética de punto fijo en datos Q.15.16, dado los altos requerimientos de precisión para el cálculo posterior de ángulos de navegación.

Con las mediciones de aceleración y velocidad angular disponibles, se prosiguió a emplear las relaciones matemáticas entre estas variables con los ángulos de navegación, descritas en detalle en el marco teórico (Ecuaciones 24 y 25). De esto se derivaron las siguientes expresiones:

$$(54) \quad \theta_{acc}[n] = -\arctan2\left(\frac{a_x[n]}{a_z[n]}\right) * \frac{180}{\pi}$$

$$(55) \quad \varphi_{acc}[n] = \arctan2\left(\frac{a_y[n]}{a_z[n]}\right) * \frac{180}{\pi}$$

$$(56) \quad \theta_{gyro}(t) = \int_0^t \omega_y(t) dt$$

¹⁶ El detalle profundo de las modificaciones realizadas a las expresiones al momento de su implementación utilizando aritmética de punto fijo puede observarse en la rutina principal del archivo *main.c* del repositorio de código referenciado en los anexos. Prestar atención a las operaciones realizadas con variables del tipo *_Q16*.

$$(57) \quad \varphi_{\text{gyro}}(t) = \int_0^t \omega_x(t) dt$$

Donde θ y φ corresponden a los ángulos de cabeceo y alabeo respectivamente. Nótese que los ángulos de cabeceo y alabeo calculados con las mediciones del acelerómetro corresponden a una secuencia de valores discretos en el tiempo mientras que los respectivos a las mediciones con el giroscopio son funciones de tiempo, ya que el operador integral no tendría sentido de otra forma.

Pudo observarse que sólo las expresiones relacionadas con las mediciones del acelerómetro podían implementarse (luego de las modificaciones respectivas al uso de aritmética de punto fijo) en el controlador digital de señales. Antes de poder implementar las expresiones relacionadas con las mediciones del giroscopio, fue necesario aproximar el operador integral (Ecuaciones 56 y 57) a uno que actuase sobre señales discretas (como fue el caso de todas las mediciones obtenidas por el controlador de señales). Para ello, se transformaron las señales del dominio del tiempo al dominio de frecuencia compleja utilizando la transformada de Laplace; se obtuvieron las Ecuaciones 58 y 59.

$$(58) \quad \frac{\Theta_{\text{gyro}}(s)}{\Omega_y(s)} = \frac{1}{s}$$

$$(59) \quad \frac{\Phi_{\text{gyro}}(s)}{\Omega_x(s)} = \frac{1}{s}$$

Donde,

- $\Theta_{\text{gyro}}(s)$ y $\Phi_{\text{gyro}}(s)$ corresponden a las transformadas de Laplace de los ángulos de cabeceo y alabeo calculados con las mediciones del giroscopio respectivamente.
- $\Omega_y(s)$ y $\Omega_x(s)$ corresponden a las transformadas de Laplace de las mediciones de velocidad angular en los ejes y & x respectivamente.

Conociendo la relación en el dominio s entre las mediciones del giroscopio y los ángulos de navegación se prosiguió a utilizar la transformación bilineal para obtener un sistema discreto que aproximara el comportamiento del operador integral y que pudiese ser aplicado a las contrapartes discretas de la velocidad angular y los ángulos deseados. Luego de la transformación se obtuvieron los sistemas siguientes:

Figura 128. Integrador discreto para la obtención del ángulo de cabeceo por medio de las mediciones del giroscopio.

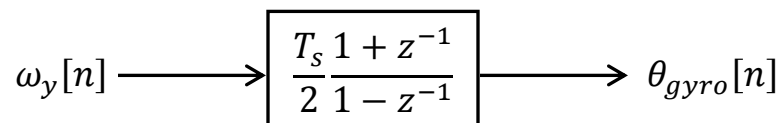
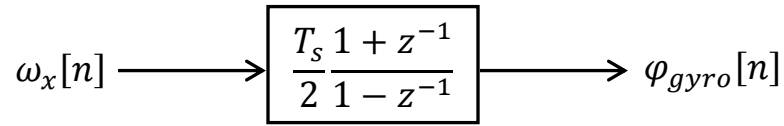


Figura 129. Integrador discreto para la obtención del ángulo de alabeo por medio de las mediciones del giroscopio.



Empleando la descripción de estos sistemas se derivaron las ecuaciones de diferencias a implementar en el controlador digital de señales, detalladas en las Ecuaciones 60 y 61.

$$(60) \quad \theta_{gyro}[n] = \frac{T_s}{2} (\omega_y[n] + \omega_y[n-1]) + \theta_{gyro}[n-1]$$

$$(61) \quad \varphi_{gyro}[n] = \frac{T_s}{2} (\omega_x[n] + \omega_x[n-1]) + \varphi_{gyro}[n-1]$$

De nuevo es de importancia mencionar que fue requerida una modificación en las expresiones presentadas al momento de ser implementadas utilizando aritmética de punto fijo con datos del tipo Q15.16¹⁷.

Teniendo disponibles las mediciones de los ángulos de cabeceo y alabeo por medio de los dos tipos distintos de sensores, se prosiguió a realizar una conexión serial entre el controlador de señales y una PC, empleando la tarjeta USB-UART de mikroElektronika y el software de computación numérica MATLAB para la obtención, análisis y almacenamiento de datos. Empleando MATLAB se creó un programa que, a través de la conexión serial-USB, obtuviera 3000 muestras de un número especificado de señales del controlador, las cuales eran posteriormente almacenadas en un archivo de datos para su futuro análisis. A continuación se presentan los gráficos generados por MATLAB de las muestras de los ángulos de cabeceo y alabeo obtenidos por medio de las mediciones provistas por el acelerómetro y el giroscopio, luego de ser sometidos a una serie de rotaciones, a favor y en contra de las agujas del reloj, en los ejes de cabeceo y alabeo. Para su fácil visualización e interpretación se realizó una interpolación lineal entre las muestras obtenidas y se desplegaron en una escala de tiempo que correspondía al número de muestra multiplicado por el período de muestreo (10ms en este caso), sin embargo debe reiterarse que todas las señales analizadas eran discretas en el tiempo.

¹⁷ El detalle profundo de las modificaciones realizadas a las expresiones al momento de su implementación utilizando aritmética de punto fijo puede observarse en la rutina principal del archivo *main.c* del repositorio de código referenciado en los anexos. Prestar atención a las operaciones realizadas con variables del tipo *_Q16*.

Figura 130. Estimaciones del ángulo de cabeceo obtenidas empleando las mediciones de aceleración lineal provistas por el acelerómetro.

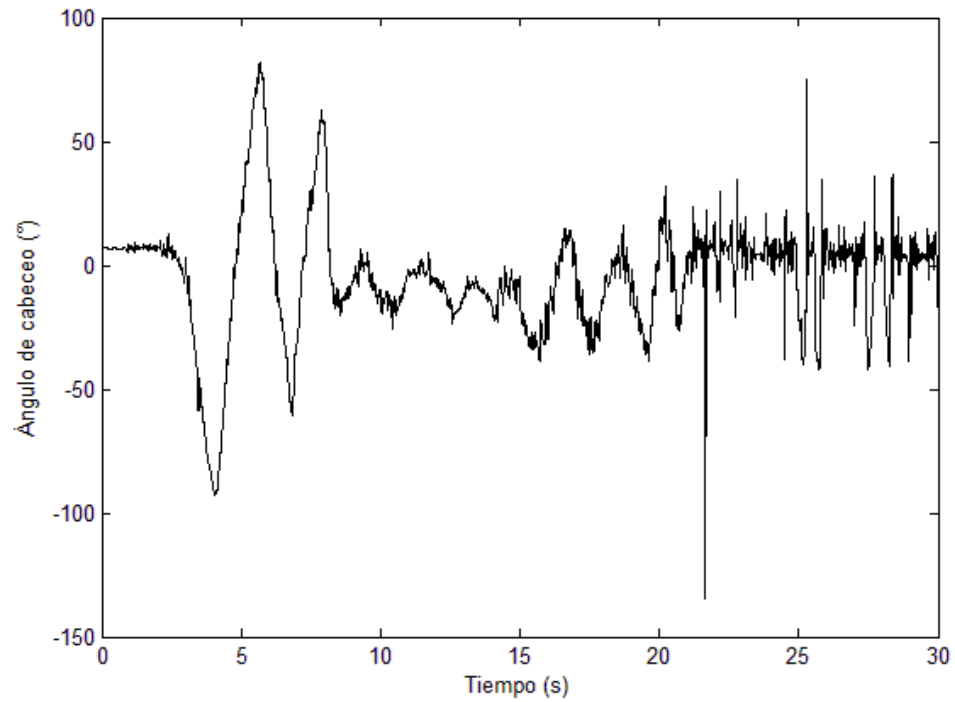


Figura 131. Estimaciones del ángulo de alabeo obtenidas empleando las mediciones de aceleración lineal provistas por el acelerómetro.

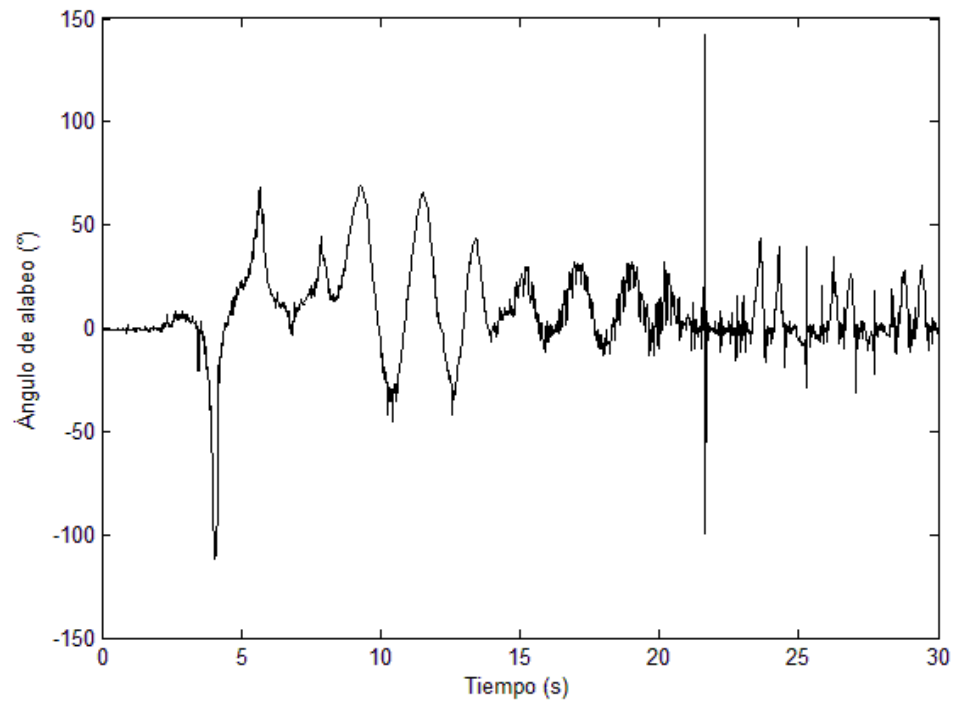


Figura 132. Estimaciones del ángulo de cabeceo obtenidas empleando las mediciones de velocidad angular provistas por el giroscopio.

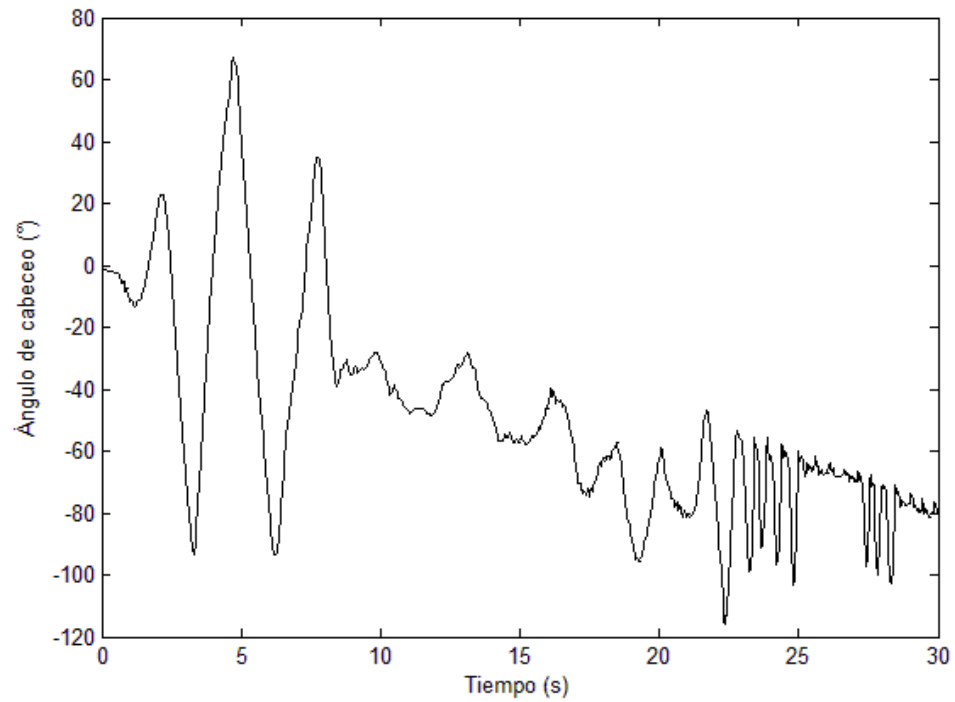
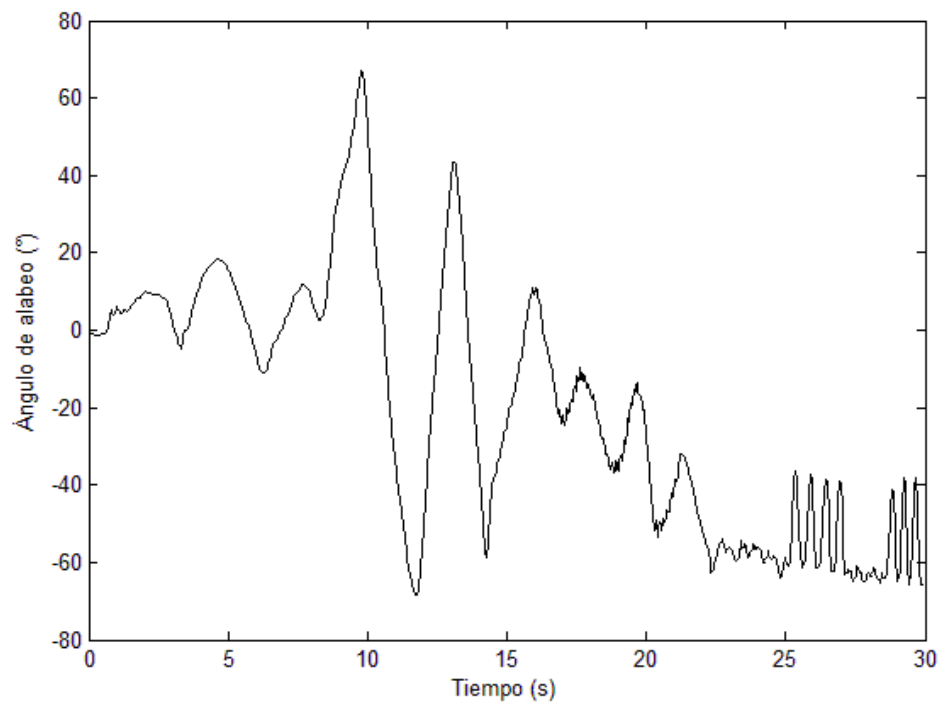


Figura 133. Estimaciones del ángulo de alabeo obtenidas empleando las mediciones de velocidad angular provistas por el giroscopio.



Analizando el comportamiento de los ángulos de navegación obtenidos con las mediciones del acelerómetro se observó una severa sensibilidad a pequeños cambios, invalidando algunas de las mediciones como muestran los picos presentes en la Figuras 129 y 130. Como fue mencionado en el marco teórico, la estimación de ángulos de navegación mediante mediciones de aceleración asume que la única presente es la asociada al vector de la gravedad de la Tierra, por lo que las estimaciones se ven afectadas al estar presente cualquier otro tipo de aceleración lineal en alguno de los 3 ejes. En este caso pudo observarse que las mediciones indeseadas de aceleración introdujeron ruido de alta frecuencia a la estimación de los ángulos, llegando a ser inaceptable en varios casos. Realizando un análisis en el dominio de frecuencia sobre las muestras obtenidas anteriormente (Figuras 129 y 130) se confirmó que, efectivamente, las estimaciones contenían ruido de (relativamente) alta frecuencia ($>2\text{Hz}$), como se muestra en la Figuras 133 y 134.

Figura 134. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de cabeceo obtenido mediante las mediciones de aceleración (Se muestra la interpolación lineal de una FFT de 4096 puntos sobre un eje de frecuencia des-normalizada).

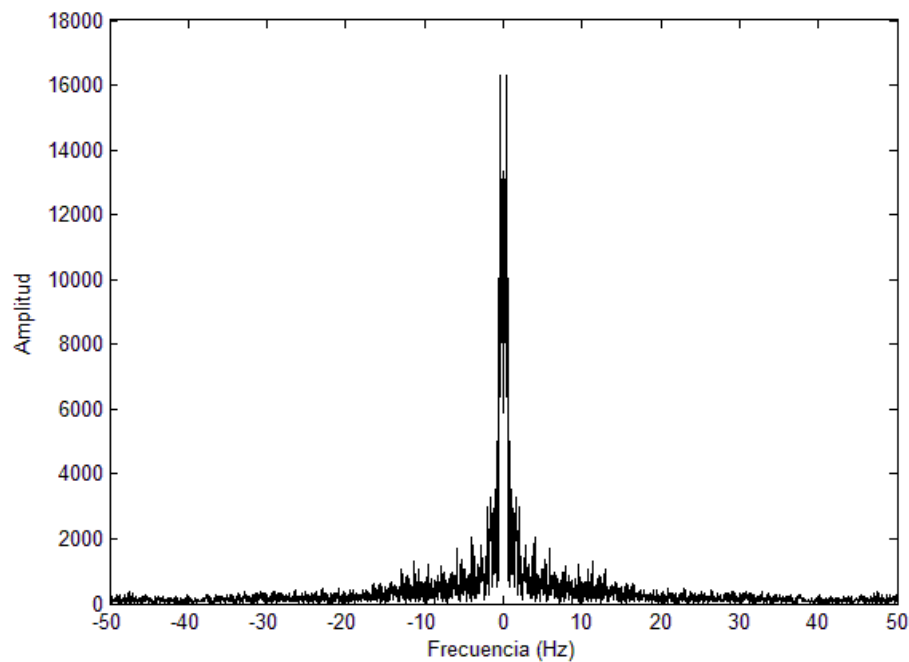
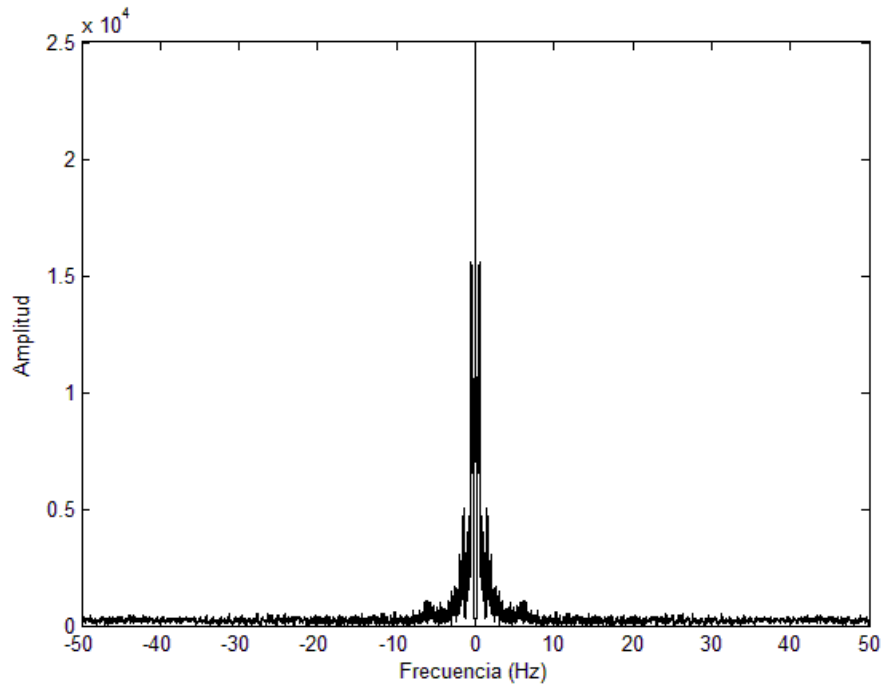


Figura 135. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de alabeo obtenido mediante las mediciones de aceleración (Se muestra la interpolación lineal de una FFT de 4096 puntos sobre un eje de frecuencia des-normalizada).



Analizando el comportamiento de la estimación de los ángulos de navegación obtenidos por medio de la información provista por el giroscopio se observó un desfase del cero significativo al transcurrir el tiempo. Este error creciente en el tiempo se produjo como consecuencia de emplear una aproximación discreta del operador integral para la estimación de los ángulos, ya que los errores de cuantificación, muestreo y de la transformación bilineal fueron acumulándose en cada iteración de la ecuación de diferencias (al corresponder ésta a un sistema con retroalimentación). Realizando un análisis en el dominio de frecuencia sobre las muestras obtenidas previamente (Figuras 131 y 132), pudo comprobarse que el desfase mencionado con anterioridad introducía ruido de baja frecuencia (cerca a 0Hz) a las estimaciones de los ángulos, como se observa en las Figuras 135 y 136.

Figura 136. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de cabeceo obtenido mediante las mediciones de velocidad angular (Se muestra la interpolación lineal de una FFT de 4096 puntos sobre un eje de frecuencia des-normalizada).

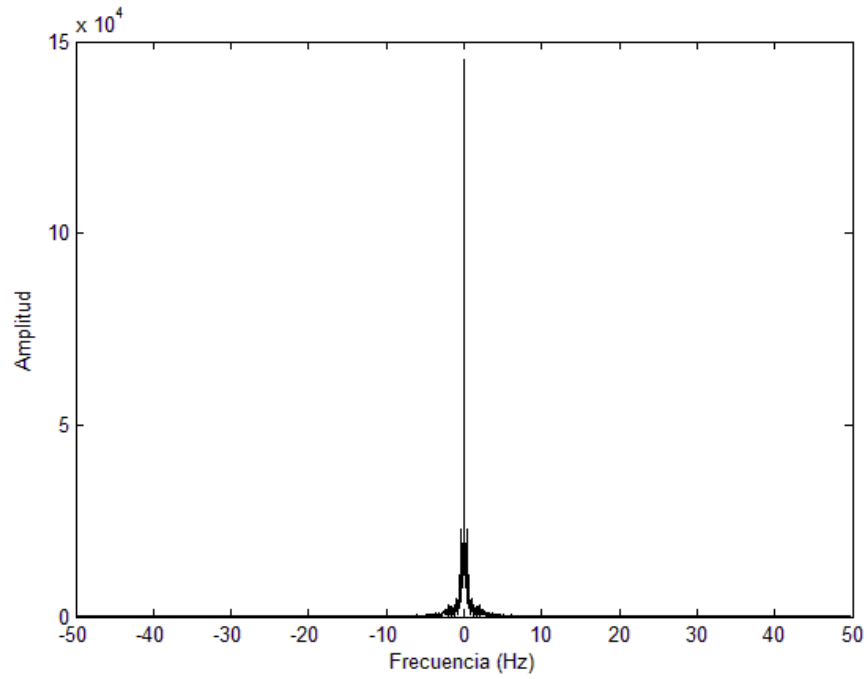
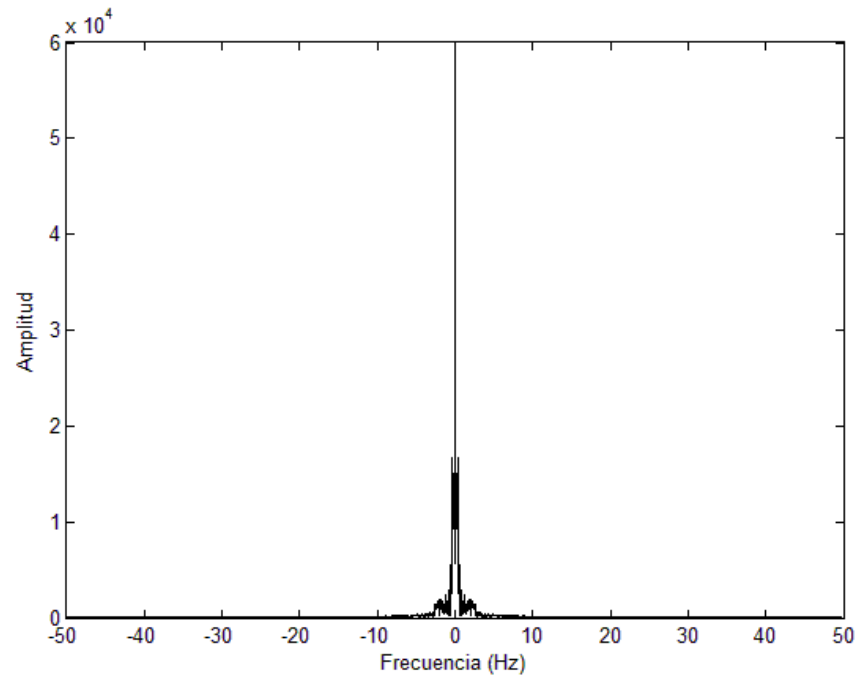


Figura 137. Magnitud del espectro de las muestras del ángulo de alabeo obtenido mediante las mediciones de velocidad angular (Se muestra la interpolación lineal de una FFT de 4096 puntos sobre un eje de frecuencia des-normalizada).



Al reconocer los errores presentes en las estimaciones de los ángulos de navegación, fue posible definir las siguientes expresiones:

$$(62) \quad \theta_{\text{acc}}[n] = \theta[n] + \varepsilon_{\text{HF}}[n]$$

$$(63) \quad \varphi_{\text{acc}}[n] = \theta[n] + \varepsilon_{\text{HF}}[n]$$

$$(64) \quad \theta_{\text{gyro}}[n] = \theta[n] + \varepsilon_{\text{LF}}[n]$$

$$(65) \quad \varphi_{\text{gyro}}[n] = \theta[n] + \varepsilon_{\text{LF}}[n]$$

En donde θ y φ representan los valores de los ángulos de cabeceo y alabeo, mientras que ε_{HF} y ε_{LF} representan los errores de alta y baja frecuencia a los que se encuentran sometidas las estimaciones de los ángulos obtenidas por medio del acelerómetro y giroscopio respectivamente. Al tener conocimiento de la ubicación espectral del ruido presente en las estimaciones se decidió emplear un algoritmo de filtrado complementario para realizar una fusión de las mediciones provistas por los sensores, que fuera capaz de eliminar el ruido de alta frecuencia del acelerómetro mediante un filtro pasa bajas y el de baja frecuencia del giroscopio por medio de uno pasa altas, presentando una estimación consistente de los ángulos de navegación a través de todo el espectro.

