

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL DE POSICIÓN DE
LA COLA DE UN HELICOPTERO DE AEROMODELISMO**

**DAVID FELIPE D'CROZ BARÓN
SERGIO IVÁN VILLAMIZAR DELGADO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
Y TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2009

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL DE POSICIÓN DE
LA COLA DE UN HELICOPTERO DE AEROMODELISMO**

DAVID FELIPE D'CROZ BARÓN

SERGIO IVÁN VILLAMIZAR DELGADO

Trabajo de grado para optar al título de Ingeniería electrónica

DIRECTOR:

MSc ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE FÍSICO-MECÁNICAS

ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA

Y TELECOMUNICACIONES

BUCARAMANGA

2009

AGRADECIMIENTOS

A la universidad Industrial de Santander, por ser el centro educativo que nos formó profesionalmente, a nuestro director MSc Alfredo Acevedo Picón, por su colaboración, compromiso y entusiasmo entregado en este proyecto, al profesor Rodolfo Villamizar, por brindarnos la ayuda necesaria en el diseño del sistema de control y finalmente al grupo ERA por su apoyo en la recta final de este trabajo de grado.

Los autores del proyecto

DEDICATORIA

*En primer lugar quiero dedicar este proyecto a Dios,
Por ser mi guía y mi sustento en cualquier circunstancia de mi vida.
A mis padres, Néstor Raúl y María Eugenia, por su valiosa colaboración
Y por su inquebrantable esfuerzo por formarme como persona.
A mis hermanos María, Néstor y Carolyn.
A mis abuelos Carlos Julio y Rebeca.*

David Felipe

*Dedicado a Dios
A mis Padres, Heriberto y Martha
A mi hermano, Luis Carlos
Y todas las personas que nos apoyaron
Ya que sin ellas esto no hubiera sido posible*

Sergio V.

Tabla de contenido

	pág.
AGRADECIMIENTOS	7
DEDICATORIA	8
INTRODUCCIÓN	20
1 REVISIÓN.....	22
1.1 HISTORIA	22
1.2 FUNCIONAMIENTO DEL HELICÓPTERO	24
1.3 HELICÓPTEROS A RADIOCONTROL	25
1.4 TIPOS DE CONTROL EN HELICÓPTEROS EN VUELO.....	26
1.5 CONTROL DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA EN HELICÓPTEROS A RADIOCONTROL.....	27
2 MODELO MATEMATICO DE LA DINAMICA DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA DE UN HELICOPTERO DE AEROMODELISMO	29
2.1 INTRODUCCIÓN	29
2.2 TIPOS DE MODELOS EXISTENTES	29
2.2.1 MODELO PRESENTADO POR KEMAO PENG.....	30
2.2.2 MODELO PRESENTADO POR JAIME DEL CERRO GINER	32
2.2.3 MODELO PRESENTADO POR NGUYEN HUU NGHIA	33
2.2.4 MODELO PRESENTADO POR A RAHIDEH Y M H SHAHEED	34
2.2.5 MODELO PRESENTADO POR AGUIRRE GIL IÑAKI, DEL CERRO GINER JAIME Y BARRIENTOS CRUZ ANTONIO:	36
2.3 MODELO ESCOGIDO	37
2.4 DESCRIPCIÓN DEL MODELO.....	37
2.5 CONDICIONES DE TRABAJO Y PARÁMETROS DE LA PLANTA	42
3 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DE LA DINÁMICA DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA	45
3.1 INTRODUCCIÓN	45
3.2 MODELO DE LA PLANTA EN EL DOMINIO S.....	46
3.3 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA EN Z	47