Se inició el diseño de los sistemas de filtrado complementario seleccionando un filtro pasa bajas cuya frecuencia de corte pudiese modificarse de manera sencilla y cuya atenuación en la banda de eliminación fuese aceptable. Se tomó la decisión de emplear un filtro IIR pasa baja de primer orden, como el descrito en la Ecuación 66.

$$(66) \quad y[n] = (1 - \alpha)x[n] + \alpha y[n - 1]$$

Con función de transferencia:

$$(67) \quad H_{\text{LPF}}(z) = \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}}$$

Con la descripción del filtro en el dominio z se prosiguió a determinar la función de transferencia del filtro pasa altas complementario respectivo, cumpliendo la condición de la Ecuación 68.

$$(68) \quad H_{\text{HPF}}(z) = 1 - H_{\text{LPF}}(z) = 1 - \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}} = \frac{\alpha(1 - z^{-1})}{1 - \alpha z^{-1}}$$

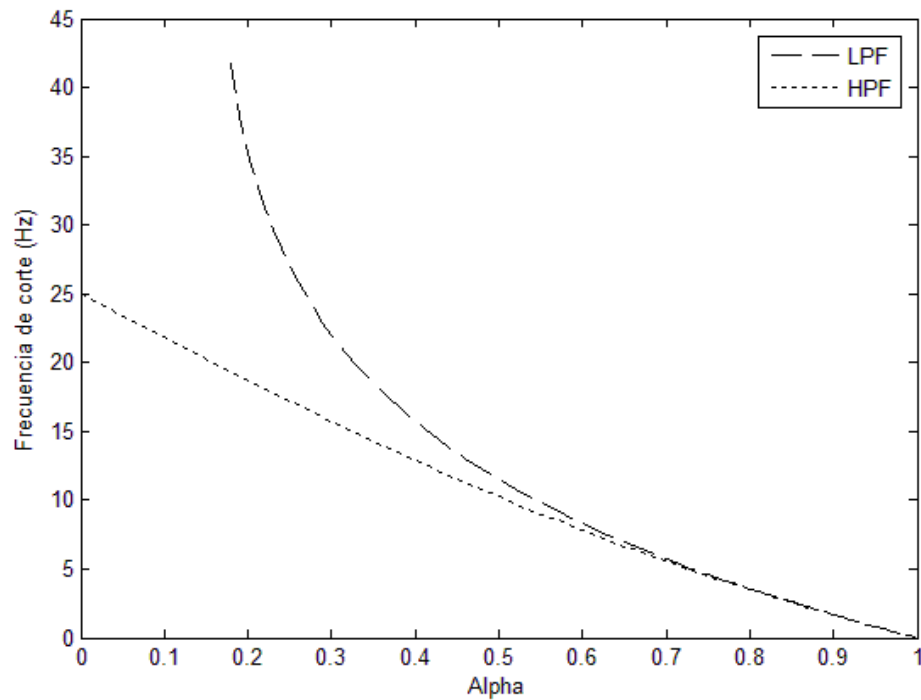
Dada la simplicidad de los filtros especificados, se determinó que la relación entre el parámetro particular α y las frecuencias de corte estaba dada por las Ecuaciones 69 y 70.

$$(69) \quad f_{cLPPF}(\alpha) = \frac{1}{2\pi T_s} \arccos\left(\frac{-(\alpha^2 - 4\alpha + 1)}{2\alpha}\right)$$

$$(70) \quad f_{cHPF}(\alpha) = \frac{1}{2\pi T_s} \arccos\left(\frac{2\alpha}{1 + \alpha^2}\right)$$

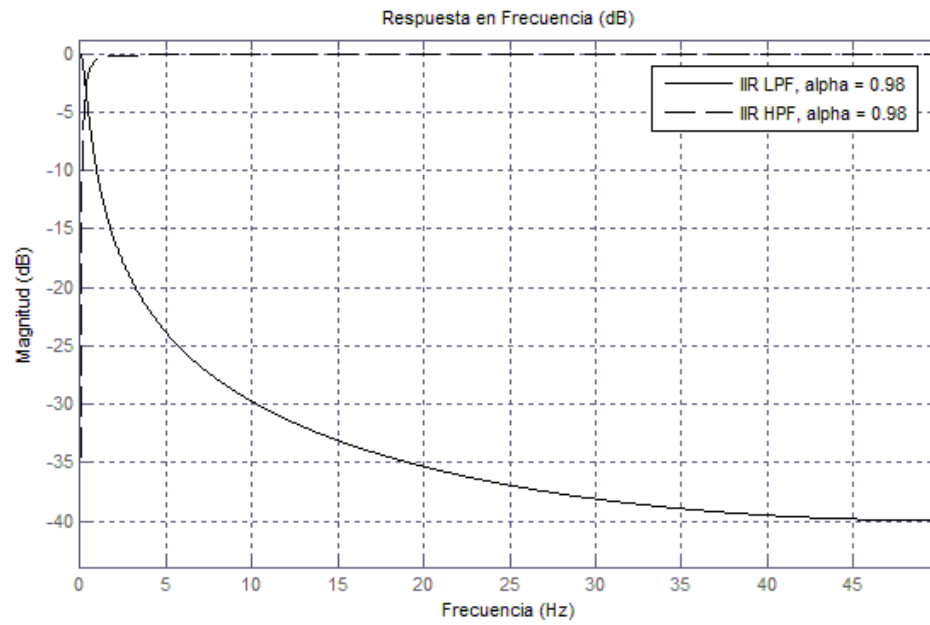
Las cuales se muestran de manera gráfica en la Figura 137.

Figura 138. Frecuencias de corte vs alpha de los filtros complementarios seleccionados.



Se observó que el comportamiento de la frecuencia de corte de los filtros podía aproximarse al mismo para $\alpha > 0.8$. Tomando ventaja de esta aproximación, se buscó un alpha que corrigiera los dos tipos de error presentes en las mediciones de los sensores, tomando en consideración que el ruido de baja frecuencia del giroscopio se presentó en frecuencias cercanas a 0Hz mientras que las mediciones del acelerómetro eran válidas para frecuencias similares. Por tanto, se empleó un valor de $\alpha = 0.98$ que ocasionó una frecuencia de corte para ambos filtros de aproximadamente 0.32Hz. Se presenta la magnitud de su respuesta en frecuencia en la Figura 138.

Figura 139. Magnitud (en dB) de la respuesta en frecuencia de los filtros complementarios IIR diseñados.



Con los filtros completamente definidos se prosiguió a implementar los siguientes sistemas de procesamiento de señales:

Figura 140. Sistema de filtrado complementario empleado para la estimación del ángulo de cabeceo, utilizando las mediciones del acelerómetro y el giroscopio.

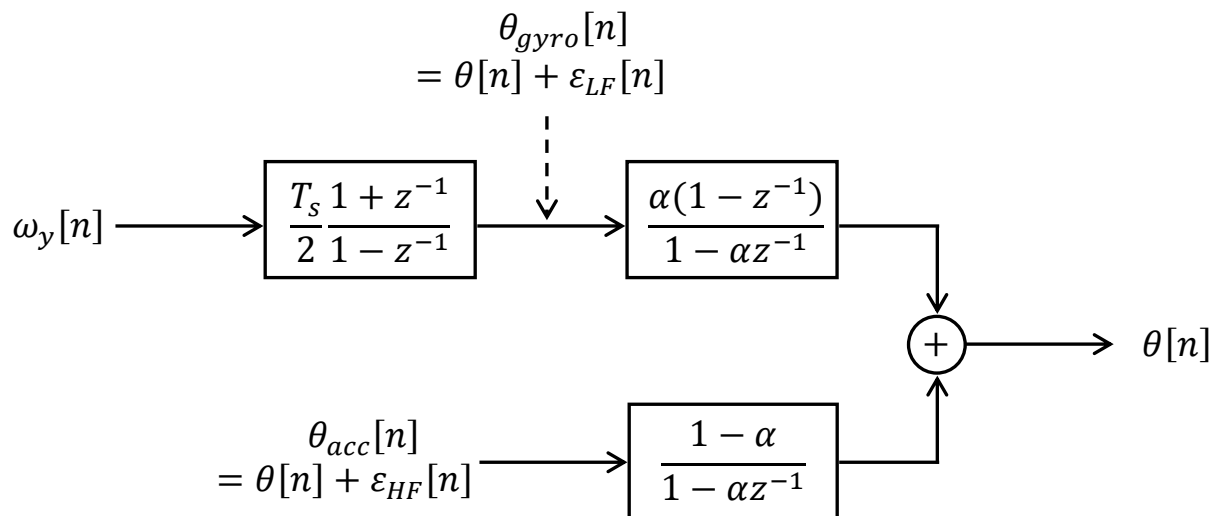
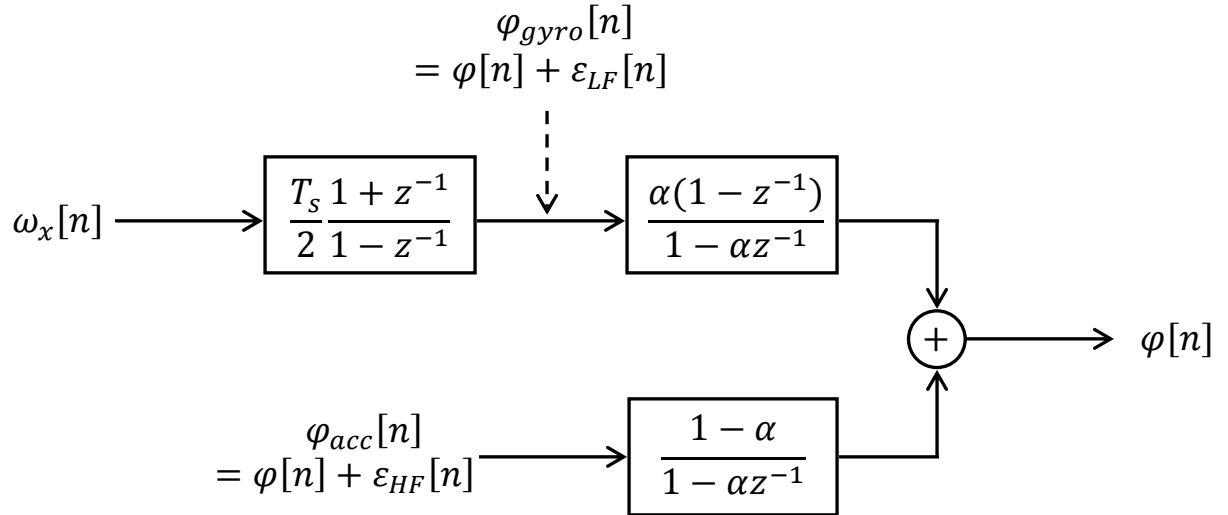


Figura 141. Sistema de filtrado complementario empleado para la estimación del ángulo de alabeo, utilizando las mediciones del acelerómetro y el giroscopio.



Previo a derivar las ecuaciones de diferencias para la implementación de los sistemas de filtrado complementario, se simplificaron los sistemas de la siguiente manera:

Figura 142. Sistema simplificado empleado para la estimación del ángulo de cabeceo.

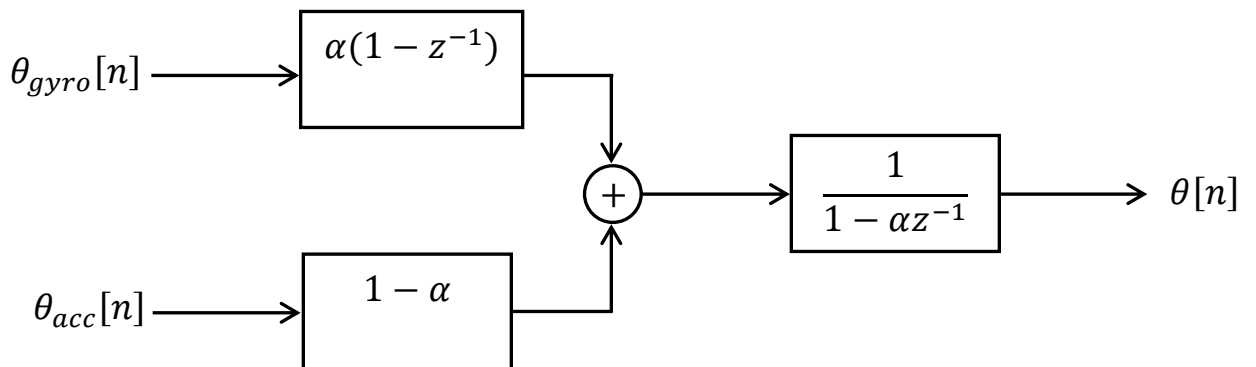
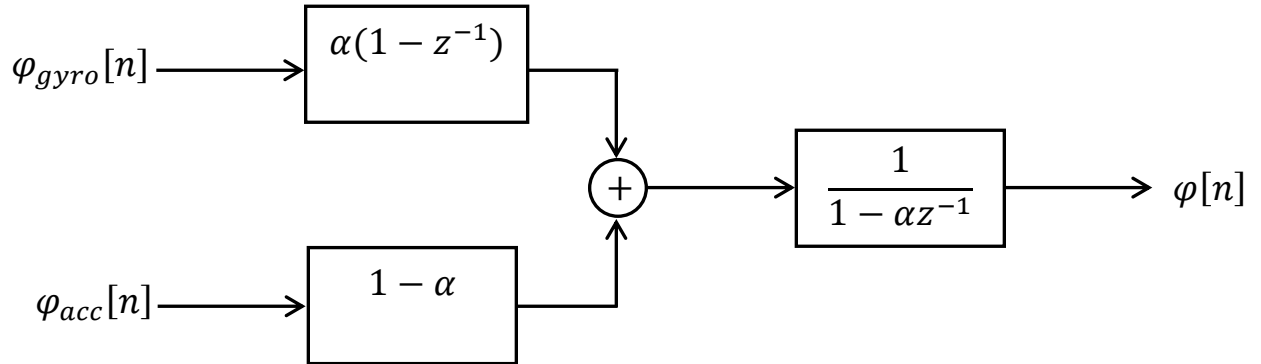


Figura 143. Sistema simplificado empleado para la estimación del ángulo de alabeo.



Con esta nueva topología fue posible emplear la superposición para determinar las ecuaciones de diferencias a implementar en el controlador de señales (Ecuaciones 73 y 76), como se detalla a continuación:

$$(71) \quad \theta[n] - \alpha\theta[n - 1] = \alpha\theta_{gyro}[n] - \alpha\theta_{gyro}[n - 1]$$

$$(72) \quad \theta[n] - \alpha\theta[n - 1] = (1 - \alpha)\theta_{acc}[n]$$

$$(73) \quad \theta[n] = \alpha(\theta_{gyro}[n] - \theta_{gyro}[n - 1] + \theta[n - 1]) + (1 - \alpha)\theta_{acc}[n]$$

$$(74) \quad \varphi[n] - \alpha\varphi[n - 1] = \alpha\varphi_{gyro}[n] - \alpha\varphi_{gyro}[n - 1]$$

$$(75) \quad \varphi[n] - \alpha\varphi[n - 1] = (1 - \alpha)\varphi_{acc}[n]$$

$$(76) \quad \varphi[n] = \alpha(\varphi_{gyro}[n] - \varphi_{gyro}[n - 1] + \varphi[n - 1]) + (1 - \alpha)\varphi_{acc}[n]$$

Estas expresiones fueron modificadas posteriormente para emplear aritmética de punto fijo sobre datos del tipo fraccional Q15.16 durante su implementación en el controlador de señales¹⁸.

Luego de implementar los sistemas, se empleó la conexión serial-USB con la PC y MATLAB para obtener las muestras de los ángulos de cabeceo y alabeo luego de ser procesados por el sistema de filtrado complementario, y se les contrastó con las estimaciones obtenidas con el acelerómetro y el giroscopio. Se presentan los resultados de someter a los sensores a una serie de rotaciones, a favor y en contra de las agujas del reloj, en los ejes de cabeceo y alabeo en las siguientes figuras.

¹⁸ Los detalles de la implementación del sistema de filtrado complementario se encuentran contenidos dentro de la rutina principal del archivo *main.c* del repositorio de código referenciado en los anexos.

Figura 144. *Contraste de estimaciones para el ángulo de cabeceo (3000 muestras tomadas, en intervalos de T_s segundos).*

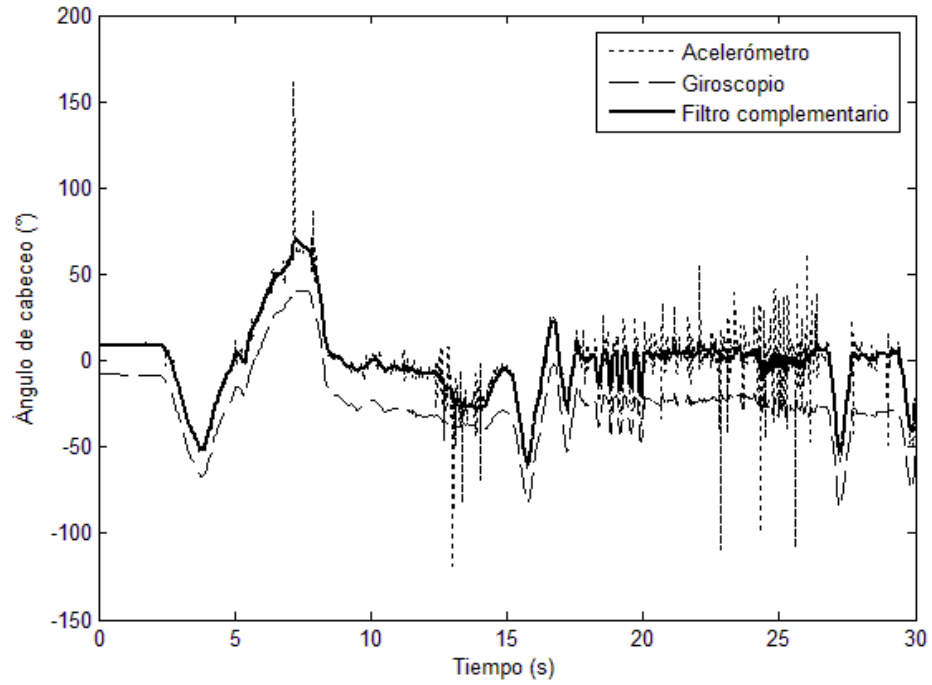


Figura 145. *Acercamiento del contraste de estimaciones para el ángulo de cabeceo.*

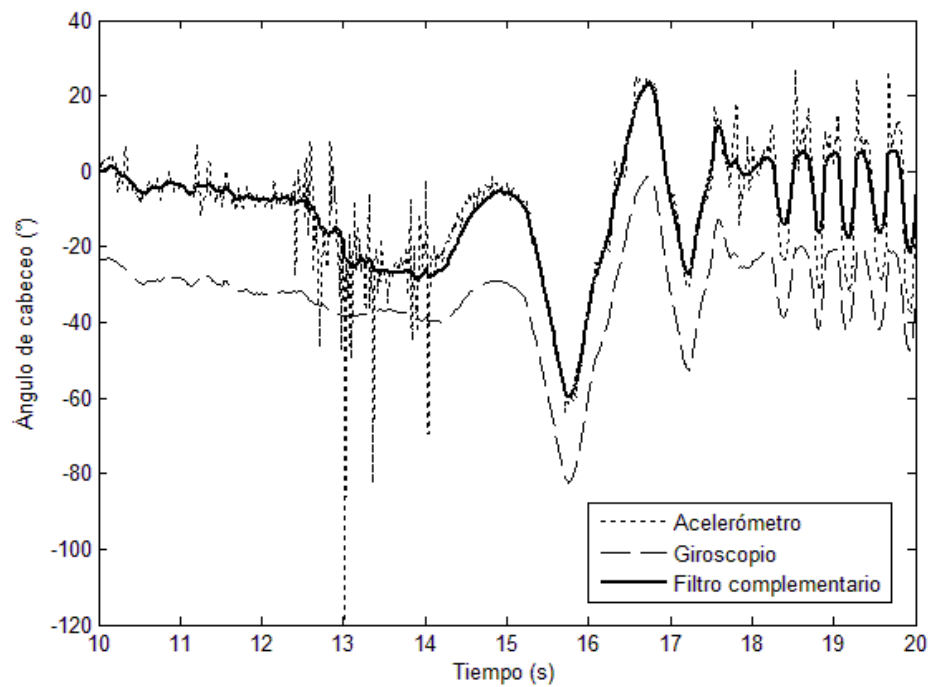


Figura 146. *Contraste de estimaciones para el ángulo de alabeo (3000 muestras tomadas, en intervalos de T_s segundos).*

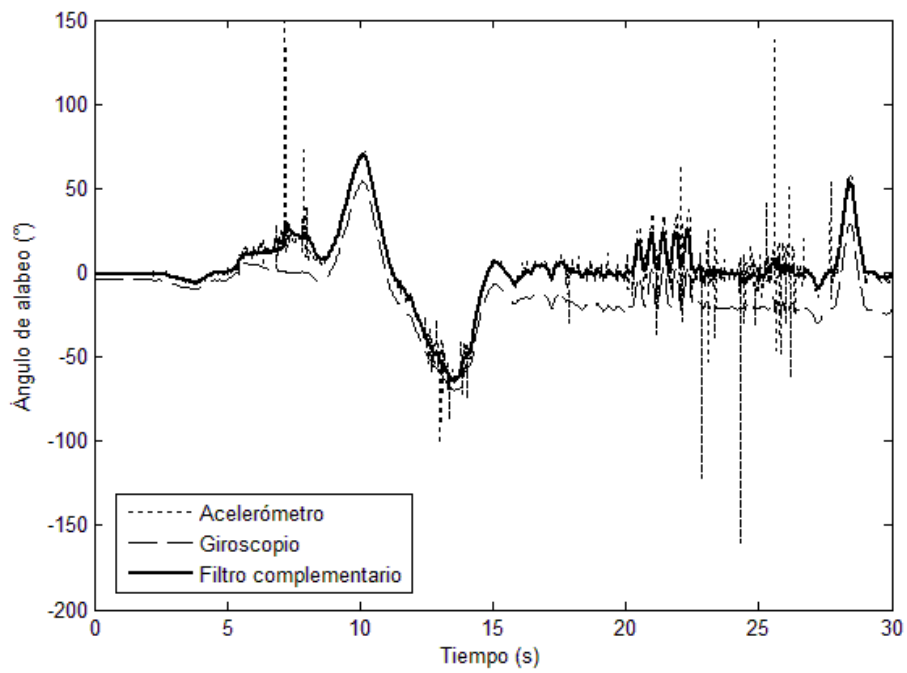
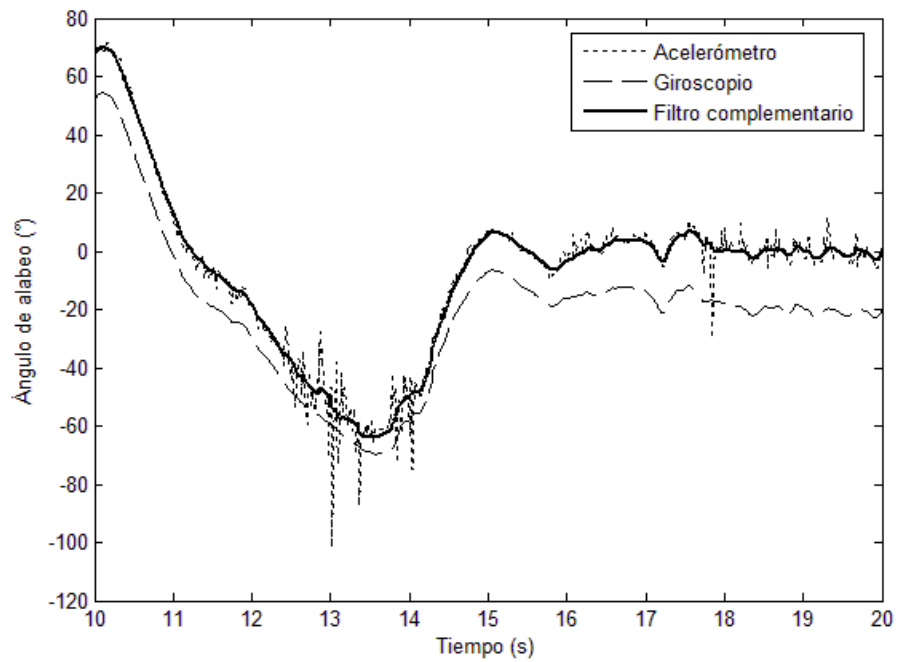


Figura 147. *Acercamiento del contraste de estimaciones para el ángulo de alabeo.*



En las figuras pudo observarse que los ángulos de navegación obtenidos carecían de tanto el desfase de las mediciones con el giroscopio como de la sensibilidad a pequeños movimientos del acelerómetro, validando el diseño de los sistemas de filtrado complementario.

3. **Discusión.** Como pudo observarse en las Figuras 143, 144, 145 y 146 los resultados obtenidos mediante el sistema de filtrado complementario -con frecuencia de corte cercana a los 0.32Hz- fueron satisfactorios y conforme lo esperado, ya que fue posible eliminar tanto el ruido de baja frecuencia del giroscopio como el de alta frecuencia del acelerómetro, obteniendo estimaciones de los ángulos de cabeceo y alabeo consistentes a través del rango completo de frecuencias considerado. Teniendo a disposición estimaciones satisfactorias de dos de los ángulos de navegación, es posible implementar sistemas para controlarlos resultando en aplicaciones tales como plataformas de auto nivelación (el caso para el megaproyecto TEIA), péndulos invertidos, cuadricópteros, vehículos no tripulados y corrección de mediciones de posicionamiento global (GPS).

Sin embargo, pudieron observarse algunos aspectos de importancia que no fueron considerados durante el desarrollo del experimento, los cuales podrían afectar tanto las estimaciones de los ángulos de navegación como el comportamiento de los sistemas que dependen de la constancia de las mismas. Uno de los factores no considerados fue el inevitable desbordamiento en la estimación de ángulos por medio del giroscopio, dado el constante desfase de cero producto de la aproximación discreta de un operador continuo. Por tanto, debería realizarse una aproximación del tiempo mínimo a transcurrir luego del inicio de la operación del dispositivo hasta el desbordamiento, para determinar si existe la posibilidad de que ocurra durante una sesión de uso prolongado por el usuario. En caso de ser un factor crítico para la seguridad del usuario, se recomienda modificar el diseño propuesto del sistema de filtrado complementario para tomar en cuenta la compensación del desfase de las mediciones del giroscopio, o reestablecer en cero la medición después de cierto intervalo de operación.

El factor restante no considerado correspondió al modelo (o falta de) empleado para los errores de alta y baja frecuencia presentes en las estimaciones de los ángulos de navegación obtenidos mediante las mediciones del acelerómetro y el giroscopio. Dado que los sistemas de filtrado complementario no requieren una descripción estadística del ruido presente en sus entradas, su respuesta no está garantizada a ser la óptima para cualquier tipo de situación que se presente. Para solventar esta situación, se recomienda evaluar la posibilidad de implementar un sistema que emplee la teoría de estimación y el análisis de sistemas en el dominio del tiempo utilizando variables de estado, tal como los filtros de Kalman.

G. ESTIMACIÓN DEL ÁNGULO DE GUIÑADA EMPLEANDO UNA BRÚJULA DIGITAL CON COMPENSACIÓN DE INCLINACIÓN

El presente capítulo describe el proceso de diseño de una brújula digital con compensación de inclinación y su posterior utilización como un medio de estimación para el ángulo de guiñada (ψ), además de detallar la selección de los componentes electrónicos requeridos y la implementación de los algoritmos de procesamiento de señales en el controlador digital de señales.

1. **Diseño.** Con base en la metodología general y en los resultados deseados se planteó el siguiente procedimiento para la especificación, diseño y análisis del experimento.

- Identificación y especificación de los parámetros requeridos por el magnetómetro MEMS a utilizar.
- Selección y obtención del magnetómetro MEMS a emplear en el presente experimento y posteriores.
- Implementación del controlador para el magnetómetro MEMS en el controlador digital de señales, mediante el lenguaje de programación C.
- Calibración y normalización de las mediciones de campo magnético, empleando el controlador digital de señales.
- Implementación de la brújula digital con compensación de inclinación utilizando las mediciones de campo magnético y los ángulos de cabeceo y alabeo.
- Estimación del ángulo de guiñada empleando las mediciones de campo magnético compensadas.
- Análisis temporal y espectral de la estimación obtenida, por medio de una comunicación Serial-USB con una PC y MATLAB.
- Diseño teórico del sistema de procesamiento de señales para la correcta medición del ángulo de guiñada.
- Implementación del sistema en el controlador digital de señales utilizando aritmética de punto fijo y el motor DSP del dispositivo, bajo el lenguaje de programación C.
- Análisis de rendimiento y ajuste de parámetros del sistema implementado.
- Análisis final y validación del experimento.

2. **Ejecución y resultados.** Previamente a utilizar expresiones matemáticas que relacionaran las estimaciones de los ángulos de cabeceo y alabeo obtenidas en el experimento anterior con las mediciones compensadas de campo magnético, fue necesario definir los parámetros bajo los cuales se evaluaría la selección del magnetómetro MEMS a utilizar. Estos se resumen a continuación.

- Ser capaz de medir el campo magnético presente en cualquiera de los 3 ejes de navegación.
- Poseer un rango de medición que incluya la magnitud del campo magnético de la Tierra (de 0.25 a 0.6 gauss).
- Presentar sus mediciones de forma digital, accesibles por medio de un protocolo estándar de comunicación serial para múltiples esclavos (I²C, SPI, RS485, etc.).
- Poseer una resolución mínima de 10 bits para las mediciones de campo magnético.
- Encontrarse disponible en tarjetas electrónicas de desarrollo económicas, que permitan el acceso a sus terminales y el desarrollo de prototipos de forma rápida y sencilla.

Como primera opción se decidió evaluar el magnetómetro contenido en el sensor MEMS LSM303DLHC de STMicroelectronics, utilizado para la obtención de mediciones de aceleración lineal en el experimento previo, para determinar si éste cumplía con los parámetros establecidos. Afortunadamente, el magnetómetro del LSM303DLHC cumplió con la totalidad de parámetros considerados, lo cual evitó la adquisición de una plataforma electrónica adicional al minIMU-9 v2 de Pololu Electronics.

De manera similar al experimento previo se utilizó la librería desarrollada en el lenguaje de programación C para el manejo del módulo de comunicación I2C¹⁹ contenido en el controlador digital de señales, al igual que el controlador de dispositivo desarrollado para el sensor LSM303DLHC²⁰ con el fin de configurar el magnetómetro con un rango de medición de ± 1.3 gauss y una toma de mediciones ininterrumpida a 30Hz. Bajo esta configuración se determinó que la sensibilidad del magnetómetro era de 1100 LSB/gauss para las mediciones correspondientes a los ejes x & y, mientras que era de 980 LSB/gauss para el eje z, según las especificaciones del fabricante (Cuadro 24). Previo a realizar la normalización de las mediciones de campo magnético fue necesario realizar una calibración en cada uno de los ejes respectivos del sensor, para lo cual se utilizó una rutina de calibración sencilla incluida en el controlador de dispositivo respectivo al magnetómetro, basada en los fundamentos teóricos descritos en el marco teórico. Siguiendo este procedimiento fue posible determinar los parámetros requeridos para proceder con la normalización de las mediciones empleando las Ecuaciones 77, 78 y 79.

¹⁹ La implementación de las rutinas de comunicación I2C se detallan en los archivos *i2c1_master_simple.h* y *i2c1_master_simple.c* en el repositorio de código referenciado en los anexos.

²⁰ Las rutinas referentes al manejo de sensores MEMS se detallan en los archivos *lsm303dlhc.h*, *lsm303dlhc.c*, *l3gd20.h* y *l3gd20.c* del repositorio de código referenciado en los anexos.

$$(77) \quad H_x[n] = \frac{X_M - (Xmax_M + Xmin_M)/2}{1100}$$

$$(78) \quad H_y[n] = \frac{Y_M - (Ymax_M + Ymin_M)/2}{1100}$$

$$(79) \quad H_z[n] = \frac{Z_M - (Zmax_M + Zmin_M)/2}{980}$$

Donde,

- $H_x[n]$, $H_y[n]$, $H_z[n]$ corresponden a las fuerzas del campo magnético en gauss medidas en los ejes x, y & z respectivamente.
- X_M , Y_M , Z_M corresponden a la información contenida en los registros de medición del magnetómetro.
- $Xmax_M$, $Ymax_M$, $Zmax_M$ corresponden a las mediciones máximas registradas durante la calibración del magnetómetro.
- $Xmin_M$, $Ymin_M$, $Zmin_M$ corresponden a las mediciones mínimas registradas durante la calibración del magnetómetro.

Es de importancia mencionar que, de igual forma que para el experimento del capítulo previo, las expresiones descritas con anterioridad fueron modificadas para operar bajo aritmética de punto fijo en datos de tipo Q15.16²¹ antes de su implementación en el controlador digital de señales. Este proceso adicional se aplicó de igual manera a las expresiones descritas posteriormente en el presente capítulo, sin excepción.

Al tener a disposición las mediciones de la fuerza del campo magnético en los tres ejes de navegación, se prosiguió a utilizar las estimaciones de los ángulos de cabeceo y alabeo obtenidas previamente para compensar la inclinación a la cual podría estar sujeto el sensor, introduciendo ésta un error considerable en la estimación del ángulo de guiñada de no considerarse. Para ello se derivaron expresiones matemáticas que relacionaran los ángulos de cabeceo y alabeo con las mediciones de campo magnético compensadas, con base en el desarrollo teórico de una brújula digital con compensación detallado en el marco teórico (Ecuaciones 31 y 32), tomando en cuenta las ventajas inherentes a utilizar la fusión de un acelerómetro con un giroscopio versus un acelerómetro individual. Se detallan a continuación las relaciones derivadas.

$$(80) \quad Hcp_x[n] = H_x[n]\cos(\theta[n]) + H_z[n]\sin(\theta[n])$$

$$(81) \quad Hcp_y[n] = H_y[n]\cos(\varphi[n]) - H_z[n]\sin(\varphi[n])$$

$$(82) \quad Hcp_z[n] = H_z[n]\cos(\theta[n]) - H_x[n]\sin(\theta[n])$$

²¹ La implementación de las expresiones utilizando aritmética de punto fijo puede observarse en el manejo de sentencias con variables de tipo `_Q16` dentro del archivo `main.c` del repositorio de código.

Donde,

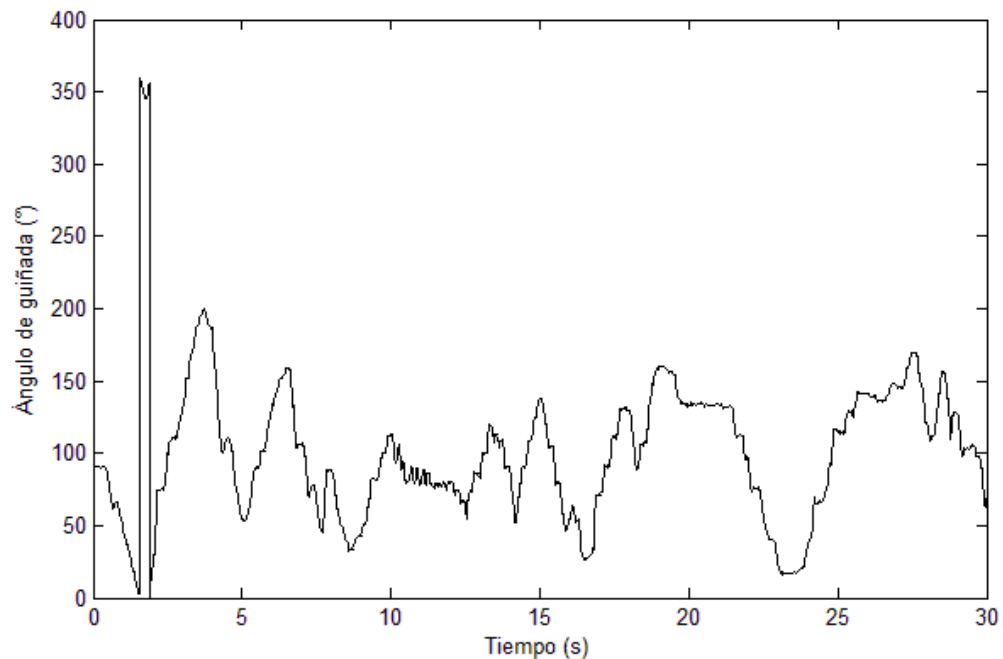
- $Hcp_x[n]$, $Hcp_y[n]$, $Hcp_z[n]$ corresponden a las mediciones de campo magnético con compensación de inclinación.

Luego de tener a disposición las mediciones compensadas, fue posible emplear la Ecuación 83 para obtener una estimación del ángulo de guiñada.

$$(83) \quad \psi[n] = \arctan2\left(\frac{-Hcp_y[n]}{Hcp_x[n]}\right) * \frac{180}{\pi} + 180$$

Se continuó con el procedimiento al realizar una conexión Serial-USB entre el controlador digital de señales y una PC, mediante la tarjeta USB-UART y el programa de adquisición y almacenamiento de datos desarrollado en MATLAB. Se muestran a continuación los resultados de someter al sensor a una serie de rotaciones, a favor y en contra de las agujas del reloj, en el eje de guiñada.

Figura 148. Interpolación lineal de 3000 estimaciones del ángulo de guiñada obtenidas mediante las mediciones compensadas de campo magnético.



Analizando el comportamiento del ángulo de guiñada se observó que éste carecía de las severas fuentes de ruido encontradas en el experimento previo para las estimaciones de los ángulos de cabeceo y alabeo.

Con fines de evaluar la robustez de la medición, se sometió al magnetómetro a fuentes de campo magnético externas en la forma de una fuente de alimentación de laboratorio ordinaria. Desafortunadamente, se observó que los elementos inductivos contenidos dentro de la fuente de alimentación introducían ruido de (relativamente) alta frecuencia a las mediciones de campo compensadas. Este hallazgo se detalla en las siguientes figuras, en donde se observa el efecto de 2 ciclos de encendido y apagado de la fuente de voltaje de laboratorio.

Figura 149. *Efecto de campos magnéticos externos en la estimación del ángulo de guiñada.*

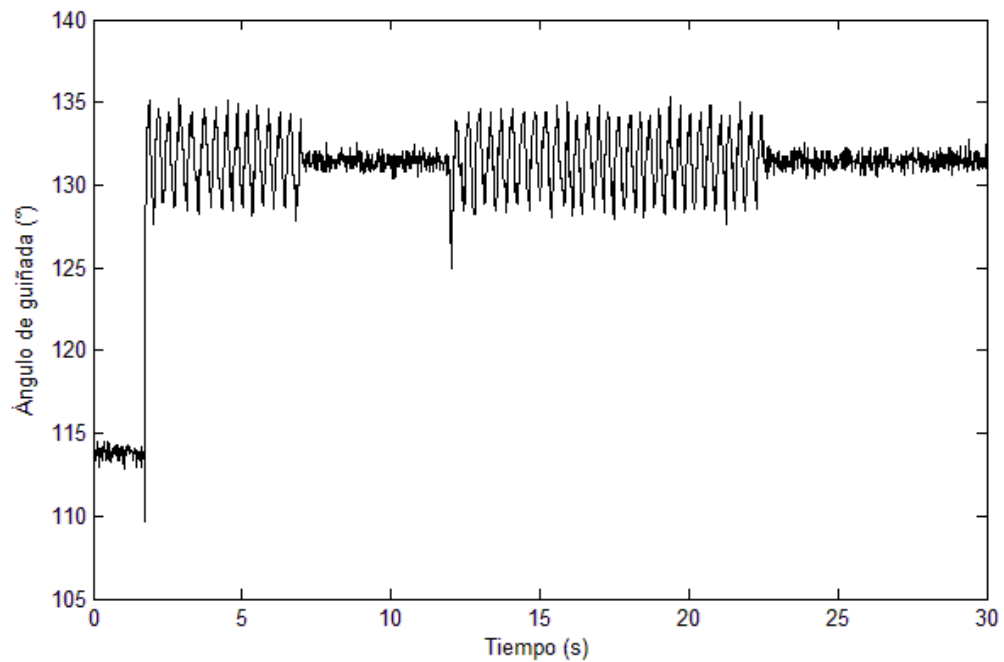
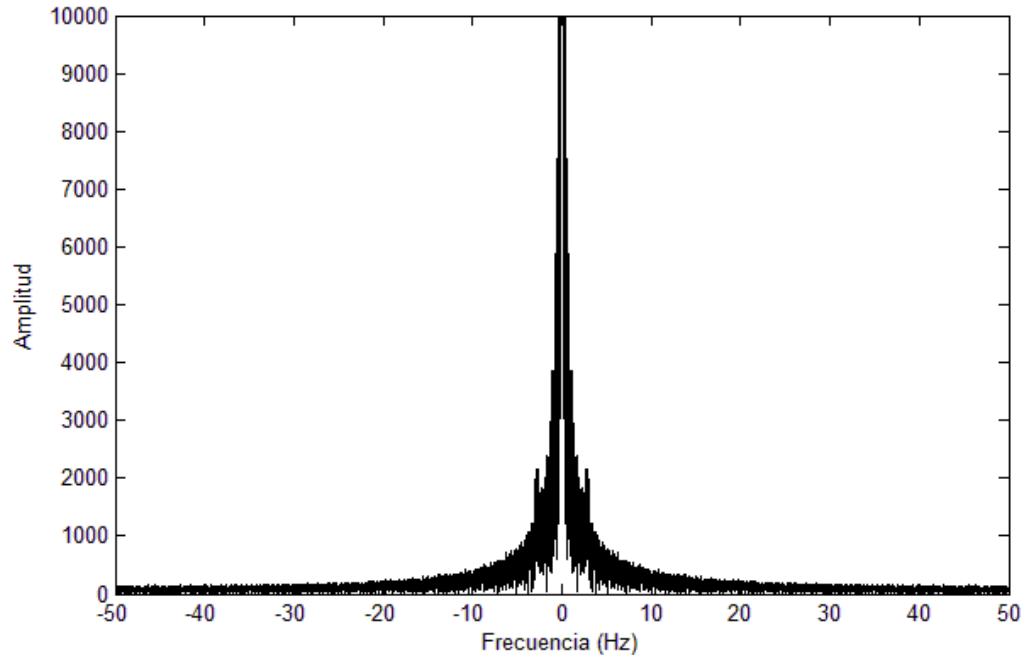


Figura 150. Efecto de campos magnéticos externos en el espectro de las mediciones del ángulo de guiñada (Se muestra la interpolación lineal de una FFT de 4096 puntos sobre un eje de frecuencia des-normalizada).



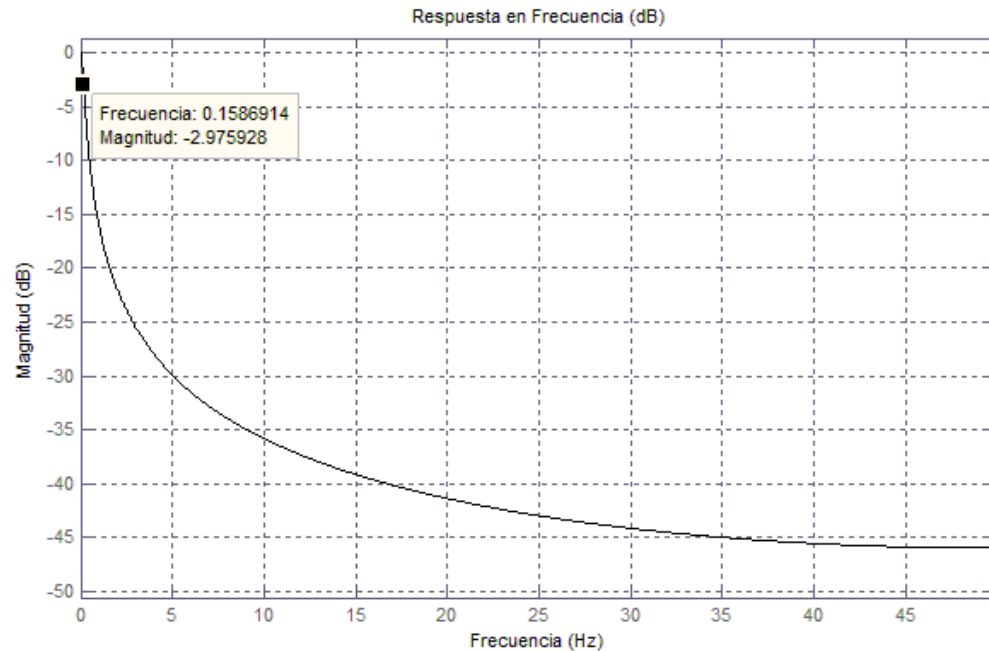
Reconociendo las características espectrales del ruido introducido por las fuentes externas de campo magnético, se tomó la decisión de implementar un filtro pasa bajas para eliminar el contenido de alta frecuencia contenido en las estimaciones del ángulo de guiñada. Para esta tarea se seleccionó el filtro pasa bajas IIR de primer orden (un retardo) empleado previamente en el filtrado de las mediciones del acelerómetro, de la siguiente manera.

Figura 151. Filtro pasa bajas implementado para la corrección de las estimaciones del ángulo de guiñada.

$$\psi[n] \longrightarrow \boxed{\frac{1 - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}}} \longrightarrow \psi_{LF}[n]$$

Para éste caso, se incrementó el valor de la constante α hasta 0.99 versus el valor de 0.98 seleccionado para el sistema del experimento anterior, dada la necesidad de un filtrado más severo para garantizar la validez de las estimaciones, al no haber otras mediciones presentes como para realizar una fusión de sensores. Se describe gráficamente el filtro implementado a continuación.

Figura 152. Magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas IIR implementado con $\alpha=0.99$, sobre un eje de frecuencia des-normalizada.



Se determinó que el filtro presentó una frecuencia de corte (a -3dB) de aproximadamente 0.16Hz. Al tener definida la función de transferencia del filtro IIR seleccionado, se prosiguió a implementar la ecuación de diferencias respectiva en el controlador de señales, utilizando aritmética de punto fijo sobre datos del tipo Q15.16²². Luego de la implementación del filtro se prosiguió a obtener un nuevo conjunto de estimaciones a través de la conexión Serial-USB con la PC, las cuales se muestran en la Figura 152. Para esta ocasión, el magnetómetro fue sometido a 3 ciclos de encendido y apagado de la fuente externa de campo magnético. Adicionalmente, se sometió de nuevo al magnetómetro a una serie de rotaciones en el eje de guiñada para observar la respuesta de las estimaciones del ángulo respectivo, los resultados se muestran en la Figura 153.

²² Puede observarse la implementación del filtro en el ciclo principal del archivo *main.c* contenido en el repositorio de código referenciado en los anexos.

Figura 153. Efectos del filtrado en las estimaciones del ángulo de guiñada (Se muestra la interpolación lineal de 3000 muestras de las señales).

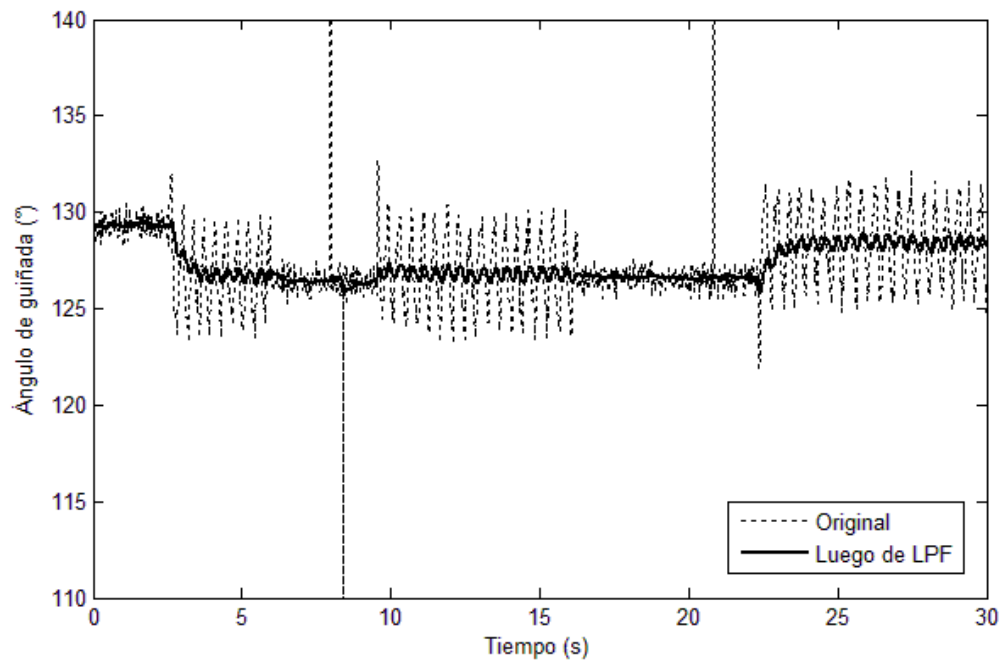
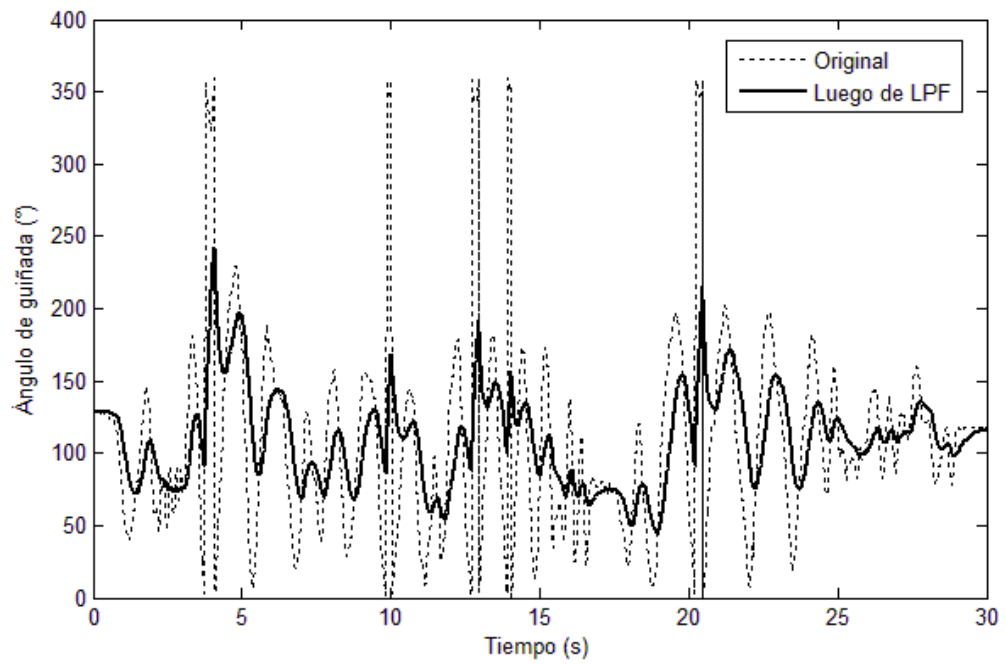
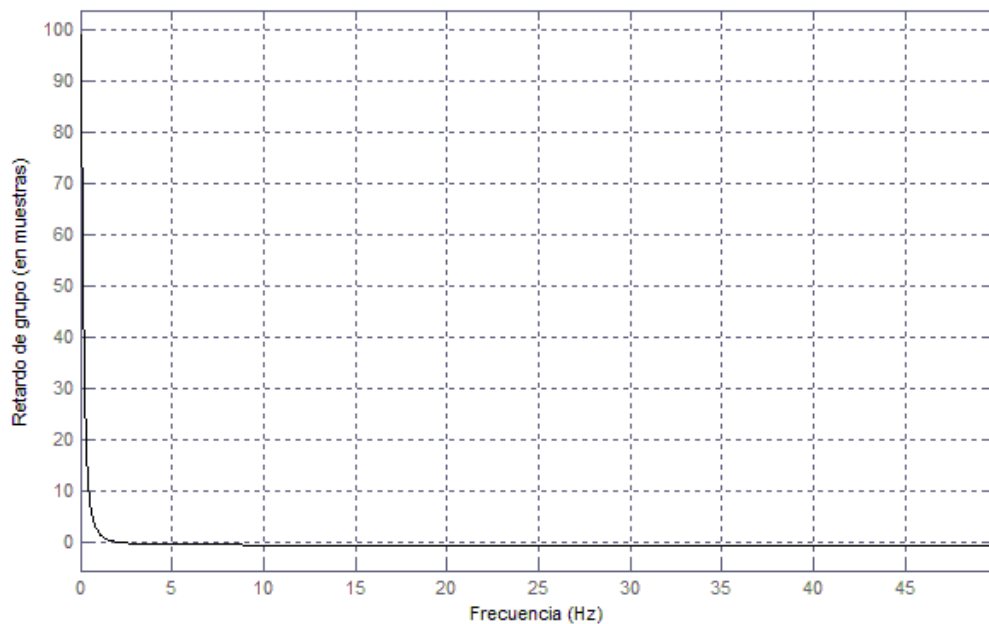


Figura 154. Contraste de las estimaciones del ángulo de guiñada, con y sin filtrado.



Analizando los resultados se observó que la mayoría del ruido introducido a causa de la fuente externa de campo magnético fue eliminado por el filtro pasa bajas implementado. Sin embargo, se observó un retardo considerable en las estimaciones obtenidas luego del filtrado. Se confirmó este comportamiento al determinar el retardo de grupo del filtro implementado, en donde se observó un retardo de aproximadamente 100 muestras para las frecuencias bajas de la señal del ángulo de guiñada, por lo que la disponibilidad de las mediciones de interés podía ser retrasada hasta 1 segundo.

Figura 155. Retardo de grupo en función de frecuencia des-normalizada para el filtro pasa bajas implementado.



3. **Discusión.** A pesar que el retardo de grupo para el filtro pasa bajas resultó ser considerable para el contenido de baja frecuencia de las estimaciones del ángulo de guiñada, no fue necesario rediseñar el sistema debido a las condiciones relajadas respecto al tiempo de adquisición del ángulo de guiñada, asociadas a la aplicación descrita en el presente trabajo. Por tanto, fue posible asegurar que las estimaciones del ángulo de guiñada obtenidas luego de realizar el filtrado resultaron conforme a lo requerido, como fue posible observar en la Figura 153, brindando validez al experimento.

Tener a disposición una estimación suficientemente buena del ángulo de guiñada no sólo fue necesario para la implementación de los sistemas de control descritos en capítulos posteriores, sino que también prueba ser de importancia al desear implementar una brújula digital que presente resultados válidos en cualquier situación. Es de importancia mencionar que, al emplear un algoritmo de fusión de sensores para la estimación de los ángulos de cabeceo y alabeo, se logró obtener un sistema de orientación más robusto

que el descrito en el marco teórico, ya que las mediciones del ángulo de guiñada son válidas tanto para cuando el usuario está estacionario como cuando se encuentra en movimiento. Adicionalmente, los algoritmos eficientes desarrollados empleando aritmética de punto fijo pueden ser adaptados e implementados posteriormente en aplicaciones para móviles, en donde se requiera el conocimiento de la orientación sin emplear una cantidad considerable de recursos computacionales.

A pesar de los resultados satisfactorios, se identificaron algunos aspectos a mejorar en la siguiente iteración del experimento descrito en el capítulo. Primero, es recomendable evaluar la posibilidad de utilizar otro sensor para la estimación del ángulo de guiñada e implementar un sistema de fusión de sensores similar al experimento previo, con el fin de evitar errores perjudiciales en las mediciones del magnetómetro, tales como las ocurridas al estar sometido el sensor a fuentes de campo magnético adicionales al de la Tierra. Finalmente, se recomienda investigar con más profundidad acerca de posibles filtros pasa baja a utilizar, con el fin de encontrar uno con un mejor balance entre la atenuación provista y el retardo de grupo introducido en las estimaciones de interés.

H. CONTROL DE LOS ÁNGULOS DE CABECEO Y GUIÑADA MEDIANTE SERVOMOTORES Y CONTROLADORES PID DIGITALES

El presente capítulo detalla el proceso de diseño del sistema responsable de compensar los cambios en los ángulos de cabeceo y guiñada, desde la selección de hardware hasta la especificación e implementación de los controladores PID digitales necesarios en el controlador de señales.

1. **Diseño.** Con base en la metodología general y en los resultados deseados se planteó el siguiente procedimiento para la especificación, diseño y análisis del experimento.

- Identificación y especificación de los parámetros requeridos por los servomotores a utilizar.
- Selección y obtención de los servomotores a emplear en el sistema final.
- Implementación de los controladores para los servomotores en el controlador digital de señales, mediante el lenguaje de programación C.
- Identificación y especificación de los parámetros requeridos por la estructura y mecanismos a acoplar con los servomotores.
- Selección, obtención y ensamble de los componentes mecánicos del sistema final.
- Especificación del esquemático electrónico del sistema final.
- Selección de la topología de los controladores PID a diseñar e implementar.
- Diseño teórico de los sistemas de control requeridos.
- Normalización de las estimaciones para los ángulos de cabeceo y guiñada en base a las restricciones de los controladores PID.
- Desarrollo e implementación de los algoritmos de control en el controlador digital de señales utilizando aritmética de punto fijo y el motor DSP del dispositivo, bajo el lenguaje de programación C.
- Ajuste de las salidas de los controladores para el manejo de los servomotores.
- Calibración de las ganancias de los controladores PID, por medio de una comunicación Serial-USB con una PC y MATLAB.
- Análisis y validación del sistema final.

2. **Ejecución y resultados.** La eficacia de los sistemas de control esta intrínsecamente relacionada con las características de los actuadores (mecánicos, eléctricos, etc.) involucrados, ya que no sólo restringen la topología y el tipo de control a utilizar sino que también influyen en los parámetros que describen a la respuesta del sistema completo, como el tiempo de subida. Por tanto, fue necesario definir los parámetros bajo los cuales se evaluaría la selección de los servomotores a utilizar en el sistema de ajuste dinámico final. Éstos se detallan a continuación.

- Poseer un tamaño reducido con una entrega de torque mediana.
- Ser capaz de operar a bajos voltajes.
- Presentar un rango de movimiento de al menos 90°.
- Poseer una respuesta rápida a los cambios de posición.
- Presentar una banda muerta de operación reducida.

Tomando en consideración los parámetros mencionados con anterioridad, se tomó la decisión de emplear micro servos digitales, debido a los requerimientos de respuesta rápida y alto torque. Específicamente, se seleccionó el modelo DS65HB²³ de servomotores digitales de PowerHD, distribuidos por Pololu Electronics. Posterior a la selección y obtención de los servomotores se desarrolló una librería de funciones para su manipulación²⁴, utilizando el lenguaje de programación C y el módulo de comparación de salidas del controlador digital de señales. Estas rutinas tomaron en consideración las particularidades en la operación de los servomotores seleccionados, tal como la frecuencia del tren de pulsos, el ancho mínimo y máximo del pulso de la señal de control y la duración de la banda muerta de operación. Adicionalmente, el módulo de comparación de salidas fue configurado para proporcionar una resolución de 6920 pasos entre las posiciones mínima y máxima del servomotor, correspondiendo a un cambio mínimo de aproximadamente 200ns en el ancho de pulso de la señal de control. Lo antes mencionado permitió tener un control fino de la posición de los servomotores a emplear en el control de los ángulos de navegación.

Prosiguiendo con el diseño experimental, fue necesario especificar, obtener y ensamblar los componentes mecánicos responsables de relacionar el movimiento de los servomotores con cambios en los ángulos de navegación de interés, al igual que del alojamiento del sensor de distancia y de la unidad de medición inercial. El resumen de lo requerido por el hardware mecánico final se presenta a continuación.

- Acoplar los servomotores de manera que un cambio en su posición afecte directamente a uno de los ángulos de navegación de interés.

²³ Referirse al marco teórico para el detalle de las especificaciones del servomotor.

²⁴ Las rutinas referentes al manejo de servomotores se detallan en los archivos *ds65hb_oc.h* y *ds64hb_oc.c* del repositorio de código referenciado en los anexos.

- Poseer un espacio suficiente para acoplar una tarjeta electrónica de dimensiones reducidas, responsable de alojar la unidad de medición inercial y las terminales de conexión con el controlador digital de señales.
- Poseer una forma de acoplamiento adaptable a los tipos de sensor de distancia considerados dentro del megaproyecto TEIA.

Con base en los requerimientos se decidió emplear un soporte de inclinación y paneo para servomotores pequeños, adquirido localmente, el cual se detalla en la figura siguiente.

Figura 156. *Soporte de inclinación y paneo seleccionado para el acople de servomotores y componentes electrónicos.*



Como se observa en la figura, el soporte de inclinación y paneo permitió acoplar los servomotores de tal manera que su movimiento afectase directamente el valor de los ángulos de cabeceo y guiñada, permitiendo eventualmente su control. Adicionalmente, se observó que la superficie plana superior poseía una diversidad considerable de agujeros de montaje en diversas disposiciones, los cuales podían ser empleados para el montaje sencillo de los sensores de distancia. Posteriormente se decidió realizarle un cambio adicional a la estructura, para permitir el acople de la tarjeta electrónica con la unidad de medición inercial y las terminales de conexión con el controlador digital de señales. Para ello, se estableció que la posición neutral de la superficie plana superior fuese cuando ésta formara un ángulo de 90° con la superficie plana inferior. Esto permitió la adición de una superficie plana adicional de fibra de vidrio, soportada en el marco metálico de la estructura. Se fabricó un prototipo de la tarjeta para la unidad de medición inercial y las terminales y se prosiguió a modificar el sistema mecánico, el prototipo resultante puede observarse en las figuras siguientes.

Figura 157. Vista lateral del hardware mecánico del prototipo del sistema de ajuste dinámico.

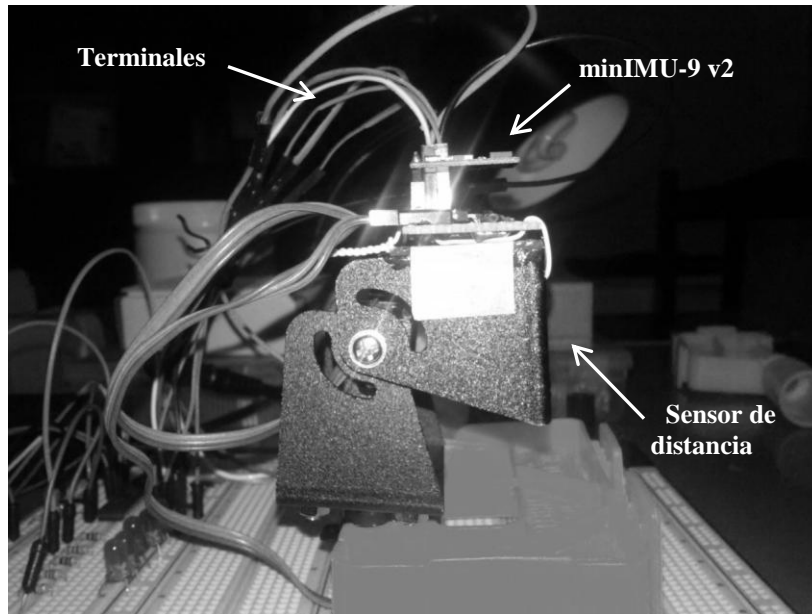


Figura 158. Vista frontal del hardware mecánico del prototipo del sistema de ajuste dinámico.

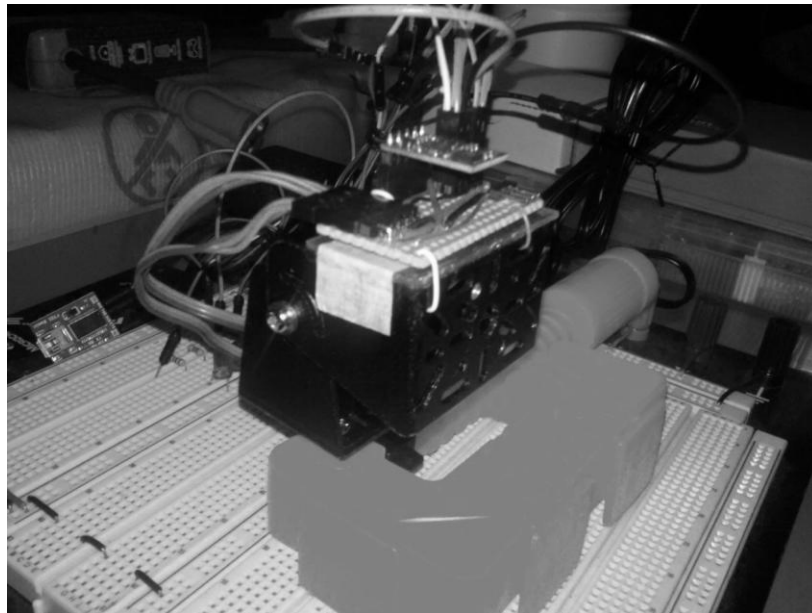
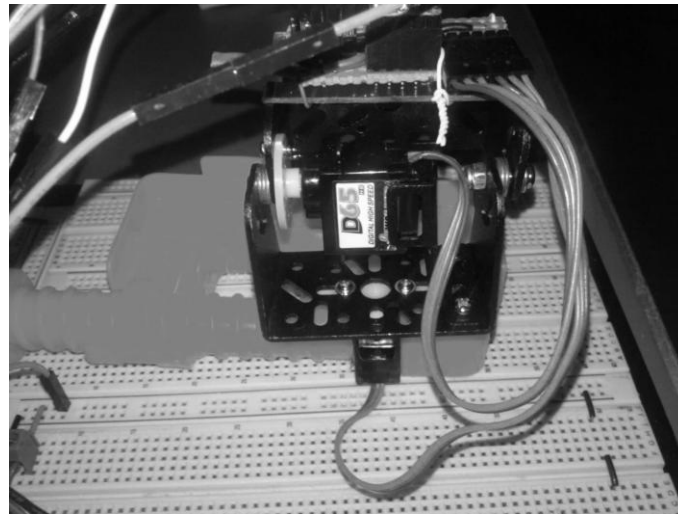
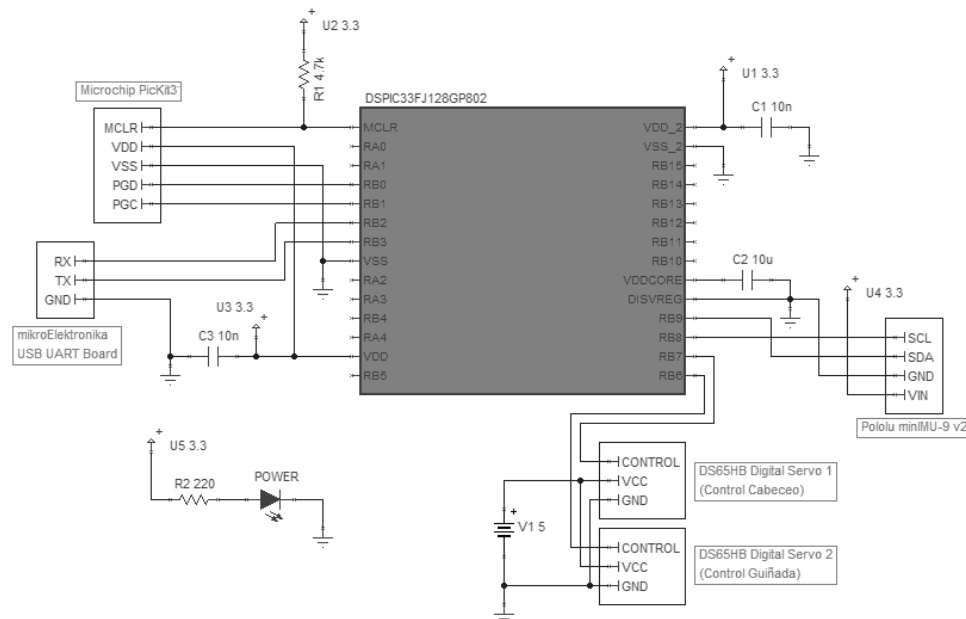


Figura 159. Vista trasera del hardware mecánico del prototipo del sistema de ajuste dinámico.



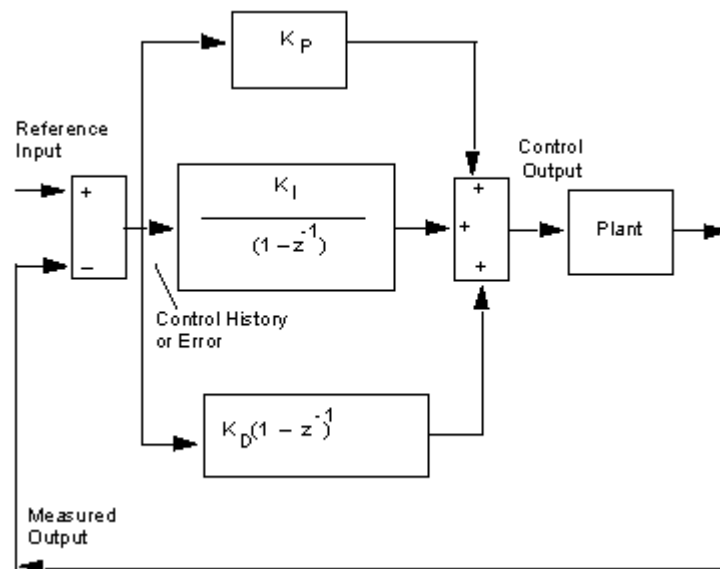
Al haber definido y ensamblado el prototipo mecánico del sistema de ajuste dinámico se prosiguió a especificar el esquemático electrónico del sistema, detallando los componentes pasivos requeridos por el controlador digital de señales al igual que sus conexiones con la unidad de medición inercial, los servomotores, la tarjeta de comunicación Serial-USB y el programador. Se empleó el software de simulación de circuitos TINA Pro v9 para la generación del esquemático del sistema de ajuste dinámico, el cual se presenta a continuación.

Figura 160. Esquemático electrónico del sistema de ajuste dinámico.



Teniendo a disposición el hardware tanto mecánico como electrónico del prototipo del sistema de ajuste dinámico, se prosiguió finalmente al diseño, especificación, implementación y calibración de los sistemas de control responsables de compensar los cambios en los ángulos de cabeceo y guiñada. Como etapa primeriza en el proceso, fue necesario seleccionar una topología -entre las diversas disponibles- para los controladores PID a utilizar, tomando en cuenta la disponibilidad de rutinas de control previamente desarrolladas y las ventajas y desventajas de cada topología. Luego de una investigación se encontró que las librerías de procesamiento de señales provistas por Microchip para la familia de controladores digitales de señales dsPIC, contenían rutinas para la implementación de controladores PID digitales que emplearan aritmética de punto fijo en datos del tipo fraccional (Q0.15) junto al motor DSP de los dispositivos. La topología del controlador PID en el cual se basaban las rutinas se detalla en la Figura 160.

Figura 161. Topología del controlador PID utilizado en las rutinas de control de la librería de procesamiento de señales de Microchip.



Cuya función de transferencia y ecuación de diferencias correspondieron a las Ecuaciones 84 y 85.

$$(84) \quad G_{PID}(z) = K_P + K_I \frac{1}{1-z^{-1}} + K_D(1-z^{-1})$$

$$(85) \quad o[n] = o[n-1] + K_1 e[n] + K_2 e[n-1] + K_3 e[n-2]$$

Donde,

- $K_1 = K_P + K_I + K_D$
- $K_2 = -K_P - 2K_D$
- $K_3 = K_D$

Este tipo de controlador PID presentó la ventaja de ser derivado completamente en el dominio del tiempo discreto, de lo cual obtuvo una independencia al período de muestreo de ser éste lo suficientemente pequeño. Adicionalmente, el retardo máximo en la ecuación de diferencias resultó ser de dos muestras, de lo cual pudo observarse que su implementación sería eficiente tanto en tiempo de computación como en memoria consumida. Finalmente, dada la naturaleza heurística de los controladores PID, fue posible ignorar la especificación de una función de transferencia para los servomotores, ya que bastó con obtener la respuesta de los sistemas a un escalón para realizar la configuración de las constantes, como se observará más adelante.

Ya con el controlador PID digital definido, se prosiguió a diseñar a nivel teórico los sistemas de control a emplear para compensar el cambio en los ángulos de cabeceo y alabeo. La descripción de estos sistemas mediante diagramas de bloques puede observarse en las Figuras 161 y 162.

Figura 162. Diagrama de bloques del sistema de control para el ángulo de cabeceo.

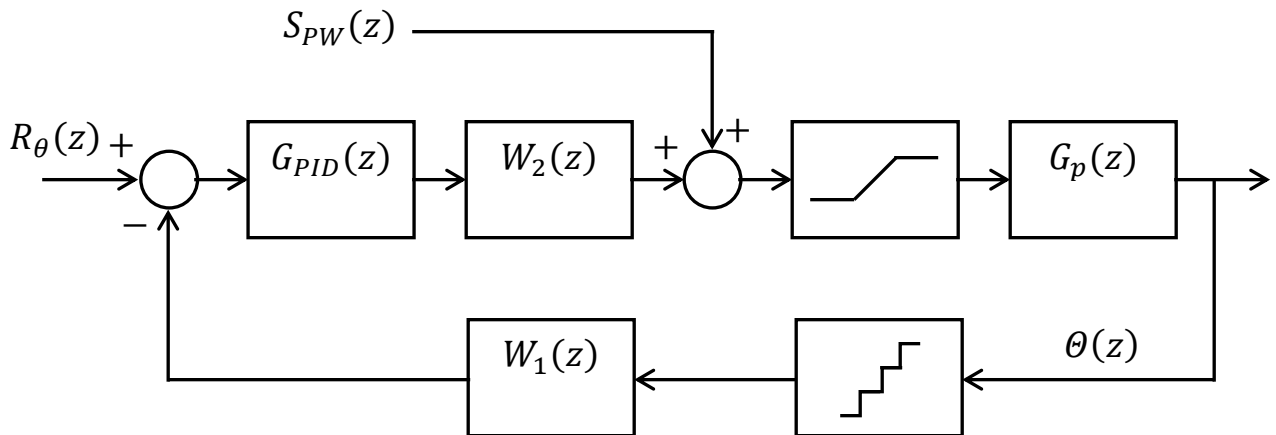
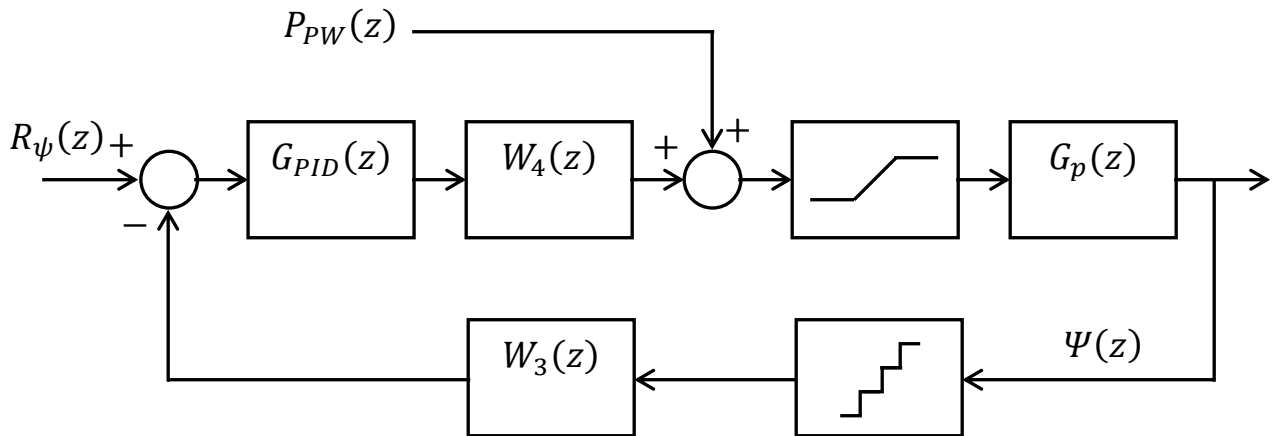


Figura 163. Diagrama de bloques del sistema de control para el ángulo de guiñada.



Donde,

- $G_{PID}(z)$ corresponde a la función de transferencia del controlador PID digital.
- $R_\theta(z)$ y $R_\psi(z)$ corresponden a las referencias de los sistemas de control para los ángulos de cabeceo y guiñada respectivamente.
- $S_{PW}(z)$ y $P_{PW}(z)$ corresponden al ancho de pulso actual de los servomotores que actúan sobre los ángulos de cabeceo y guiñada respectivamente.
- $G_p(z)$ corresponde a la función de transferencia de los servomotores en conjunto con el soporte de paneo e inclinación.
- $\theta(z)$ y $\psi(z)$ corresponden a la transformada Z de las estimaciones de los ángulos de cabeceo y guiñada respectivamente.
- $W_1(z)$ y $W_3(z)$ son las funciones de normalización para las estimaciones.
- $W_2(z)$ y $W_4(z)$ son las funciones de normalización para la salida de los controladores.
- Los bloques posteriores a la estimación de los ángulos de cabeceo y guiñada corresponden a cuantificadores.
- Los bloques posteriores a la suma de la salida del control con el ancho de pulso actual de los servomotores corresponden a saturadores.

Teniendo los sistemas de control descritos por medio de diagramas de bloques, bastó con definir cada una de las funciones de transferencia para poder implementarlos en el controlador digital de señales.

Como paso inicial, fue necesario ajustar las estimaciones de los ángulos de cabeceo y guiñada determinados en los experimentos previos, con el fin de obtener un mejor comportamiento por parte de los sistemas de control. Por tanto, se realizó una cuantificación seguida de una normalización a cada una de las señales de medición. La cuantificación se empleó con el fin de eliminar la parte decimal de las estimaciones y aproximarlas al número entero inferior más cercano. Dado que la aplicación descrita en el presente trabajo de graduación no requería de una sensibilidad considerable, fue posible perder precisión en las estimaciones de los ángulos de navegación para reducir la sensibilidad al ruido de los sistemas de control. Adicionalmente, se observó un incremento en la robustez de las mediciones, como puede observarse en las Figuras 163 y 164.

Figura 164. *Contraste entre estimaciones del ángulo de cabeceo con y sin cuantificación.*

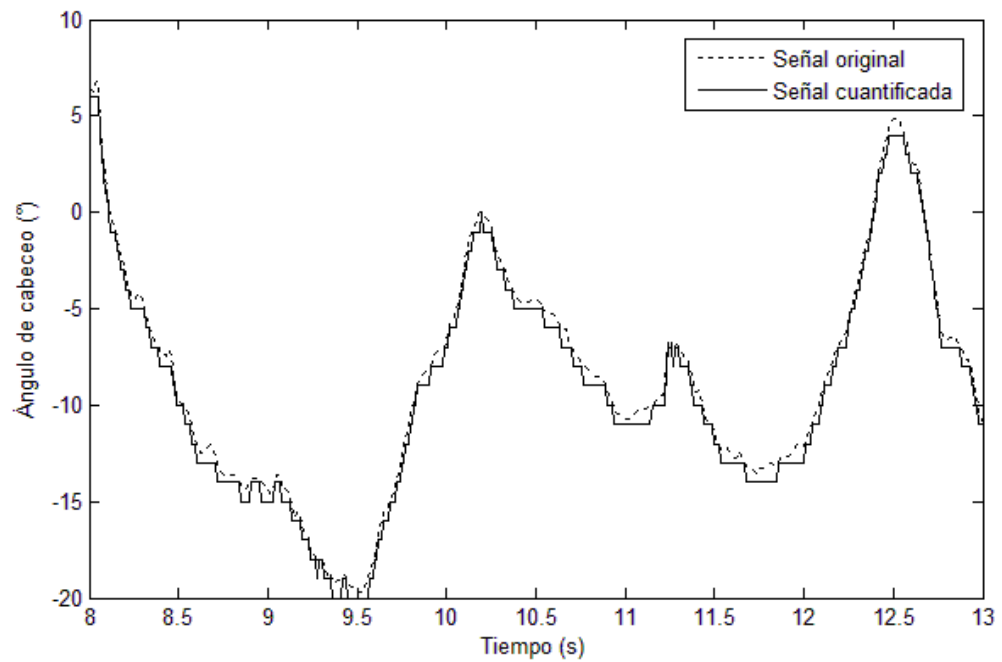
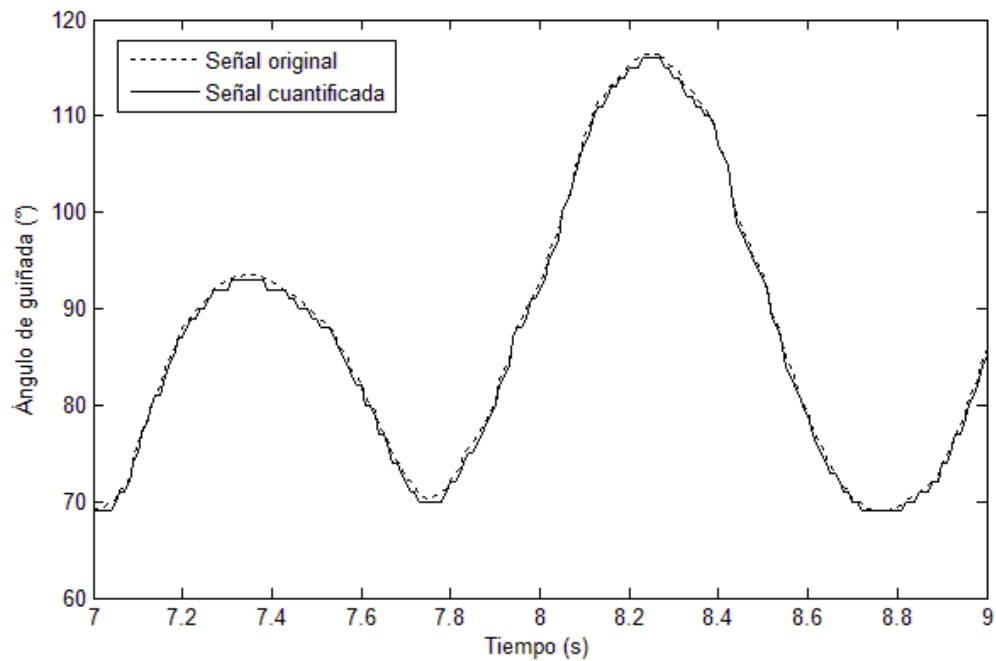


Figura 165. *Contraste entre estimaciones del ángulo de guiñada con y sin cuantificación.*



La normalización posterior a la cuantificación de las estimaciones fue requerida por las rutinas de control provistas por Microchip, ya que éstas operaban con aritmética de punto fijo sobre datos del tipo

fraccional Q0.15, que solamente podían tomar valores entre -1 y aproximadamente 1. Por tanto, las funciones de transferencia $W_1(z)$ y $W_3(z)$ correspondieron a atenuadores que limitasen los valores de las estimaciones a un rango entre -1 y 1, con base en los valores máximos posibles para los ángulos de navegación de interés (180° para el ángulo de cabeceo y 360° para el ángulo de guiñada). A continuación se especifican las funciones de transferencia empleadas para la normalización de las estimaciones.

$$(86) \quad W_1(z) = \frac{1}{180}$$

$$(87) \quad W_3(z) = \frac{1}{360}$$

Luego de la normalización, las mediciones de los ángulos de navegación estuvieron listas para ser alimentadas a las rutinas de control del procesador digital de señales, junto a las señales de referencia definidas de la forma:

$$(88) \quad R_\theta(z) = 0$$

$$(89) \quad R_\psi(z) = \frac{90}{360}$$

Se escogió un valor de cero para la referencia del sistema de control del ángulo de cabeceo dado el requerimiento que el campo de medición del sensor de distancia fuese paralelo al plano de navegación horizontal. El valor de referencia para el sistema de control del ángulo de guiñada se seleccionó de forma aleatoria con el fin de probar experimentalmente el comportamiento del control. Con la disponibilidad de tanto los valores de referencia como las estimaciones de los ángulos, ambos en datos del tipo fraccional, se prosiguió a implementar los controladores PID digitales en el controlador digital de señales²⁵, mediante las rutinas de inicialización y actualización contenidas en la librería de procesamiento de señales provista por Microchip.

Posterior a los algoritmos de control fue necesario someter a las señales resultantes a una des-normalización y una saturación previa a la actualización del ancho de pulso de los servomotores. Se empleó la etapa de saturación para evitar la operación de los servomotores afuera de sus límites de ancho de pulso, lo cual podría haber dañado de forma permanente los dispositivos de no haber sido considerado. La etapa de des-normalización consistió en restaurar el rango completo de las señales de salida de los controladores, es decir, revirtiendo el proceso realizado por los atenuadores de normalización. Adicionalmente, la des-normalización requirió la consideración del valor de banda muerta de los servomotores, con el fin de

²⁵ Los detalles de la utilización de las rutinas de control pueden observarse en el ciclo principal del archivo *main.c* del repositorio de código referenciado en los anexos. Prestar atención en las operaciones que involucren datos del tipo *fractional*.

generar cambios en el ancho de pulso de la señal lo suficientemente grandes como para ser detectados por el microcontrolador dentro de los servomotores digitales. Las funciones de transferencia para las etapas de des-normalización se detallan a continuación.

$$(90) \quad W_2(z) = 180 * S_{DB}$$

$$(91) \quad W_4(z) = 360 * P_{DB}$$

Donde,

- S_{DB} y P_{DB} corresponden a la longitud de la banda muerta (en cuentas de tiempo) de los servomotores asociados al ángulo de cabeceo y de guiñada respectivamente.

Al no ser requerida la especificación de la función de transferencia de los servomotores dada la naturaleza heurística del control PID se prosiguió a implementar las expresiones restantes²⁶ en el controlador digital de señales y se estableció una comunicación Serial-USB con una PC y MATLAB para iniciar con el proceso de calibración de las constantes de los controladores PID.

Antes de la calibración de las constantes de los controladores, se establecieron los parámetros bajo los cuales se evaluaría una respuesta como satisfactoria dadas las condiciones de la aplicación. El resumen de estos parámetros es el siguiente:

- La señal controlada debe presentar un tiempo de subida corto ($< 0.5s$), para garantizar la validez de las mediciones del sensor de distancia por lo menos una vez por segundo.
- La señal controlada debe poseer una sobre elevación mínima ($< 10\%$), para evitar que el ajuste del control sea sensible por el usuario.
- La señal controlada no debe presentar oscilaciones (poca sensibilidad al ruido), con el fin de evitar molestias en forma de ruido y vibraciones -provenientes de los servomotores- para el usuario.

Se inició la calibración de las constantes PID obteniendo la respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. Luego de analizar los resultados, se modificaron las ganancias pertinentes y se obtuvo de nuevo la respuesta al escalón. Se realizaron un total de 9 iteraciones de éste proceso antes de obtener una señal controlada satisfactoria; el ajuste de las ganancias se realizó conforme al comportamiento de los controladores PID incluido en el marco teórico. El Cuadro 26 y las gráficas desde la Figura 165 hasta

²⁶ Los detalles de la implementación de todas las expresiones referentes a los sistemas de control diseñados en el capítulo pueden encontrarse en el ciclo principal del archivo *main.c* del repositorio de código referenciado en los anexos.

la Figura 173 describen y detallan el proceso de ajuste de las ganancias del controlador. Se empleó un escalón de 30° para las pruebas del sistema de control del ángulo de cabeceo y uno de 90° para el del ángulo de guiñada.

Cuadro 26. Proceso de selección de ganancias PID.

No. Iteración	Ganancias			Características Respuesta			Posibles Acciones
	K _P	K _I	K _D	Tiempo de Subida	Sobre Elevación	Oscilaciones	
1	50%	0%	0%	Aceptable	Inaceptable	Inaceptable	↑K _D ↑K _I
2	75%	0%	10%	Aceptable	Inaceptable	Inaceptable	↑K _D ↑K _I
3	75%	0%	15%	Aceptable	Inaceptable	Inaceptable	↓K _D ↑K _I
4	75%	5%	10%	Aceptable	Inaceptable	Inaceptable	↓K _P ↓K _I
5	50%	0%	10%	Aceptable	Inaceptable	Aceptable	↓K _P
6	30%	0%	10%	Aceptable	Aceptable	Aceptable	↓K _P ↑K _D
7	30%	0%	15%	Aceptable	Aceptable	Inaceptable	↓K _P ↓K _D
8	25%	0%	10%	Aceptable	Aceptable	Aceptable	↓K _P
9	20%	0%	10%	Aceptable	Aceptable	Aceptable	↓K _P

Figura 166. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. K_P = 50%, K_I = 0% y K_D = 0%.

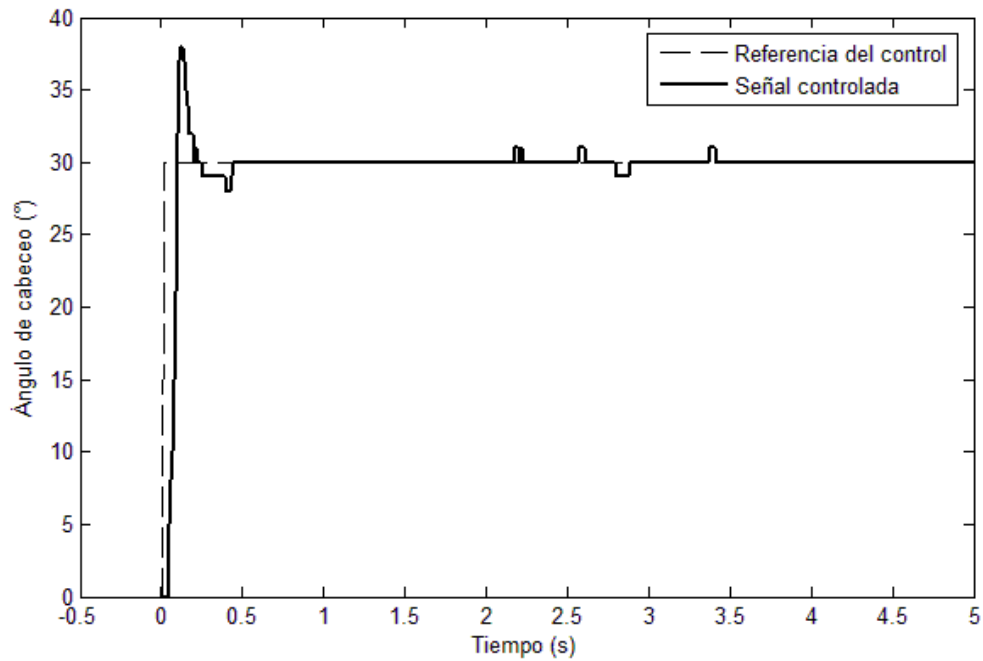


Figura 167. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 75\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 10\%$.

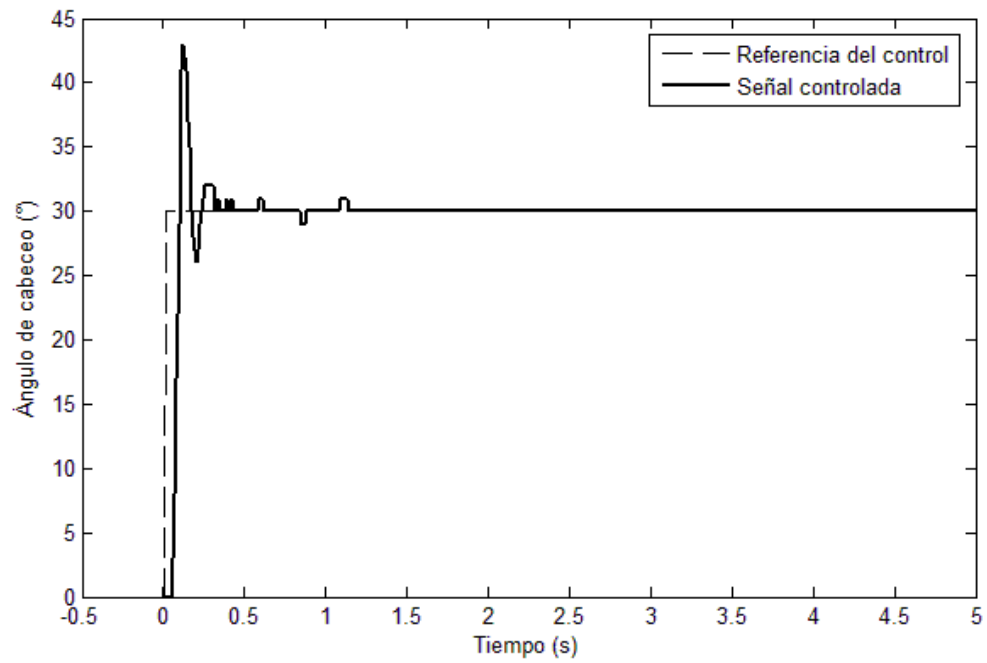


Figura 168. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $KP = 75\%$, $KI = 0\%$ y $KD = 15\%$.

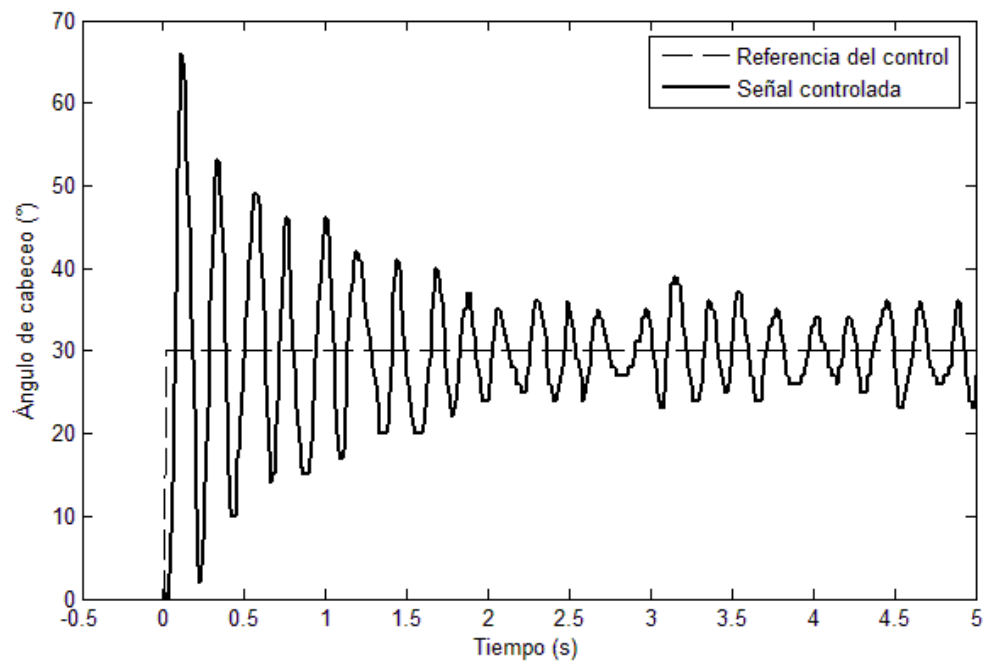


Figura 169. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $K_P = 75\%$, $K_I = 5\%$ y $K_D = 10\%$.

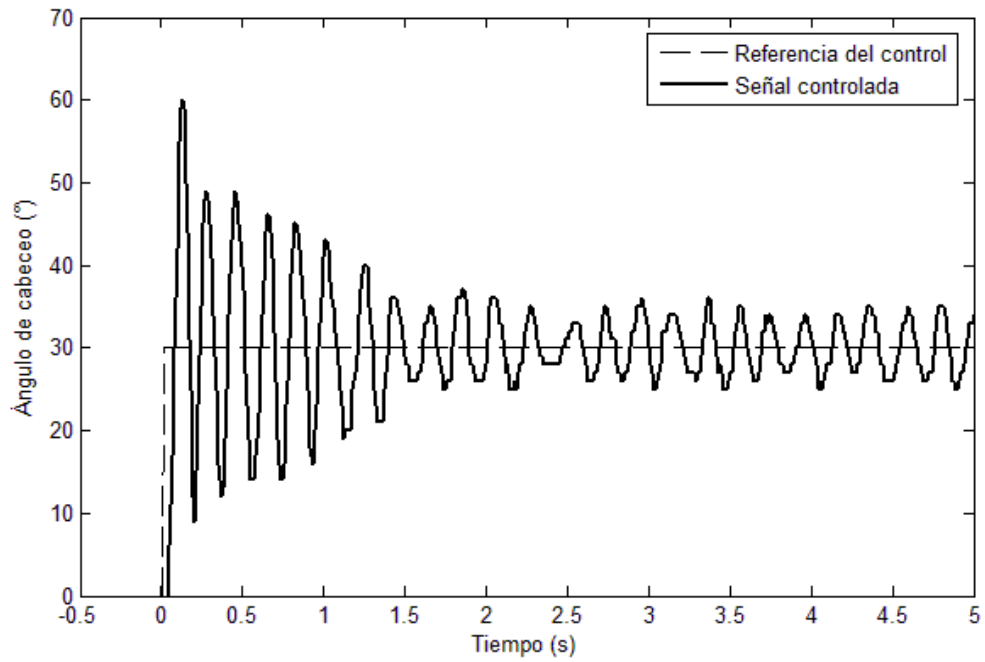


Figura 170. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $K_P = 50\%$, $K_I = 0\%$ y $K_D = 10\%$.

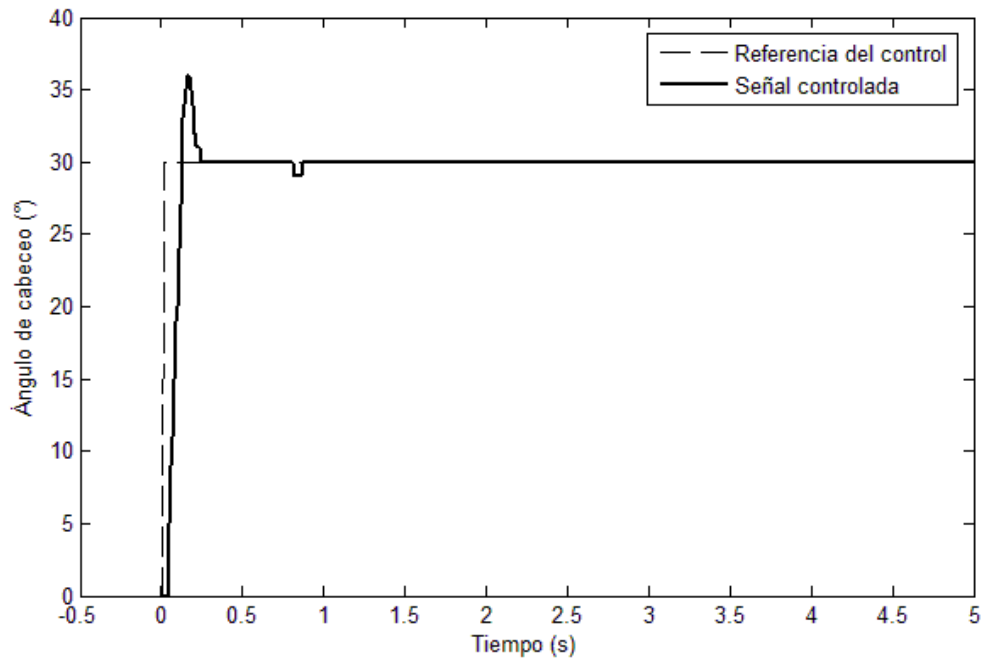


Figura 171. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $K_P = 30\%$, $K_I = 0\%$ y $K_D = 10\%$.

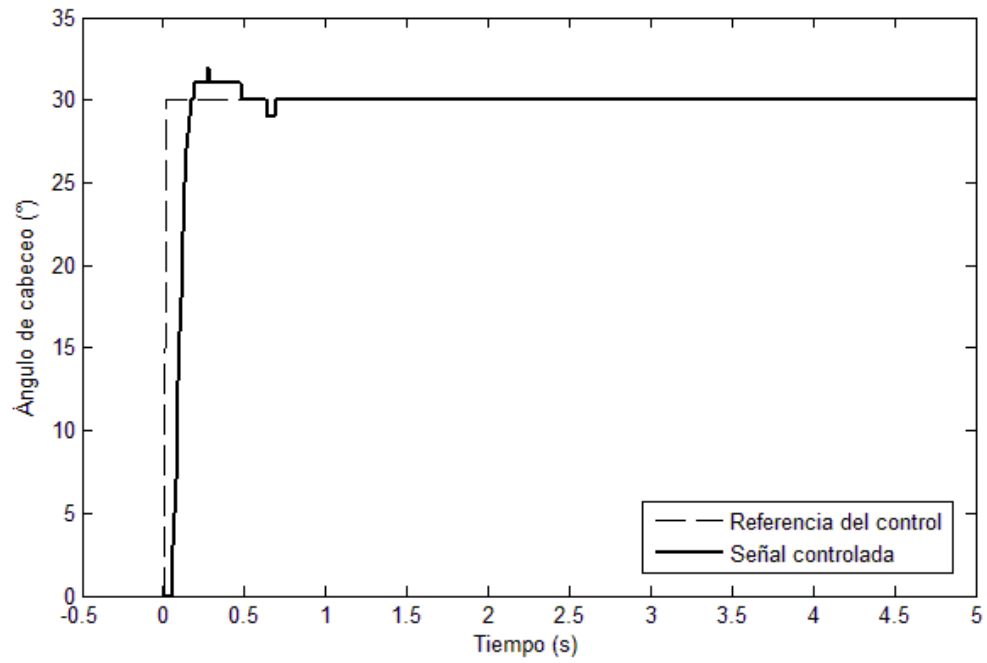


Figura 172. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $K_P = 30\%$, $K_I = 0\%$ y $K_D = 15\%$.

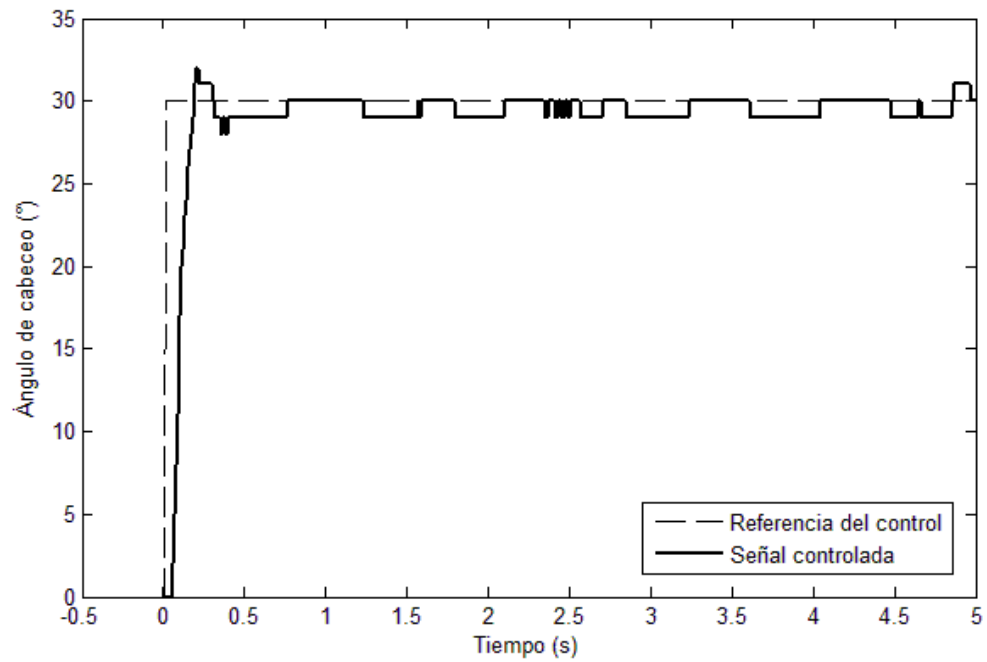


Figura 173. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $K_P = 25\%$, $K_I = 0\%$ y $K_D = 10\%$.

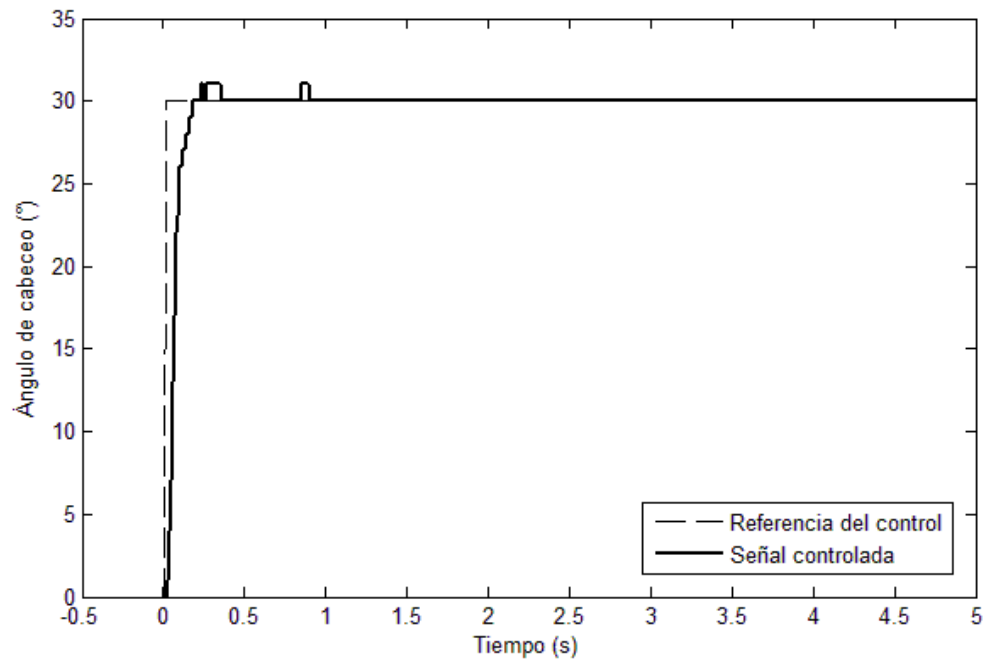
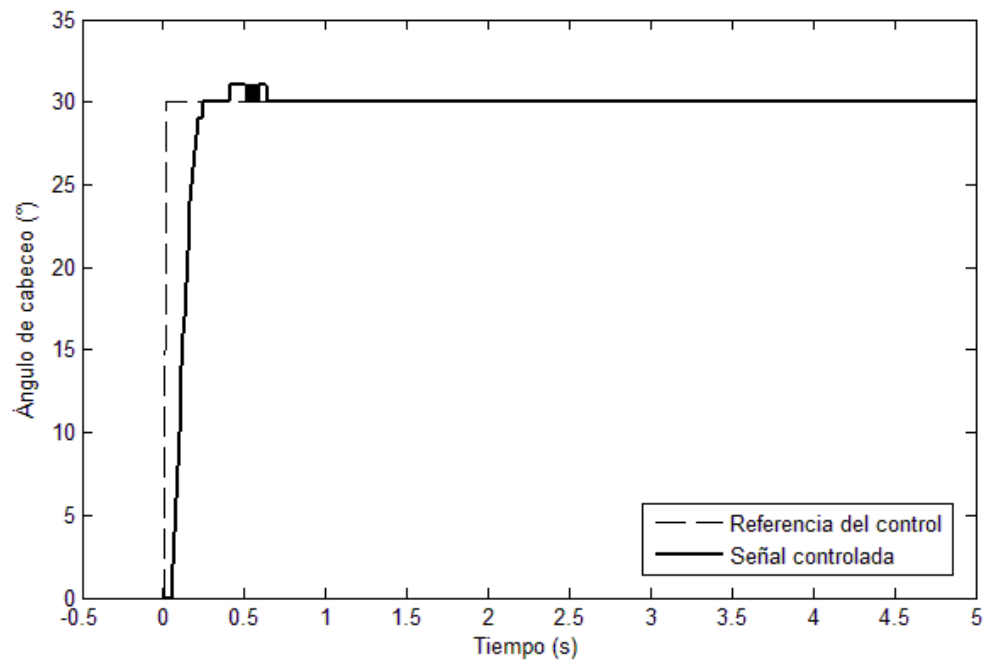
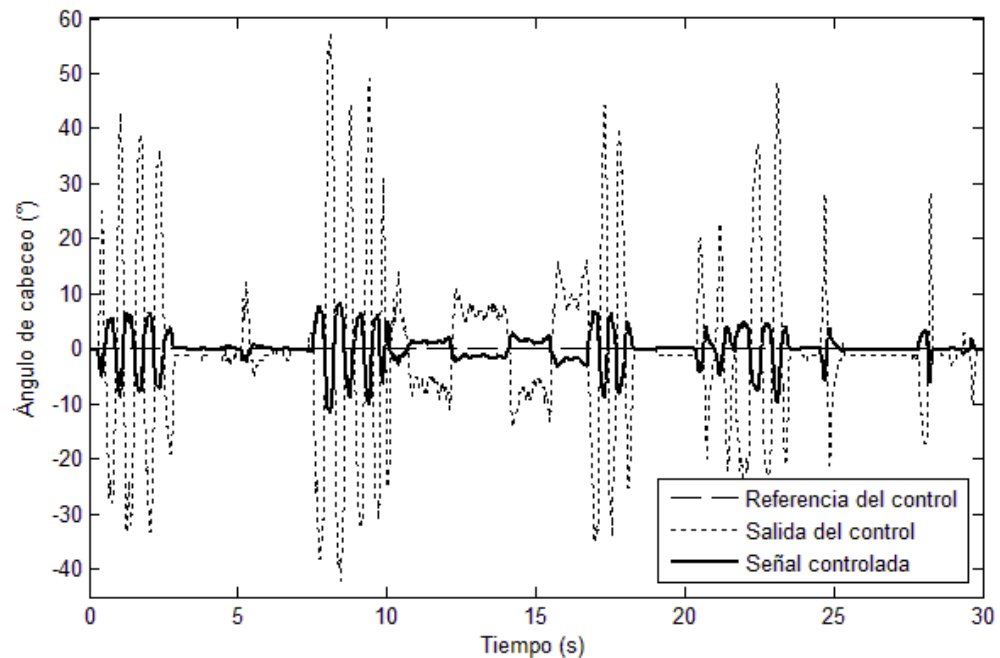


Figura 174. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de cabeceo. $K_P = 20\%$, $K_I = 0\%$ y $K_D = 10\%$.



Para observar la compensación de los cambios en el ángulo de cabeceo realizada por el control, se realizó un contraste entre la señal de referencia, la señal controlada y la salida del control durante 30s, muestreando las señales cada 10ms. Esta comparación se muestra en la figura siguiente.

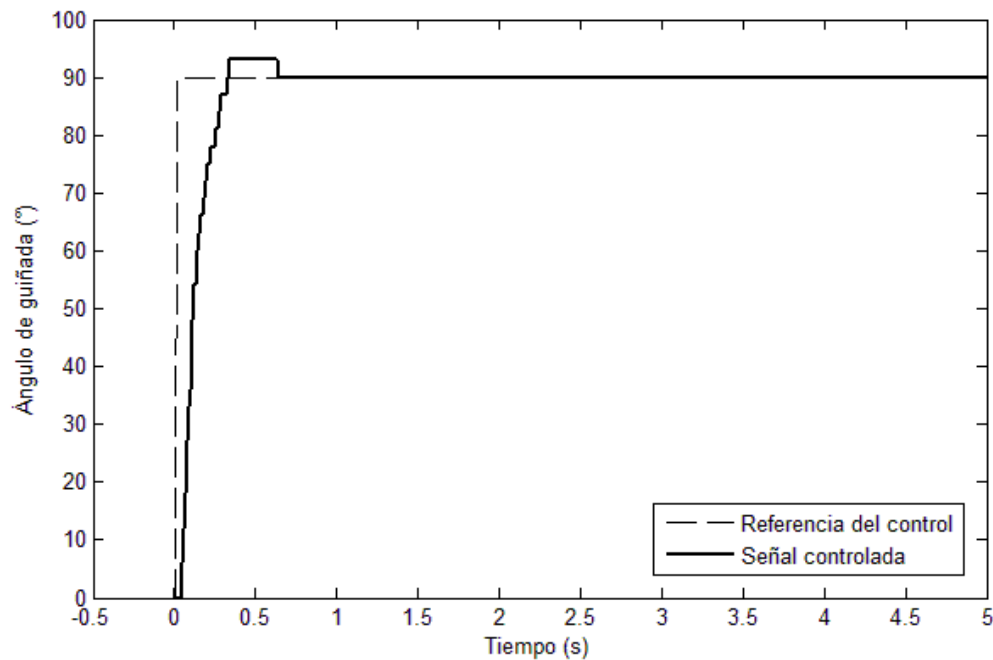
Figura 175. *Compensación realizada por el controlador PID para el ángulo de cabeceo.*



De la figura pudo observarse la influencia del control sobre el ángulo de cabeceo, ya que los cambios en la medición del ángulo eran compensados por otros de signo invertido y de mayor amplitud, procurando la estabilización del ángulo de cabeceo y del sistema de ajuste dinámico completo.

Para el controlador PID responsable de la compensación de cambios en el ángulo de guiñada, se tomó la decisión de utilizar las mismas ganancias y analizar si la respuesta del sistema era satisfactoria. Afortunadamente, el sistema de control presentó una respuesta satisfactoria al emplear las mismas ganancias PID que para el sistema asociado al ángulo de cabeceo, como se visualiza en la Figura 175.

Figura 176. Respuesta al escalón del sistema de control para el ángulo de guiñada. $K_P = 20\%$, $K_I = 0\%$ y $K_D = 10\%$.



3. **Discusión.** Como fue posible observar en las gráficas desde la Figura 173 hasta la Figura 175 los resultados de la implementación de los controladores PID al sistema de ajuste dinámico fueron satisfactorios, cumpliendo con los requerimientos establecidos previo a su concepción. El éxito de este experimento no sólo dotó la posibilidad al sistema de ajuste de compensar los cambios ocurridos en los ángulos de cabeceo y guiñada, sino que también abrió la posibilidad de realizar aplicaciones tales como plataformas de auto estabilización, cuadricópteros y brújulas con establecimiento, de manera sencilla, siendo requeridos únicamente cambios en el hardware mecánico y en las ganancias PID de los controladores. El funcionamiento completo del prototipo del sistema de ajuste dinámico puede observarse en el video en línea referenciado en los anexos.

Sin embargo, a pesar de haber obtenido resultados satisfactorios bajo el marco de la aplicación descrita en el presente trabajo, pudieron observarse factores de relevancia a ser considerados para una siguiente iteración del proyecto. Primero, una de las limitantes más severas del sistema correspondió a la señal de referencia para el sistema de control del ángulo de guiñada. Como pudo inferirse, el comportamiento de la señal de referencia para éste sistema no debía ser constante, ya que la posición correcta para el servomotor del ángulo de guiñada debía adaptarse constantemente conforme el caminar de los usuarios. Por limitaciones de conocimiento técnico, fue imposible diseñar un sistema de filtros adaptivos que fuese corrigiendo la magnitud del ángulo de guiñada conforme el caminar de los usuarios. Por lo tanto, se

recomienda realizar una investigación profunda sobre el diseño e implementación de este tipo de sistemas, ya que su presencia en el sistema de ajuste dinámico es de vital importancia al momento de hacer disponible el dispositivo hacia los usuarios.

Otra de las situaciones tratadas de forma ligera en el desarrollo del actual experimento fue la selección del tipo de control a emplear, ya que se asumió uno del tipo PID desde el inicio. La naturaleza heurística del controlador PID permitió, de cierta manera, ignorar los detalles de la función de transferencia del servomotor, simplificando el modelo de tanto los sistemas de lazo cerrado como el de los controladores. Sin embargo, MATLAB provee la opción de realizar estimaciones de funciones de transferencias desconocidas supliendo un vector de muestras para la señal de entrada al sistema al igual que uno para la señal de salida correspondiente. Por lo tanto, se recomienda emplear ésta herramienta para la siguiente iteración del proyecto, abriendo la posibilidad de diseñar un compensador por medio de métodos de control clásico como el de Ragazzini o aquellos más avanzados y ligados al modelo de sistemas con variables de estado, como el diseño de reguladores cuadráticos lineales.

Finalmente, debe mencionarse que a pesar que las dimensiones de los servomotores y estructura empleadas fueron reducidas, no lo fueron lo suficiente como para permitir el montaje del sistema de ajuste en la cabeza de los usuarios. Por tanto, se recomienda evaluar la posibilidad de emplear actuadores de dimensiones más reducidas sacrificando parámetros como torque entregado o rango de operación, o bien esperar que el desarrollo tecnológico permita la implementación de servomotores de aún menores dimensiones.

I. CONCLUSIONES DEL MÓDULO

- Fue posible diseñar un dispositivo que asegurase la validez de los datos obtenidos del sensor de distancia por medio de dos sistemas de control que emplearan servomotores, acoplados a un soporte de paneo e inclinación, para compensar los cambios en los ángulos de cabeceo y guiñada del dispositivo. Esto implicó la implementación de dos sistemas de filtrado complementario - realizados con una pareja de filtros IIR pasa bajas y pasa altas de primer orden con una frecuencia de corte de aproximadamente 0.32Hz- para obtener estimaciones de los ángulos de navegación y dos sistemas de control PID digital - con ganancias $K_P = 0.20$, $K_I = 0$, $K_D = 0.1$, tiempo de subida menor a 500 milisegundos y una sobre elevación menor al 10% del valor final- que actuasen los servomotores, empleando rutinas optimizadas en hardware y aritmética de punto fijo en un controlador digital de señales dsPIC33FJ128GP802.
- Como consecuencia de las modificaciones realizadas al soporte de inclinación y paneo empleado para acoplar los servomotores, se obtuvo una superficie plana con agujeros de montaje en diversas disposiciones, permitiendo la adaptación sencilla de todos los sensores de distancia considerados dentro del megaproyecto TEIA.
- Gracias al uso del motor DSP del controlador digital de señales y a la implementación de expresiones matemáticas utilizando aritmética de punto fijo, se logró especificar un sistema de ajuste dinámico que realizara las tareas de control y procesamiento de señales requeridas cada 10 milisegundos.

J. RECOMENDACIONES DEL MÓDULO

- Se recomienda evaluar la posibilidad de sustituir el sistema de filtrado complementario por un filtro Kalman para realizar la fusión de sensores. De esta forma es posible considerar la naturaleza estadística del ruido presente en las estimaciones y obtener resultados más consistentes
- Se recomienda evaluar las consecuencias a largo plazo del desfase constante presente en las estimaciones de los ángulos de navegación por medio del giroscopio, para determinar la necesidad de un sistema de procesamiento de señales adicional que corrija -o disminuya- esta situación.
- Se recomienda emplear un sistema de fusión de sensores para la estimación del ángulo de guiñada, con el fin de evitar mediciones inválidas al ser sometido el magnetómetro a fuentes de campo magnético de magnitud significativa (imanes, fuentes de alimentación, motores, etc.).

- Se recomienda realizar una estimación de la función de transferencia de los servomotores empleados por medio de MATLAB, haciendo posible el uso de otros tipos de control y técnicas de diseño como el método directo de Ragazzini u otros que empleen la descripción de sistemas por medio de variables de estado, como los reguladores lineales cuadráticos.
- Se recomienda sustituir los actuadores empleados por unos de dimensiones más reducidas -sin importar la reducción en el torque entregado y la velocidad de la respuesta- al momento de requerir implementar el sistema de ajuste dinámico en una aplicación práctica, con el fin de cumplir con las restricciones de peso, tamaño y comodidad.
- Se recomienda emplear una impresora 3D para manufacturar un soporte de inclinación y paneo a la medida de los servomotores empleados, optimizando las dimensiones del sistema de ajuste dinámico.

XII. COMPARACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS CONSIDERADOS

En esta investigación se cuenta con dispositivos de detección de obstáculos de distinta naturaleza de obtención de datos, por lo que no fue posible realizar una sola prueba de comparación para los distintos dispositivos. La principal diferencia radica en la funcionalidad de dos de los dispositivos, la cual se limitaba a condiciones de laboratorio. Por ello fue necesaria realizar una prueba de tipo cualitativo con parámetros comunes, para esto se realizó un <<Trade Study>> en el cual se normalizan los criterios de comparación por medio del establecimiento de pesos en una escala ascendente. Se seleccionaron los criterios en base a los objetivos del megaproyecto planteados al inicio de la investigación, teniendo como prioridad el precio final del módulo, se estableció también una escala descriptiva en donde se muestra la forma de evaluar cada uno de los rubros.

Cuadro 27. Trade Study de los dispositivos de detección.

Criterios	Peso(1-5)	Escala de Evaluación									
		Mal				Promedio		Bien			
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Precio	5	> Q500.00						< Q100.00			
Robustez del empaquetado	5	Baja						Alta			
Portabilidad	5	Poco						Mucho			
Potencia	4	> 500mW						< 100mW			
Campo de detección	4	Poco						Mucho			
Tamaño del empaquetado	4	> 60 cm ²						< 40 cm ²			
Rango de medición	3	< 1 m						> 5 m			
Sensibilidad al ambiente	3	Mucho						Poco			
Precisión	2	Poca						Mucha			
Frecuencia de muestreo	1	< 100 Hz						> 500 Hz			

Para la comparación de los dispositivos se tomaron diversos criterios de evaluación, entre los más significativos se pueden mencionar: el precio del dispositivo, el campo de detección, la sensibilidad que posee el sensor al ambiente y la precisión que posea en las mediciones. Prosiguiendo en asignar un puntaje normalizado para cada uno de los criterios de evaluación, realizado de forma grupal comparando los resultados obtenidos de cada módulo y comentando las diferencias individuales, como se muestra en la tabla siguiente:

Cuadro 28. Comparación normalizada de dispositivos de detección de obstáculos.

<i>Criterio</i>	COMPARACIÓN					
	Ultrasónico		Cámaras		Láser	
	Normalizado	Punteo	Normalizado	Punteo	Normalizado	Punteo
<i>Precio</i>	5	25	1	5	9	45
<i>Robustez del empaquetado</i>	8	40	4	20	3	15
<i>Portabilidad</i>	9	45	1	5	5	25
<i>Potencia</i>	8	32	3	12	7	28
<i>Campo de detección</i>	7	28	1	4	1	4
<i>Tamaño del empaquetado</i>	6	24	4	16	8	32
<i>Rango de medición</i>	10	30	5	15	2	6
<i>Sensibilidad al ambiente</i>	8	24	2	6	5	15
<i>Precisión</i>	6	12	6	12	9	18
<i>Frecuencia de muestreo</i>	2	2	2	2	9	9
TOTAL		262		97		197

Podemos entender como robustez del empaquetado, a que tan resistentes sean los sensores y en sí los dispositivos, es decir, que se tomó la resistencia a sufrir daños físicos por algún golpe que sufra. Así mismo se tomó en cuenta para evaluar la resistencia que tan frágiles son los sensores que se utilizaron en cada uno de los dispositivos realizados. Por ejemplo, en el caso del dispositivo que utiliza procesamiento de imágenes, el lente de la cámara es medianamente frágil a comparación del sensor ultrasónico que tiene una estructura plástica.

Por otra parte, al evaluar la portabilidad de los dispositivos se tomó en cuenta, tanto el tamaño del sensor utilizado como la forma en que se conecta el sensor al módulo central. Al realizar estas consideraciones para la evaluación de este criterio, un aspecto que disminuye mucho el puntaje del dispositivo de la cámara es que para poder conectar la cámara hace falta tener veinte cables que la comuniquen al módulo central, mientras que para los otros dos dispositivos solo hacen falta tres cables para realizar la comunicación, esto se puede ver reflejado en la tabla de comparación en donde se observa que el dispositivo con cámara es el menos portable.

Otro de los criterios utilizados fue el campo de detección, ya que en este caso del dispositivo ultrasónico el campo consiste en un cono completo de detección, brindando información a perturbaciones con menor discriminación que para esta aplicación en ideal, en contraste los dos dispositivos tienen un campo de detección puntual que dependen de la posición y alineación del sensor con el obstáculo para brindar información traducibles al módulo central. También se consideró un parámetro adecuado para evaluar la sensibilidad al ambiente que tienen los dispositivos, debido a que un fin es que estos sean capaces de detectar obstáculos en condiciones externas y según la naturaleza de cada tipo de detección se tienen distintas perturbaciones que pueden afectar sus mediciones, en el caso del ultrasónico son corrientes de viento y en de procesamiento de imágenes la luz solar.

Por último se estableció como criterio la frecuencia de muestreo de cada uno de los detectores de obstáculos, debido a que la menor frecuencia corresponde al módulo de detección por medio de cámaras y este es mayor al tiempo de respuesta que tiene el usuario ante la excitación del vibrador en la detección, se consideró que debía tener el menor peso, ya que aunque es contrastante no fue crítico debido a los dispositivos utilizados.

Esta comparación permitió confirmar la selección del ultrasónico como dispositivos principal en esta investigación, ya que obtuvo la mayor ponderación del <<Trade Study>> y debido a que es fabricado de forma industrial cumple con requerimientos de seguridad y fabricación con estándares mundiales.

XIII. CONCLUSIONES

1. Fue posible diseñar e implementar un dispositivo tiflotecnológico capaz de detectar obstáculos aéreos, estableciendo sus parámetros de construcción y proponiendo su utilización a personas no videntes o parcialmente no videntes de Guatemala.
2. Se logró determinar la efectividad de cada uno de los dispositivos de detección investigados en el megaproyecto a través de la normalización de los parámetros comunes
3. Se estableció que el dispositivo de detección óptimo para la realización del sistema tiflotecnológico es el ultrasónico, el cual obtuvo una puntuación más alta en la comparación normalizada y fue el utilizado en el módulo principal del megaproyecto.

XIV. RECOMENDACIONES

1. Se recomienda someter los tres distintos dispositivos de detección de obstáculos a las mismas pruebas para determinar su efectividad con el sistema principal completo.
2. Se recomienda realizar pruebas de campo con personas no vidente en distintas localidades y obtener retroalimentación para la creación del sistema final.
3. Se recomienda la utilización de materiales de construcción robustos y tomar en cuenta las implicaciones climáticas para desarrollar un sistema de detección utilizable en cualquier circunstancia.
4. Se recomienda crear dispositivos tiflotecnológicos útiles para cubrir las necesidades sensoriales de las personas no videntes de Guatemala, acercarse a conocer sus problemas y dar solución con nuestro lenguaje, la tecnología.

XV. BIBLIOGRAFÍA

1. ACAM. (2001). *Laser distance measurement with TDC's*. Recuperado el 15 de abril de 2013, de http://www.acam.de/fileadmin/Download/pdf/English/AN001_e.pdf
2. Alemán, A. (s.f.). *sitio web de Universidad Autónoma de Centro América*. Recuperado el 6 de octubre de 2013, de Interpolación lineal. Curso: Probabilidad estadística.: <http://www.uaca.ac.cr/bv/ebooks/estadistica/20.pdf>
3. Anbazhagan, B., & Nandagopal, V. (2013). Enhanced independence free path detector to blind people using gsm. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol 2*.
4. Angulo, J., Etxebarria, A., & Angulo, I. (2008). *dsPIC Diseño práctico de aplicaciones* (1a ed.). México D.F.: McGraw Hill.
5. Arduino. (2012). *Arduino SPI*. Recuperado el 21 de noviembre de 2012, de <http://arduino.cc/en/Reference/SPI>
6. Badoni, M., & Semwal, S. (2011). *Discrete Distance and Water Pit Indicator using AVR ATmega8 in Electronic Travel Aid for Blind*. Graphic Era University. Dehradun: International Journal of Disaster Recovery and Business Continuity.
7. Baluta, S. (29 de diciembre de 2009). *A Guide to using IMU (Accelerometer and Gyroscope Devices) in Embedded Applications*. Recuperado el 8 de julio de 2013, de sitio web de Starino Electronics: http://www.starlino.com/imu_guide.html
8. Bao, L., & S. Intille, S. (2004). *Activity Recognition from User-Annotated Acceleration Data*. MIT, Massachusetts.
9. Barnard, C. (1971). *Las Funciones del Ejecutivo*. Sao Paulo.
10. Battery University. (2010). *Is Lithium-ion the Ideal Battery?* Recuperado el 13 de septiembre de 2013, de http://batteryuniversity.com/learn/article/is_lithium_ion_the_ideal_battery
11. Bengtsson, L. (2012). Implementation of high-resolution time-to-digital converter in 8 bit microcontrollers. *Scientific Instrumentation*, 83.
12. Berner, P. (20 de junio de 2008). *Technical Concepts: Orientation, Rotation, Velocity and Acceleration, and the SRM*. Recuperado el 5 de agosto de 2013, de sitio web de SEDRIS Technologies: <http://www.sedris.org/wg8home/Documents/WG80485.pdf>
13. Brahmabhatt, S. (11 de marzo de 2013). *Making a two-wheeled self-balancing robot*. Recuperado el 8 de julio de 2013, de blog Computer Vision, Robotics and Arduino: <http://robocv.blogspot.com/2013/03/making-two-wheeled-self-balancing-robot.html>
14. Calin, D. (16 de julio de 2013). *Accelerometer, Gyroscope and IMU Sensors – Tutorials*. Recuperado el 12 de agosto de 2013, de sitio web de intorobotics: <http://www.intorobotics.com/accelerometer-gyroscope-and-imu-sensors-tutorials/>
15. Catunda, S. (2000). *Optimized look-up table for non-linear reconstruction of measurand*. Recuperado el 19 de julio de 2013, de <http://home.mit.bme.hu/~kollar/IMEKO-procfiles-for-web/congresses/WC-16th-Wien-2000/Papers/Topic%2007/Catunda.PDF>
16. Cell Phone Knowledge Base. (21 de Agosto de 2013). *Nokia BP-6M battery*. Recuperado el 25 de septiembre de 2013, de http://www.cpkb.org/wiki/Nokia_BP-6M_battery
17. CRISP. (2001). *Electromagnetic Waves*. Recuperado el 12 de septiembre de 2013, de <http://www.crisp.nus.edu.sg/~research/tutorial/em.htm>
18. Cuesta, A. (2011). *Tecnología laser y sus aplicaciones industriales*. Recuperado el 22 de febrero de 2013, de <http://books.google.com.gt/books?id=X3hk1UCtMAEC&printsec=frontcover&dq=laser&hl=es-419&sa=X&ei=Nk1CUtrUKoPk8gTS8YDABQ&ved=0CDEQ6AEwAQ#v=onepage&q=laser&f=false>

19. Cursomicros.com. (2013). *Protocolo del Bus I2C*. Recuperado el 28 de febrero de 2013, de <http://www.cursomicros.com/avr/bus-i2c/protocolo-bus-i2c.html>
20. Danko, T. (2010). Recuperado el 15 de noviembre de 2012, de WebCam Based DIY Laser Rangefinder: https://sites.google.com/site/todddanko/home/webcam_laser_ranger
21. Design, S. O. (2012). *Raspberry Pi & SD cards*. Recuperado el 1 de octubre de 2012, de <http://www.sotechdesign.com.au/raspberry-pi-sd-cards/>
22. Díaz, J., Sánchez, A., & Valero, A. (s.f.). Recuperado el 20 de septiembre de 2013, de Interferómetro de Michelson: http://mecfunnet.faii.etsii.upm.es/difraccion/interferencia/interf_michelson.html
23. Digikey. (2010). Recuperado el 5 de octubre de 2013, de TSL2771RVM2: <http://www.digikey.com/product-detail/en/TSL2771EVM2/TSL2771EVM2-ND/3829597>. Recuperado 5 de octubre de 2013
24. DiscoverPhysiks. (2012). Recuperado el 20 de julio de 2013, de ¿Existe la luz invisible? Reflexión, Refracción y Ondas EM: <http://fisikamir.blogspot.com/2011/03/27-reflexion-de-luz.html>
25. *Dispositivos electrónicos y optoelectrónicos*. (2011). Recuperado el 22 de agosto de 2013, de <http://212.128.130.23/eduCommons/enseñanzas-tecnicas/fundamentos-fisicos/contenidos/Teoria/Transparencias%20Tema%203.pdf>
26. Doménech, X. (s.f.). *Historia de la Tiflotecnología en España*. Recuperado el 1 de septiembre de 2013, de <http://www.nosolousabilidad.com/articulos/tiflotecnologia.htm>
27. Earl, B. (2013). *Programming and Calibration of the ADXL345 Digital Accelerometer*. Recuperado el 10 de agosto de 2013, de Adafruit Learning System: <http://learn.adafruit.com/adxl345-digital-accelerometer/programming>
28. EC21. (s.f.). *Electronic Cane for Blind Person*. Recuperado el 1 de septiembre de 2013, de http://primpo.en.ec21.com/Electronic_Cane_for_Blind_Person--4374402_4374414.html
29. Forkosh, E. (2010). *Infrared vs. Ultrasonic - What You Should Know*. Recuperado el 13 de septiembre de 2013, de http://www.societyofrobots.com/member_tutorials/book/export/html/71
30. Freedom Scientific. (2013). *Corporate information*. Recuperado el 13 de septiembre de 2013, de sitio web de Freedom Scientific: <http://www.freedomscientific.com/about/about.asp>
31. Gamboa, D. (2013). *Diseño e implementación de un sistema tiflotecnológico para la detección de obstáculos TEIA Modulo: Dispositivo de detección de obstáculos por medio ultrasónico*. Recuperado el 15 de noviembre de 2013, de <http://es.scribd.com/doc/209538493/Gamboa-Tes-Is>
32. Gilaberte, E. (2003). *Implementación de sensores de ultrasonidos en un sistema autónomo de tiempo real*. Recuperado el 14 de julio de 2013, de http://tierra.aslab.upm.es/documents/PFC/PFC_EGilaberte.pdf
33. Gogrit. (2013). *LFC Wheelchair*. Recuperado el 13 de septiembre de 2013, de sitio web de Gogrit: <http://www.gogrit.org/lfc.html>
34. Gómez, J. C. (6 de septiembre de 2012). Contacto con miembro de Asociación Guatemalteca de Personas con Discapacidad Visual.
35. Gross, M. (23 de mayo de 2010). *Conceptos sobre la Estructura Organizacional*. Recuperado el 12 de marzo de 2013, de <http://manuelgross.bligoo.com/content/view/801220/Conceptos-sobre-la-Estructura-Organizacional.html>
36. Henderson, T., Dekhil, M., & Kessler, R. (2005). *Sensor Fusion*. Recuperado el 12 de agosto de 2013, de sitio web de University of Utah School of Computing: <http://www.cs.utah.edu/~tch/publications/pub191.pdf>
37. Higgins, W. (1975). A Comparison of Complementary and Kalman Filtering. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-11(3), 321-325.
38. Hirzel, T. (2012). *PWM*. (Arduino) Recuperado el 2 de septiembre de 2013, de arduino.cc/es/Tutorial/PWM
39. I, K. N. (s.f.). Velocidad de propagación del sonido a 1 atm. En *Manual de Física* (pág. 107). Mir.

40. IEC. (2001). *International Standard, safety of laser products*. Recuperado el 28 de enero de 2013, de <http://lpno.tnw.utwente.nl/safety/iec60825-1%7Bed1.2%7Den.pdf>
41. Ingenuitas. (2011). *Make computers see with SimpleCV*. Recuperado el 20 de febrero de 2013, de The Open Source Framework for Vision: <http://simplecv.sourceforge.net/>
42. ITL, M. (2013). *Emisores y Receptores*. Recuperado el 21 de septiembre de 2013, de http://www.itlalaguna.edu.mx/Academico/Carreras/electronica/opteca/OPTOPDF7_archivos/UNI DAD7TEMA3.PDF
43. Jin, T. (2010). *How lipo chargers work*. Recuperado el 26 de septiembre de 2013, de <https://sites.google.com/site/tjinguitech/charging-how-tos/how-lipo-chargers-work>
44. Kioskea.net. (2007). *El formato YUV, estándar YUV*. Recuperado el 10 de febrero de 2013, de <http://es.kioskea.net/contents/740-el-formato-yuv-yrcb>
45. Kurt, K., Augenbraun, J., & Donaldson, N. (2008). A Low-Cost Laser Distance Sensor. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Pasadena, California.
46. Lafuente, Á. (s.f.). *Tiflotecnología*. Recuperado el 1 de septiembre de 2013, de ONCE: http://www.ite.educacion.es/formacion/materiales/129/cd/unidad_10/m10_tiflotecnologia.htm
47. Lemieux, J. (2001). Fixed-Point Math in C. *Embedded Systems Programming*, 44-50.
48. Liang, O. (25 de junio de 2013). *Build A Quadcopter From Scratch – Hardware Overview*. Recuperado el 8 de julio de 2013, de blog de Oscar Liang: <http://blog.oscarliang.net/build-a-quadcopter-beginners-tutorial-1/>
49. Líbenson, C. (2007). *La medida ignorada*. Buenos Aires: Dunken.
50. LIFTlabs. (2013). *Introducing Liftware*. Recuperado el 25 de septiembre de 2013, de sitio web de LIFTlabs: <http://www.liftlabsdesign.com/>
51. Logitech. (2013). *Logitech HD Webcam C270*. Recuperado el 28 de enero de 2013, de <http://www.logitech.com/es-roam/product/hd-webcam-c270>
52. Luo, Y., & Schmitz, T. (24 de agosto de 2009). *Infrared proximity sensing: Building blocks, mechanical considerations, & design trade-offs*. Recuperado el 12 de septiembre de 2013, de http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1272536
53. Mandado, E. (2010). *Sensores y Acondicionadores; Sensores de Ultrasonidos*. Recuperado el 12 de julio de 2013, de sitio web de Alfaomega: http://libroweb.alfaomega.com.mx/catalogo/automatasprogramables/libreacceso/libreacceso/reflector/ovas_statics/sensores/temas/SA_TEMA_10-ULTRASONIDOS.pdf
54. Martínez, A. (2012). *Bastón blanco para prevenir obstáculos*. México D.F.: Instituto Politécnico Nacional.
55. Mau, S., Melchior, N., & Makatchev, M. (2008). *BlindAid: An Electronic Travel Aid for the Blind*. Recuperado el 11 de marzo de 2013, de sitio web de Carnegie Mellon The Robotics Institute: https://www.ri.cmu.edu/pub_files/pub4/mau_sandra_2008_1/mau_sandra_2008_1.pdf
56. MaxBotix Inc. (2012). *LV-MaxSonar®-EZ1 High Performance Sonar Range Finder*. Recuperado el 10 de noviembre de 2012, de http://www.maxbotix.com/documents/MB1010_Datasheet.pdf
57. Microchip. (2010). *PIC16(L)F1824/1828 Data Sheet*. Recuperado el 22 de mayo de 2013, de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41419B.pdf>
58. Microchip Technology Inc. (2005). *Miniature Single Cell, Fully Integrated Li-Ion, Li-Polymer Charge Management Controller*. Recuperado el 15 de junio de 2013, de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22036b.pdf>
59. Microchip Technology Inc. (2011). *dsPIC33FJ32GP302/304, dsPIC33FJ64GPX02/X04, and dsPIC33FJ128GPX02/X04 Data Sheet*. Recuperado el 2 de mayo de 2013, de sitio web de Microchip Technology Inc.: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70292E.pdf>
60. Microsoft. (2013). *Información general acerca de formatos de píxeles*. Recuperado el 25 de febrero de 2013, de <http://support.microsoft.com/kb/294880/es>
61. Mikroelektronika. (2012). *EasyPic V7 a new development experience*. Recuperado el 25 de abril de 2013, de <http://www.mikroe.com/easypic/>

62. MikroElektronika. (2013). *USB UART Additional Board*. Recuperado el 2 de mayo de 2013, de sitio web de MikroElektronika: http://www.mikroe.com/downloads/get/1560/usb_uart_manual_v100.pdf
63. MikroElektronika. (s.f.). *El mundo de los microcontroladores*. (Mikroe) Recuperado el 1 de septiembre de 2013, de <http://www.mikroe.com/chapters/view/79/capitulo-1-el-mundo-de-los-microcontroladores/>
64. Nave, O. (2013). *Fotodiodo, Detector de Luz*. Recuperado el 6 de octubre de 2013, de <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/electronic/photdet.html>
65. Ogata, K. (1995). *Discrete Time Control Systems* (2a ed.). Englewood Cliffs, New Jersey, Estados Unidos: Prentice Hall.
66. Olympus. (2006). *Ultrasonic Transducers Technical Notes*. Recuperado el 10 de septiembre de 2013, de <http://www.olympus-ims.com/data/File/panametrics/UT-technotes.en.pdf>
67. OmniVision. (2005). *Advanced Information: Preliminary Datasheet*. Recuperado el 12 de enero de 2013, de <http://www.voti.nl/docs/OV7670.pdf>
68. Oppenheim, A., & Schaffer, R. (2010). *Discrete-Time Signal Processing* (3a ed.). Upper Saddle River, New Jersey, Estados Unidos: Prentice Hall.
69. Oppenheim, A., & Willsky, A. (1996). *Signals and Systems* (2a ed.). Upper Saddle River, New Jersey, Estados Unidos: Prentice Hall.
70. Palazzesi, A. (7 de septiembre de 2007). *USART*. Recuperado el 18 de diciembre de 2012, de <http://www.ucontrol.com.ar/wiki/index.php?title=USART>
71. Pallejà, T., Tresanchez, M., & Teixidó, M. (2010). Bioinspired Electronic White Cane Implementation Based on a LIDAR, a Tri-Axial Accelerometer and a Tactile Belt. *Sensors*, 1-18.
72. Pedley, M. (agosto de 2012). eCompass: Build and Calibrate a Tilt-Compensating Electronic Compass. *Circuit Cellar*(265), 16-23.
73. Peiponen, K.-e., Mullylä, R., & Priezzhev, A. (2009). *Optical measurement techniques: innovations for industry and the life sciences*. Berlin: Springer.
74. Pérez, D. (2006). *Sensores de distancia por ultrasonidos*. Recuperado el 8 de agosto de 2013, de sitio web de PicManía by RedRaven: http://picmania.garcia-cuervo.net/recursos/redpictutorials/sensores/sensores_de_distancias_con_ultrasonidos.pdf
75. Philips Semiconductors. (Enero de 2000). *The I2C Bus Specification*. Recuperado el 23 de diciembre de 2012, de http://www.classic.nxp.com/acrobat_download2/literature/9398/39340011.pdf
76. Pi, R. (2012). *Raspberry Pi FAQ's*. Recuperado el 23 de octubre de 2012, de Raspberry Pi: <http://www.raspberrypi.org/faqs>
77. Pololu Electronics. (2013). *MinIMU-9 v2 Gyro, Accelerometer, and Compass (L3GD20 and LSM303DLHC Carrier)*. Recuperado el 20 de julio de 2013, de sitio web de Pololu Robotics & Electronics: <http://www.pololu.com/catalog/product/1268>
78. Power HD. (2013). *DS65HB Digital Servo Datasheet*. Recuperado el 10 de agosto de 2013, de sitio web de Power HD: <http://www.chd.hk/UploadFiles/Att/2012111512041485.pdf>
79. Proakis, J., & Manolakis, D. (2006). *Digital Signal Processing* (4a ed.). Upper Saddle River, New Jersey, Estados Unidos: Prentice Hall.
80. Real Academia Española. (2012). *tiflotecnología*. Recuperado el 10 de enero de 2013, de <http://lema.rae.es/drae/?val=tiflotecnologia>
81. Rouse, M. (julio de 2012). *What is USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter)*. Recuperado el 27 de diciembre de 2012, de <http://whatis.techtarget.com/definition/USART-Universal-Synchronous-Asynchronous-Receiver-Transmitter>
82. Rupérez, M. (2009). *NTP 261: Láseres: Riesgos en su utilización*. Recuperado el 17 de enero de 2013, de

- http://www.insht.es/InshtWeb/Contenidos/Documentacion/FichasTecnicas/NTP/Ficheros/201a300/ntp_261.pdf
83. Schmidt, R. (26 de agosto de 2011). *Accelerometer Calibration II: Simple Methods*. Recuperado el 20 de julio de 2013, de sitio web de Chionotech: <http://chionophilous.wordpress.com/2011/08/26/accelerometer-calibration-ii-simple-methods/>
 84. SearchCIO-Midmarket. (s.f.). *analog-to-digital conversion (ADC)*. Recuperado el 2 de septiembre de 2013, de searchio-midmarket.techtarget.com/definition/analog-to-digital-conversion
 85. Seghers, A. (10 de Agosto de 2012). *Raspberry Pi - Specs, Setup and Guide*. (Trusted Reviews) Recuperado el 18 de diciembre de 2012, de http://www.trustedreviews.com/raspberry-pi_Desktop-PC_preview_specs-setup-and-guide_Page-2
 86. Sendra, J. (2001). *Dispositivos Optoelectrónicos*. Recuperado el 22 de septiembbre de 2013, de http://www.iuma.ulpgc.es/~jrsendra/Docencia/dispositivos_optoelectronicos/download/teoria/apuntes/curso00-01.pdf
 87. Serway, R., & Jewett, J. (2005). *Física para ciencias e ingenierías* (6 ed.). México: Thomson.
 88. Sharp Corporation. (2005). *GP1A52HRJ00F Data Sheet*. (Sharp, Ed.) Recuperado el 28 de marzo de 2013, de http://sharp-world.com/products/device/lineup/data/pdf/datasheet/gp1a52hr_e.pdf
 89. SHARP Corporation. (2006). *GP2Y0A02YK0F Data Sheet*. Recuperado el 18 de marzo de 2013, de http://www.sharpsma.com/webfm_send/1487
 90. Siemens. (2008). *SIMATIC PX proximity switches*. Recuperado el 24 de septiembre de 2013, de <http://www.automation.siemens.com/simatic-sensors-static/ftp/e20001-a120-p872-x-7600.pdf>.
 91. Sight Machine. (2012). *Computer vision platform using Python*. Recuperado el 15 de febrero de 2013, de <http://simplecv.org/>
 92. Simonite, T. (2013). *Audi Shrinks the Autonomous Car*. Recuperado el 15 de enero de 2013, de <http://www.technologyreview.com/news/509676/audi-shrinks-the-autonomous-car/>
 93. Sourceforge. (2013). *Serial Terminal: RealTerm*. Recuperado el 26 de septiembre de 2013, de <http://realterm.sourceforge.net/>
 94. Sparkfun Electronics. (2012). *Accelerometer, Gyro and IMU Buying Guide*. Recuperado el 4 de diciembre de 2012, de https://www.sparkfun.com/pages/accel_gyro_guide
 95. STMicroelectronics. (agosto de 2010). *Using LSM303DLH for a tilt compensated electronic compass*. Recuperado el 20 de julio de 2013, de sitio web de Pololu Robotics and Electronics: http://www.pololu.com/file/download/LSM303DLH-compass-app-note.pdf?file_id=0J434
 96. STMicroelectronics. (abril de 2011). *Ultra compact high performance e-compass 3D accelerometer and 3D magnetometer module*. Recuperado el 22 de julio de 2013, de sitio web de STMicroelectronics: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00027543.pdf>
 97. STMicroelectronics. (febrero de 2013). *MEMS motion sensor: three-axis digital output gyroscope*. Recuperado el 22 de julio de 2013, de sitio web de STMicroelectronics: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00036465.pdf>
 98. Sweitzer, J. (5 de junio de 1998). *What is infrared light?* Recuperado el 13 de septiembre de 2013, de http://astro.uchicago.edu/cara/about_cara/defn/irlight.html
 99. TAOS. (2009). *TSL2771*. Recuperado el 4 de febrero de 2013, de http%3A%2F%2Fwww.taosinc.com%2Fgetfile.aspx%3Ftype%3Dpress%26file%3Dtsl2560-e58.pdf&ei=aBuQUteBD4-qkQfTq4DQDw&usg=AFQjCNEeHWBkYgJBMsc2-j9kzjZRXBhiHQ&sig2=FM5T9trq4dzMEMkGr_oMkA&bvm=bv.56988011,d.eW0&cad=rja
 100. TEDxBoston. (2012). *Amos Winter: La silla de ruedas todo terreno de bajo costo*. Recuperado el 13 de septiembre de 2013, de sitio web de TEDxBoston: http://www.ted.com/talks/lang/es/amos_winter_the_cheap_all_terrain_wheelchair.html
 101. Texas Instrument. (2003). *Monolithic photodiode and Single-supply Transimpedance amplifier: OPT101*. Recuperado el 10 de febrero de 2013, de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opt101.pdf>

102. UB Robotics. (2011). *Details of the laser range finder*. Recuperado el 2 de noviembre de 2012, de <http://www.eng.buffalo.edu/ubr/ff03laser.php>
103. Vetterli, M., & Prandoni, P. (2008). *Signal Processing for Communications* (1a ed.). Lausanne, Romandy, Suiza: EPFL Press.
104. Wai, K. (mayo de 2009). *Measuring Tilt Angle with Gyro and Accelerometer*. Recuperado el 8 de julio de 2013, de sitio web de Cytron Technologies: <http://tutorial.cytron.com.my/2012/01/10/measuring-tilt-angle-with-gyro-and-accelerometer/>
105. Wescott, T. (2000). PID Without a PhD. *Embedded Systems Programming*, 86-108.
106. Yen, D. H. (11 de octubre de 1996). *Electronic Travel Aids for the Blind*. Recuperado el 16 de septiembre de 2013, de <http://www.noogenesis.com/ETA.html>

XVI. ANEXOS

A. DISPOSITIVO DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS POR MEDIO ULTRASÓNICO

1. Repositorio de código en línea. El código de programación para los prototipos TEIA V.1 y TEIA V.2 se encuentran disponibles para su consulta o descarga en la página del proyecto TEIA de Google Code:

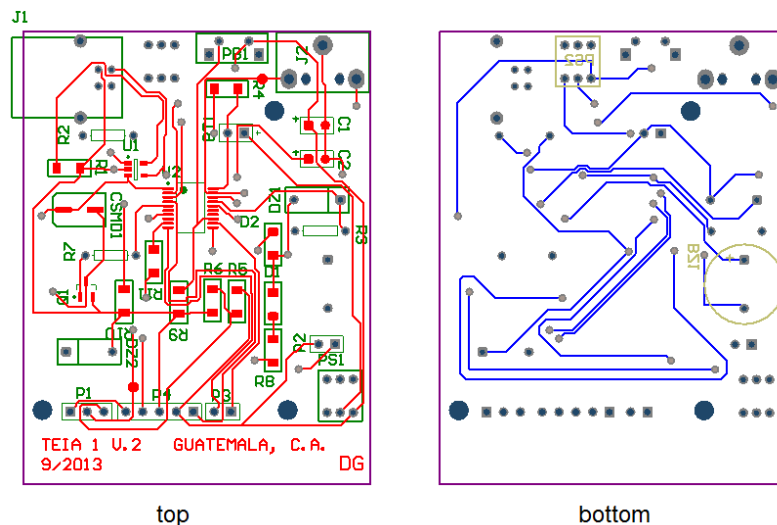
- <http://code.google.com/p/teia/source/browse/>

2. Piezas plásticas. Todas las piezas plásticas que conforman el prototipo TEIA V.2 se encuentran alojadas en la página de TEIA en el sitio web Thingiverse, en el cual pueden ser visualizadas en 3D o descargadas en formato STL²⁷.

- <http://www.thingiverse.com/thing:161826>

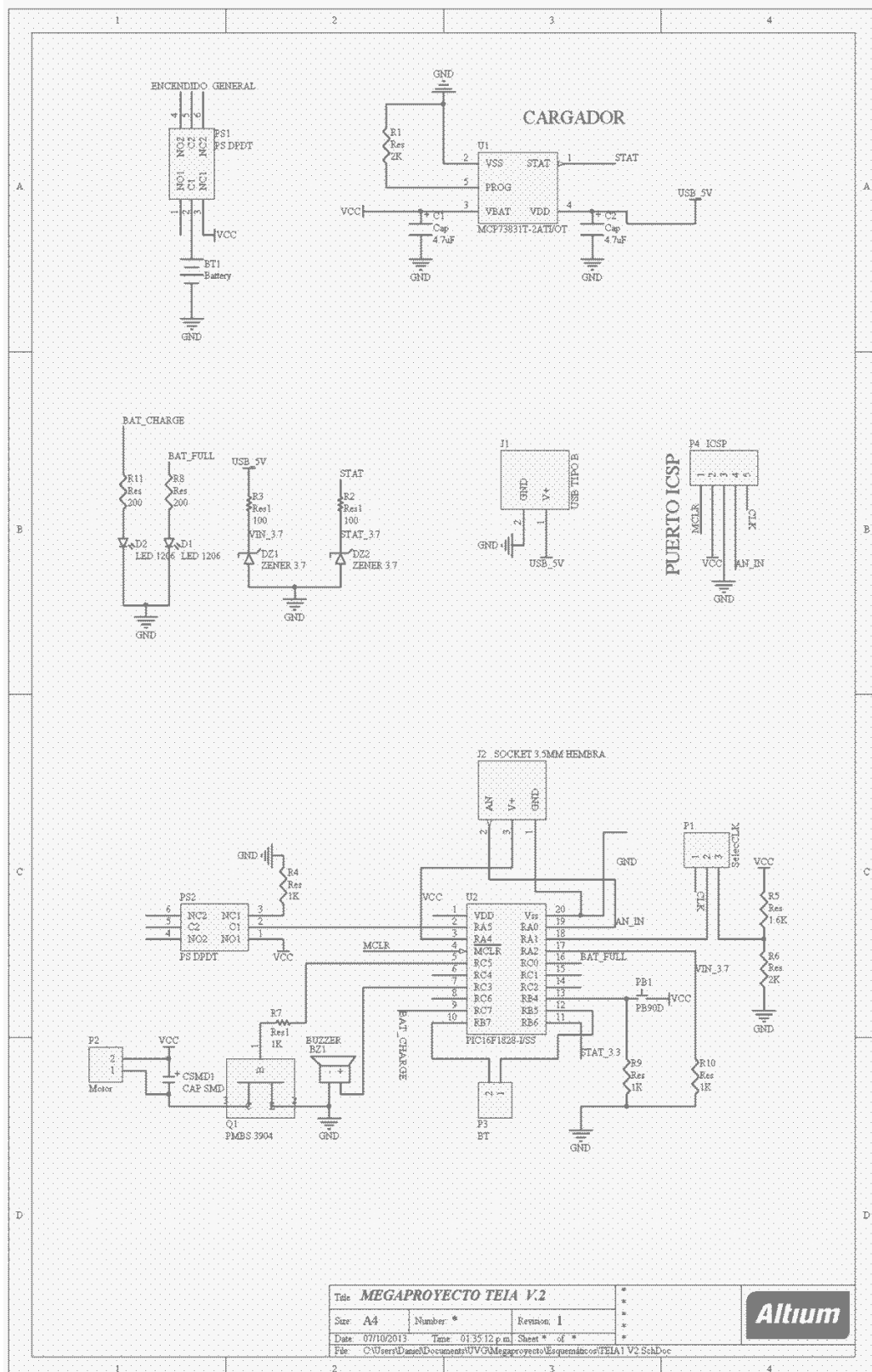
3. Esquema y placa de circuito electrónico

Apéndice 1. Placa de circuito TEIA V.2.



²⁷ Formato de archivo informático de diseño asistido por computadora (CAD) que define geometría de objetos 3D, excluyendo propiedades físicas del objeto.

Apéndice 2. Esquema de circuito del prototipo TEIA V.2.



En el vínculo siguiente se puede visualizar y descargar los archivos relacionados a la placa del circuito de TEIA V.2, se encuentra la versión en formato PDF del esquemático, los archivos del proyecto en Altium Designer y los archivos necesarios para la fabricación del PCB en formato Gerber (RS-274X).

- <http://tinyurl.com/m9m7zmk>

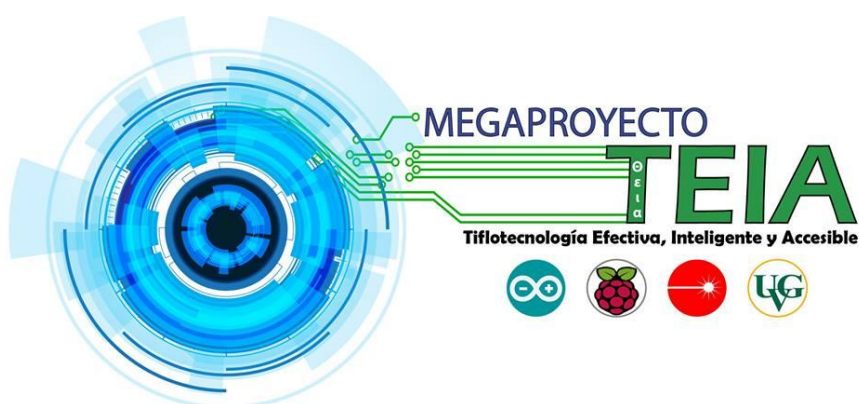
4. Hojas de datos técnicos. Las hojas de datos de los componentes electrónicos se encuentran disponibles en la carpeta de Google Drive del Megaproyecto TEIA <http://tinyurl.com/n2r283n> . En ella se encuentran las hojas de datos técnicos de los siguientes componentes:

INTEGRADO MCP73831	TRANSISTOR 2N3904
PIC 16F1828	TRANSISTOR 2222A
LED SMD	SENSOR LV-MAXSONAR-EZ1
VIBRADOR	

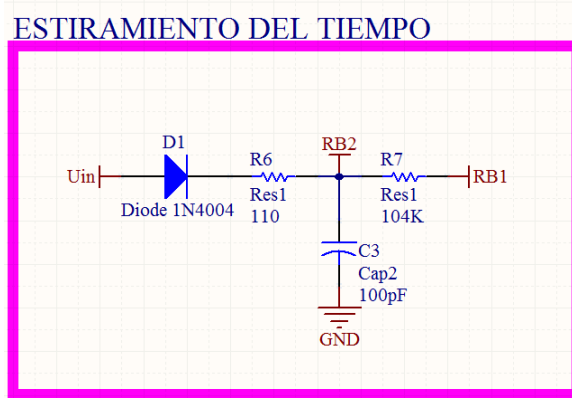
B. DISPOSITIVO DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS POR MEDIO ÓPTICO

1. Elementos gráficos. Logotipo del megaproyecto TEIA 2013, realizado por Daniel Ortiz Sarceño bajo licencia de Creative Commons:

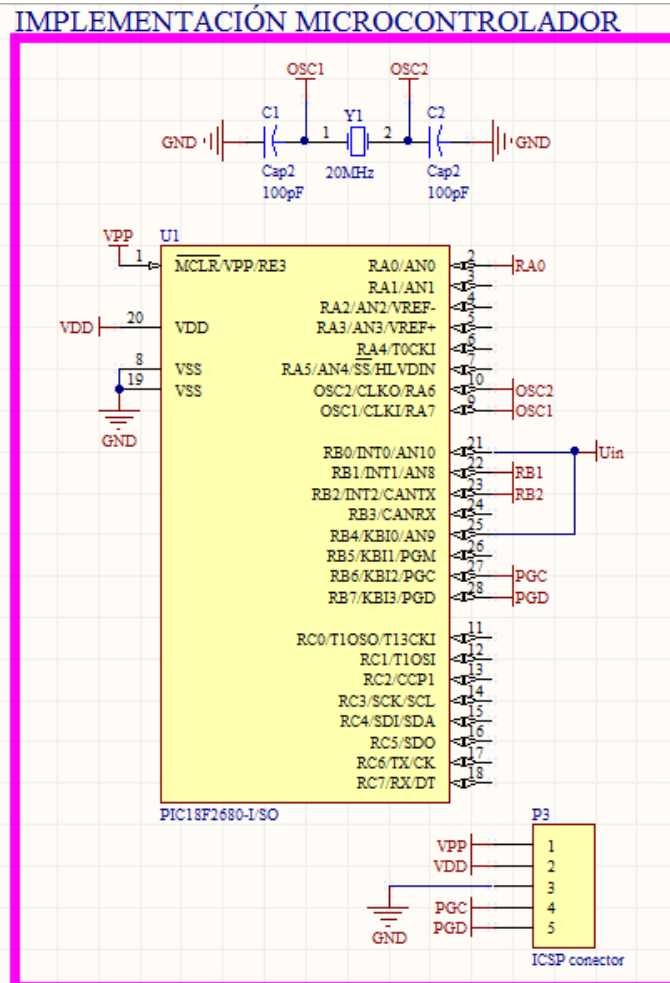
Apéndice 3. Logotipo de megaproyecto TEIA.



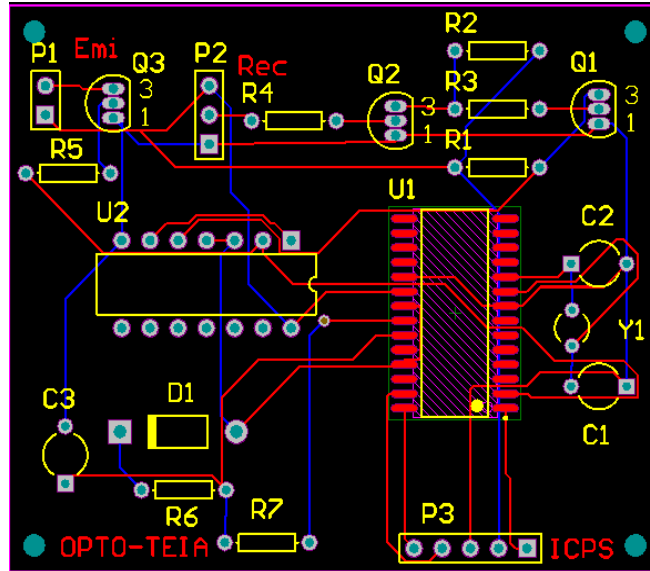
Apéndice 5. Esquemático para circuito de estiramiento del tiempo.



Apéndice 6. Esquemático para conexiones de microcontrolador utilizado.

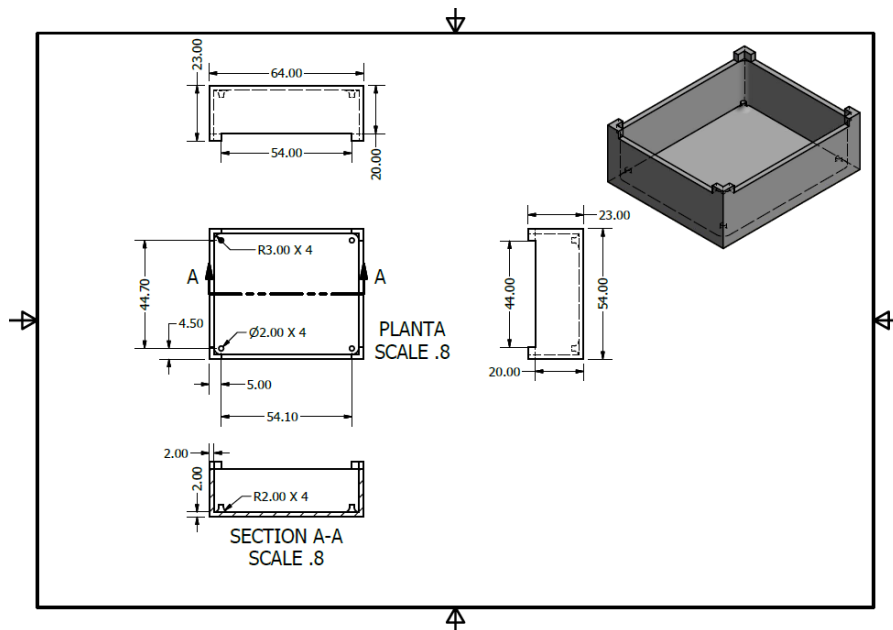


Apéndice 7. PCB final del módulo óptico del megaproyecto TEIA.

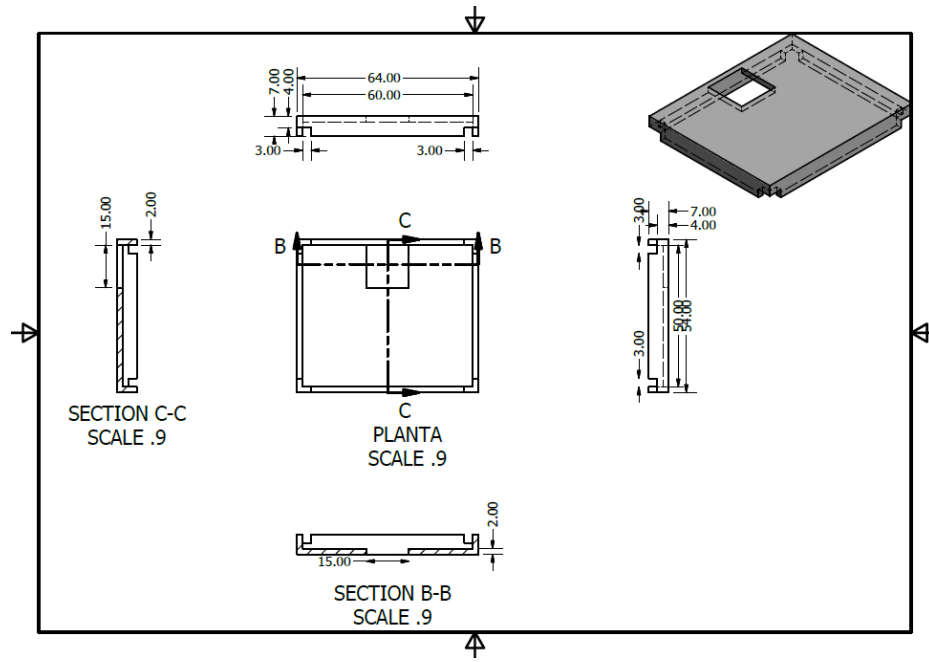


4. Empaquetado final. Todas las medidas del empaquetado final están en milímetros, este diseño fue impreso en 3D.

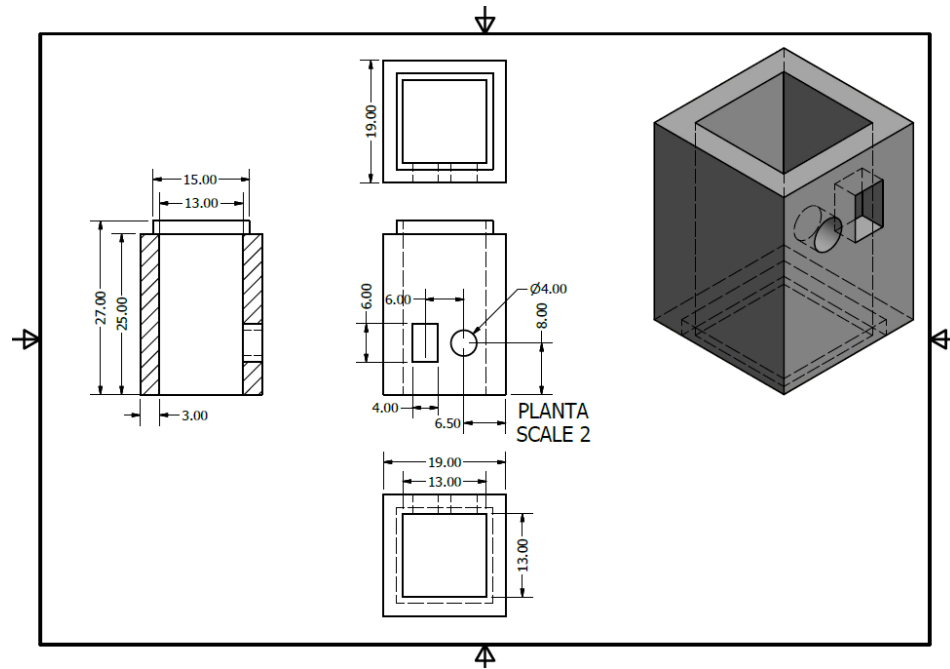
Apéndice 8. Base de empaquetado final.



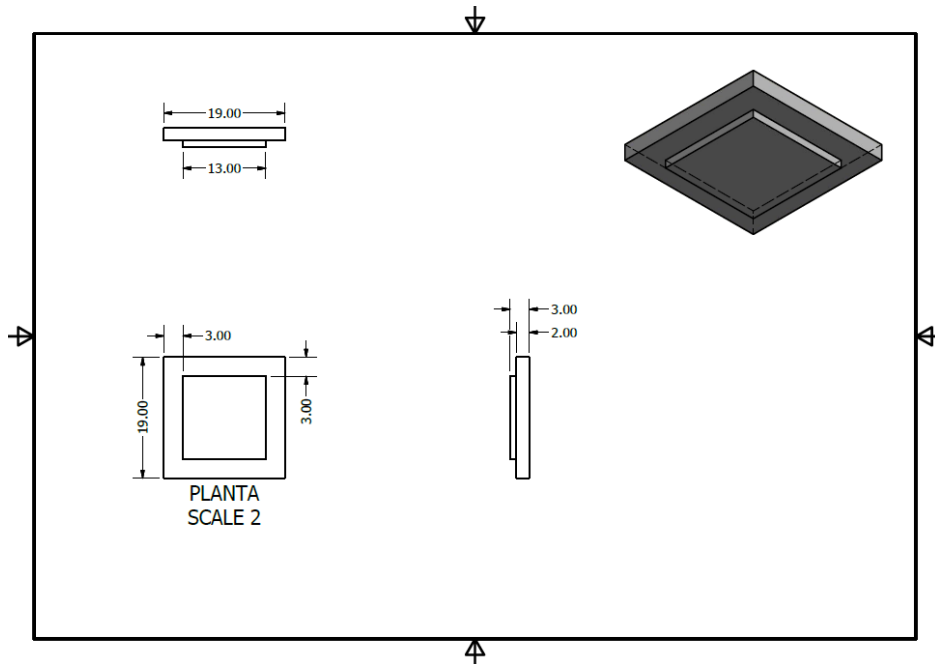
Apéndice 9. *Acople de base.*



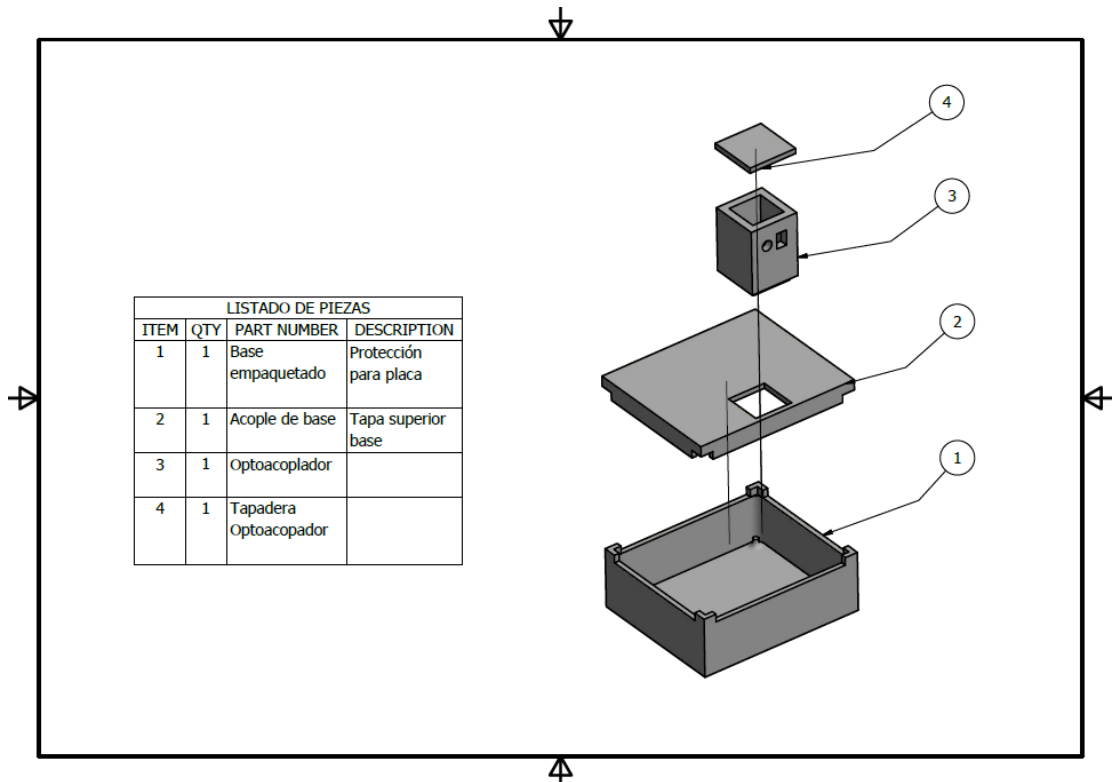
Apéndice 10. *Optoacoplador.*



Apéndice 11. Tapadera de optoacoplador.



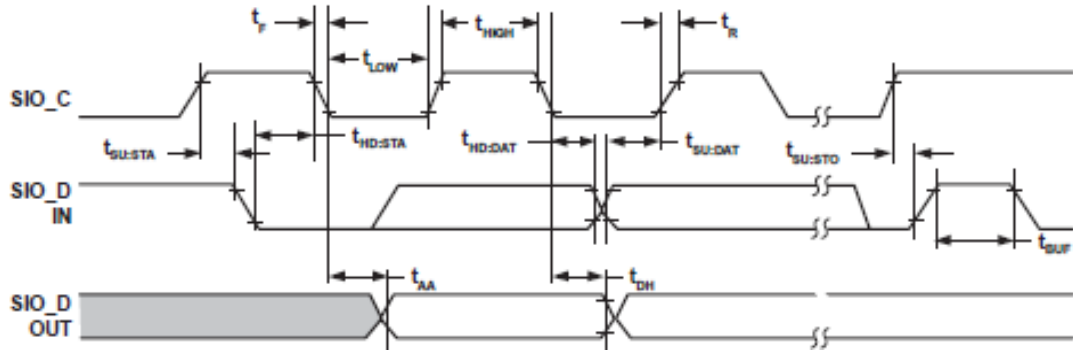
Apéndice 12. Despiece de empaquetado final.



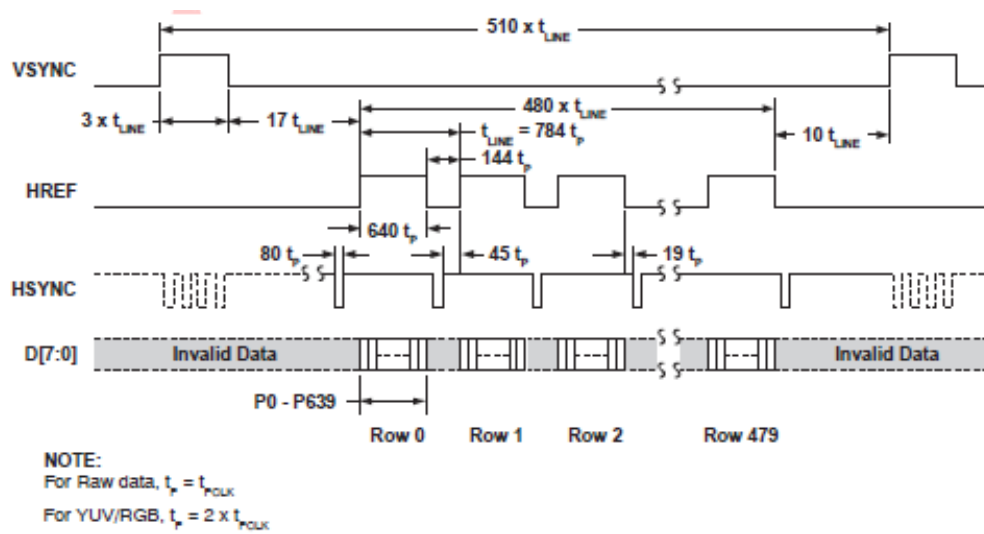
C. DISPOSITIVO DE DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS POR MEDIO DE PROCESAMIENTO DE IMÁGENES

1. Diagramas de timing de la cámara OV7670

Apéndice 13. Diagrama de timing del SCCB.

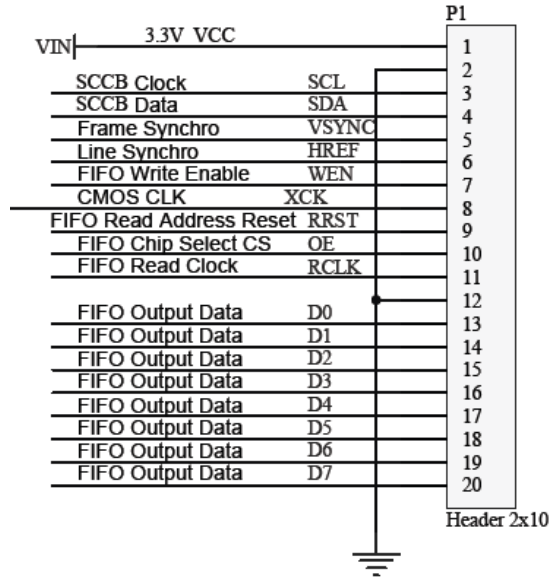


Apéndice 14. Diagrama de timing de la trama VGA.



2. Pinout de la cámara OV7670

Apéndice 15. Pinout de la cámara OV7670.



3. Conexión entre cámara y dsPIC33FJ128GP802

Apéndice 16. Conexión entre cámara y dsPIC33fj128GP802.

Función	Pin OV7670	Pin dsPIC	Configuración (dsPIC)
VSYNC	5	2 (RA0)	Entrada (interrupción)
HREF	6	3 (RA1)	Entrada (interrupción)
WEN	7	9 (RA2)	Salida
RRST	9	11 (RB4)	Salida
OE	10	12 (RA4)	Salida
RCLK	11	14 (RB5)	Salida
D0	13	15 (RB6)	Entrada (datos)
D1	14	16 (RB7)	Entrada (datos)
D2	15	21 (RB10)	Entrada (datos)
D3	16	22 (RB11)	Entrada (datos)
D4	17	23 (RB12)	Entrada (datos)
D5	18	24 (RB13)	Entrada (datos)
D6	19	25 (RB14)	Entrada (datos)
D7	10	26 (RB15)	Entrada (datos)
SCL	3	17 (RB8)	I2C
SDA	4	18 (RB9)	I2C

D. SISTEMA DE AJUSTE DINÁMICO PARA LA OBTENCIÓN DE DATOS EN LA DETECCIÓN DE OBSTÁCULOS

1. Repositorio de código en línea. En el repositorio de código contenido en el sitio <https://github.com/Mezeaa/TEIA-sistema-de-ajuste-dinamico> se encuentra la totalidad de las librerías, rutinas y archivos utilizados para la implementación del sistema de ajuste dinámico descrito en el presente trabajo. A continuación se presenta una breve descripción de los archivos contenidos en el directorio madre (TEIAControlModule) del repositorio.

- **ds65hb_oc.h** – encabezado que especifica los prototipos de las funciones disponibles para el manejo de los servomotores digitales DS65HB. Adicionalmente provee constantes de importancia para los dispositivos como la resolución, la magnitud de la banda muerta y los límites del ancho de pulso de la señal de control.
- **ds65hb_oc.c** – archivo fuente que describe la implementación de las funciones responsables del manejo de los servomotores digitales DS65HB.
- **hardware_profile.h** – encabezado que especifica las particularidades del hardware electrónico empleado, tal como la frecuencia del reloj de instrucciones o la velocidad de transferencia de los módulos de comunicación.
- **i2c1_master_simple.h** – archivo de encabezado que especifica los prototipos de las funciones responsables de la comunicación entre el controlador digital de señales y un esclavo I2C. Especifica rutinas de comunicación para dispositivos I2C estándar además de funciones de bajo nivel para aquellos dispositivos que no lo sean.
- **i2c1_master_simple.c** – archivo fuente que describe la implementación de las rutinas de comunicación I2C.
- **l3gd20.h** – encabezado que especifica los prototipos de las funciones disponibles para el manejo del giroscopio digital de 3 ejes L3GD20. Contiene adicionalmente información relevante del dispositivo, como su dirección de esclavo I2C.
- **l3gd20.c** – archivo fuente que describe la implementación de las funciones responsables del manejo del giroscopio de 3 ejes L3GD20.
- **l3gd20_registers.h** – archivo de encabezado que especifica las direcciones de los registros internos del giroscopio L3GD20, accesibles por medio del protocolo de comunicación I2C.
- **libdsp-elf.a** – archivo de librería suministrado por Microchip, requerido para el uso de las funciones de procesamiento de señales implementadas en hardware.
- **libq-dsp-elf.a** – archivo de librería suministrado por Microchip, requerido para el uso de funciones trigonométricas, logarítmicas, entre otras, implementadas con aritmética de punto fijo.

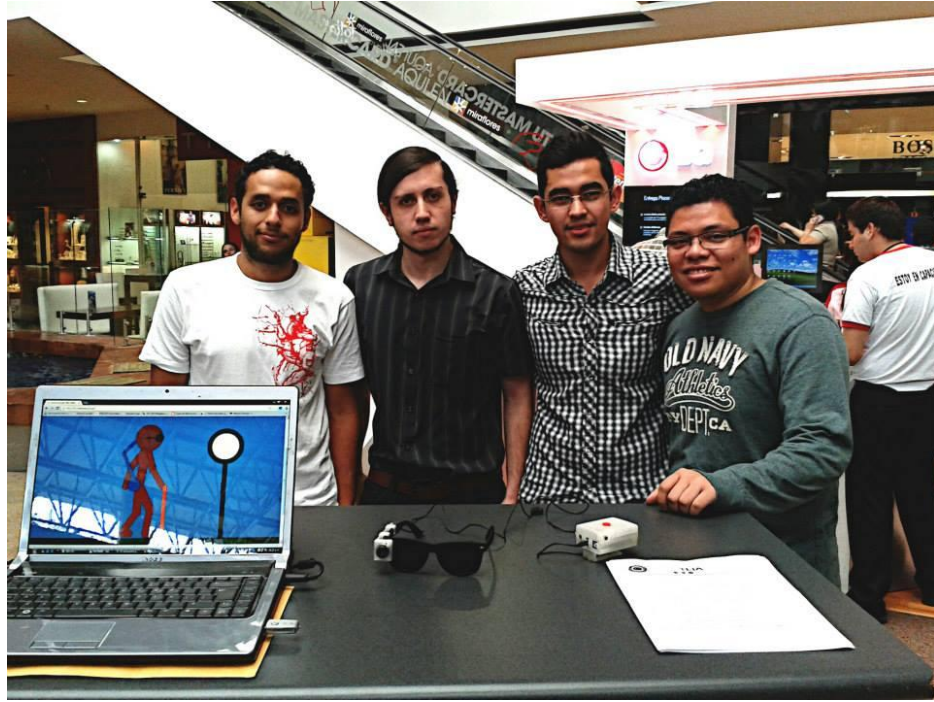
- **lsm303dlhc.h** – encabezado que especifica los prototipos de las funciones disponibles para el manejo del acelerómetro y magnetómetro digital de 3 ejes LSM303DLHC. Contiene adicionalmente información relevante del dispositivo, como su dirección de esclavo I2C.
- **lsm303dlhc.c** – archivo fuente que describe la implementación de las funciones responsables del manejo del acelerómetro y magnetómetro de 3 ejes LSM303DLHC.
- **lsm303dlhc_registers.h** – archivo de encabezado que especifica las direcciones de los registros internos del acelerómetro y magnetómetro LSM303DLHC, accesibles por medio del protocolo de comunicación I2C.
- **main.c** – programa principal del sistema de ajuste dinámico. Contiene los detalles de la implementación de los sistemas de procesamiento de señales y control diseñados en el transcurso del trabajo.
- **uart1_simple.h** – archivo de encabezado que especifica los prototipos de las funciones responsables de la comunicación Serial entre el controlador digital de señales y un dispositivo compatible.
- **uart1_simple.c** – archivo fuente que describe la implementación de las rutinas de comunicación Serial. No emplea interrupciones en ninguna de sus rutinas.
- **write.c** – archivo fuente responsable de redirigir la salida de datos hacia uno de los puertos seriales del controlador de señales, con el fin de emplear funciones estándar como printf para la comunicación con dispositivos externos.
- **get_serial_data.m** – programa desarrollado en MATLAB responsable de la adquisición y almacenamiento de datos desde el controlador digital de señales.

2. Video del funcionamiento del prototipo. El siguiente enlace <http://youtu.be/ZpmcUtT0tSc> contiene un breve video en donde se muestra el funcionamiento básico del prototipo para el sistema de ajuste dinámico desarrollado en el presente trabajo.

E. PARTICIPACIÓN EN XI FERIA DE LA TECNOLOGÍA IEEE GUATEMALA

En esta sección se presentan algunas imágenes del equipo del Megaproyecto TEIA presentando el prototipo en el que se estaba trabajando en ese momento, TEIA V.1. La feria tuvo lugar en el centro comercial Miraflores, en donde el equipo de TEIA colocó un stand para mostrar los avances de la investigación. Esta fue una grata experiencia para dar a conocer el proyecto, además de recibir comentarios y críticas constructivas.

Apéndice 17. Equipo de megaproyecto TEIA V.2.



Apéndice 18. Daniel Ortiz explicando el funcionamiento del dispositivo.



XVII. GLOSARIO

- **Acelerómetro:** se refiere al conjunto de sensores empleados para la medición de aceleraciones lineales.
- **Análisis espectral:** se refiere al análisis de sistemas tanto continuos como discretos empleando las transformaciones de Fourier respectivas.
- **Ancho de banda:** se refiere a la diferencia entre la frecuencia superior y la inferior de un conjunto continuo de frecuencias.
- **C:** lenguaje de programación de propósito general desarrollado inicialmente por Dennis Ritchie entre los años 1969 y 1973 en los laboratorios Bell. Su diseño provee construcciones que se trasladan eficientemente a instrucciones de máquina, por lo que ha encontrado su longevidad en aplicaciones anteriormente programadas en lenguaje ensamblador, como en el caso de sistemas operativos y sistemas embebidos.
- **Comparación de salidas:** del inglés Output Compare, se refiere a un módulo estándar en los microcontroladores PIC de Microchip, empleado para la generación de señales digitales de evento con restricciones de tiempo.
- **Constante de tiempo (τ):** parámetro que caracteriza la respuesta de un sistema lineal e invariante de primer orden a una señal escalón.
- **DSP:** del inglés Digital Signal Processing, se refiere a la manipulación matemática de señales de información para modificarlas o mejorarlas en alguna manera.
- **Espectro:** se refiere a una condición no limitada a un conjunto específico de valores, sino que es capaz de variar indefinidamente dentro de un continuo.
- **Estimación:** describe al proceso de encontrar un estimado o una aproximación, es decir, un valor que pueda ser utilizado para cierto propósito a pesar que los datos de donde se origina estén incompletos o presenten incerteza o inestabilidad.
- **FFT:** del inglés Fast Fourier Transform, se refiere al conjunto de algoritmos empleados para calcular la transformada de Fourier discreta (y su inversa) de manera eficiente.
- **Filtro:** proceso o dispositivo responsable de remover características o componentes no deseados de una señal.
- **Filtro Kalman:** algoritmo que emplea una serie de mediciones que contienen ruido, observadas a través del tiempo, para producir estimados de variables desconocidas que tienden ser más precisos que aquellos basados solamente en una medición individual.

- **Frecuencia de corte:** parámetro que define la frontera en la respuesta en frecuencia de un sistema en donde la energía que pasa a través de él comienza a ser reducida en lugar de pasar sin alteración.
- **Giroscopio:** se refiere al conjunto de sensores empleados para la medición de velocidades angulares en relación a uno o más ejes.
- **Heurístico:** se refiere a la solución de problemas, aprendizaje o descubrimiento mediante técnicas basadas en la experiencia.
- **HPF:** del inglés High Pass Filter, se refiere a un tipo de filtro que deja pasar únicamente señales de alta frecuencia mientras que atenúa aquellas con frecuencia menor a la definida por su frecuencia de corte.
- **I2C:** del inglés Inter Integrated Circuit, es un bus de computadora serial multi-maestro inventado por Philips para la conexión de periféricos de baja velocidad a tarjetas madre, sistemas embebidos, celulares y otros dispositivos electrónicos.
- **IIR:** del inglés Infinite Impulse Resonse, empleado para describir sistemas cuya respuesta al impulso no llega a ser cero en determinado punto. Caracterizan a los llamados sistemas auto-regresivos.
- **IMU:** del inglés Inertial Measurement Unit, se refiere al conjunto de dispositivos electrónicos empleados para la medición y el reporte de la orientación, velocidad y fuerzas gravitacionales de un vehículo. Utiliza una combinación de acelerómetros con giroscopios y en algunos casos magnetómetros.
- **Interpolación lineal:** se refiere al método de ajuste de curvas que emplea exclusivamente polinomios lineales.
- **LPF:** del inglés Low Pass Filter, se refiere a un tipo de filtro que deja pasar únicamente señales de baja frecuencia mientras que atenúa aquellas con frecuencia mayor a la definida por su frecuencia de corte.
- **LSB:** del inglés Least Significant Bit, se refiere a la posición binaria que representa las unidades. Cambian rápidamente cuando el número del que son parte cambia levemente.
- **Magnetómetro:** se refiere al conjunto de sensores empleados para la medición de campos electromagnéticos.
- **MATLAB:** entorno de computación numérica y lenguaje de programación de cuarta generación desarrollado por MathWorks. Permite la manipulación de matrices, generación de gráficos, implementación de algoritmos, creación de interfaces de usuario y la comunicación con programas escritos en otros lenguajes como C, C++, Java y Fortran.
- **MEMS:** del inglés Micro Electro Mechanical Systems, se refiere a la tecnología empleada para el desarrollo de dispositivos de pequeña escala, también llamados micro máquinas.

Consisten típicamente de una unidad central responsable de procesar información y de diversos componentes que interactúan con los alrededores, tal como micro sensores.

- **Método directo de Rgazzini:** método de diseño para sistemas de control digital empleado para especificar un controlador que produzca una función de transferencia de lazo cerrado deseada.
- **Microchip:** fabricante americano de microcontroladores, memorias y semiconductores analógicos.
- **Microcontrolador:** se refiere al conjunto de circuitos electrónicos conformados por un procesador, memoria y periféricos de entrada y salida programables. Son empleados en aplicaciones embebidas en contraste a los microprocesadores empleados en computadoras personales y otras aplicaciones de propósito general.
- **MPLAB X IDE:** entorno integrado de desarrollo utilizado para el desarrollo de aplicaciones para los microcontroladores y controladores digitales de señales de Microchip. Permite la programación de dispositivos tanto en lenguaje ensamblador como en C y C++.
- **PicKit3:** dispositivo empleado para la programación y depuración de microcontroladores PIC y dsPIC.
- **PID:** del inglés Proportional Integral Derivative, se refiere a un tipo de controlador de retroalimentación genérico ampliamente utilizado en sistemas de control industrial. Éste trata de minimizar el error al ajustar las entradas de control del proceso.
- **Piezoeléctrico:** Cristales que adquieren una polarización eléctrica en su masa al ser sometidos a tensiones mecánicas, creando de esta manera una diferencia de potencial y cargas eléctricas en su superficie.
- **Procesador Digital de Señales (DSP):** se refiere a un grupo de microprocesadores especializados, que poseen una arquitectura optimizada para las necesidades operacionales del procesamiento digital de señales (ver DSP).
- **Q0.15:** tipo de dato fraccional empleado para la implementación de algoritmos con aritmética de punto fijo. Emplea 15 bits para la parte entera (potencias positivas de 2), 16 para la fraccional (potencias negativas de 2) y uno para el signo.
- **Q15.16:** tipo de dato fraccional empleado para la implementación de algoritmos con aritmética de punto fijo. Emplea 15 bits para la parte entera (potencias positivas de 2), 16 para la fraccional (potencias negativas de 2) y uno para el signo.
- **Regulador lineal cuadrático:** controlador de retroalimentación empleado en la teoría de control óptimo para la operación de sistemas dinámicos con el mínimo costo posible.
- **Sensores micro electro mecánicos:** se refiere al conjunto de sensores que emplea la tecnología MEMS para su diseño y fabricación.

- **Señal discreta:** se refiere a una serie temporal formada de una secuencia de cualidades. En otras palabras, corresponde a una función de un argumento discreto.
- **Sistema discreto:** se refiere a un sistema con un número contable de estados, empleado para el procesamiento de señales discretas.
- **STL:** Formato de archivo informático de diseño asistido por computadora (CAD) que define geometría de objetos 3D, excluyendo propiedades físicas del objeto.
- **TEIA:** Tiflotecnología Efectiva Inteligente y Accesible.
- **Tiflotecnología:** se refiere al conjunto de técnicas y teorías que permiten la utilización de conocimientos tecnológicos para el desarrollo de aplicaciones y dispositivos destinados a ayudar a personas ciegas o de baja visión.
- **TINA PRO v9:** paquete de software para el diseño y simulación en tiempo real de circuitos analógicos, digitales, VHDL, MCU y mezclados. Adicionalmente, provee herramientas para el diseño de placas impresas (PCB).
- **Transformada de Fourier:** transformación integral empleada en el área de señales y sistemas para descomponer señales en una combinación lineal de funciones sinusoidales. Posee variantes para tanto el caso continuo como el discreto.
- **Transformada de Laplace:** transformación integral empleada en el área de señales y sistemas para analizar sistemas continuos descritos por medio de ecuaciones diferenciales, utilizando expresiones algebraicas simples.
- **Transformada Z:** transformación considerada como el equivalente en tiempo discreto de la transformada de Laplace. Permite el análisis de sistemas discretos descritos por ecuaciones de diferencias, mediante expresiones algebraicas simples.
- **UART:** del inglés Universal Asynchronous Receiver/Transmitter, es una pieza de hardware de computadoras que traduce datos de forma paralela a serial y viceversa.