3.4	<i>CONSIDERACIONES DE DISEÑO EN Z</i>	49
3.4.1	ESTABILIDAD	49
3.4.2	ERROR EN ESTADO ESTABLE	50
3.4.3	RESPUESTA TRANSITORIA EN EL PLANO Z	52
3.5	<i>DISEÑO DEL CONTROLADOR</i>	53
4	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL EN SOFTWARE	61
4.1	<i>INTRODUCCIÓN</i>	61
4.2	<i>IMPLEMENTACIÓN EN SOFTWARE</i>	62
4.2.1	DIAGRAMA DE FLUJO	63
5	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL EN HARDWARE	77
5.1	<i>INTRODUCCIÓN</i>	77
5.2	<i>DIAGRAMA GENERAL DE BLOQUES</i>	78
5.3	<i>ETAPAS DEL PCB:</i>	79
5.3.1	ETAPA DE CONTROL	79
5.3.2	ETAPA DE SENSADO	83
5.3.3	ETAPA DE ALIMENTACIÓN	87
5.3.4	ETAPA DE COMUNICACIÓN EXTERIOR	90
6	PRUEBAS DE LA IMPLEMENTACIÓN	92
6.1	<i>INTRODUCCIÓN</i>	92
6.2	<i>DISPOSITIVO CONSTRUIDO</i>	92
6.3	<i>PRUEBAS REALIZADAS A LOS DIVERSOS MÓDULOS</i>	95
7	CONCLUSIONES	99
8	RECOMENDACIONES	102
9	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104
10	ANEXOS	106
10.1	<i>ANEXO A - DESCRIPCIÓN Y ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL LAZO DE CONTROL</i>	106
10.1.1	<i>INTRODUCCIÓN</i>	106
10.1.2	<i>DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA</i>	107

10.1.3	<i>DESCRIPCIÓN Y SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DEL LAZO DE CONTROL</i>	
	108	
10.2	<i>ANEXO B, CÓDIGO IMPLEMENTADO EN EL MICROCONTROLADOR</i>	129
10.3	<i>ANEXO C - HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES USADOS</i>	137
10.4	<i>ANEXO C – ESQUEMÁTICO Y LAYOUT DEL CIRCUITO DESARROLLADO</i>	151

LISTADO DE TABLAS

Tabla 2-1 Tabla de parámetros del modelo matemático con sus correspondientes valores.....	44
Tabla 3-1 Diferentes errores para el sistema de la figura 4.2	52
Tabla 5-1 Características del Giroscopio	83
Tabla 5-2 Características del Giroscopio	84
Tabla 5-3 Características eléctricas de los dispositivos	87
Tabla 5-4 Características eléctricas del ADP3330	88
Tabla 10-1 Tabla comparativa de controladores de señal digital primera parte..	114
Tabla 10-2 Tabla comparativa de controladores de señal digital segunda parte	115
Tabla 10-3 Tabla de selección de controladores de señal digital primer filtro.....	117
Tabla 10-4 Tabla de selección de controladores de señal digital segundo filtro .	117
Tabla 10-5 Tabla de selección de controladores de señal digital tercer filtro.....	118
Tabla 10-6 Tabla comparativa de giróscopos con salida analógica	125
Tabla 10-7 Tabla de parámetros relevantes del LISY300AL	126

TABLA DE ECUACIONES

Ecuación 2-1 Función de transferencia Obtenida para aproximarse a la respuesta del sistema.	31
Ecuación 2-2 Modelo matemático de la dinámica del movimiento rotacional de cola.....	34
Ecuación 2-3 Modelo matemático obtenido a partir de funciones de LaGrange de la dinámica del movimiento rotacional de cola.	35
Ecuación 2-4 Modelo matemático que representa el movimiento rotacional de cola	36
Ecuación 2-5 Modelo matemático que representa el movimiento rotacional de cola de un helicóptero de aeromodelismo	38
Ecuación 2-6. Modelo matemático después de algunas apreciaciones de vuelo estacionario.....	44
Ecuación 3-1. Modelo de la planta en S.....	47
Ecuación 3-2 Función de transferencia del sistema.....	48
Ecuación 3-3 Función de transferencia en el dominio Z de la planta y el retenedor de orden cero Zoh (Arriba de donde sale la ecuación, y abajo a donde se llega). 49	
Ecuación 3-4. Modelo general para analizar Eeee dependiendo de la entrada. ...	51
Ecuación 3-5. Forma para las constantes de error para el sistema de la figura 4.2.	51
Ecuación 3-6. Forma para generalizar puntos del mismo sobrepaso en Z.	53
Ecuación 3-7. Tiempo de asentamiento y Frecuencia natural amortiguada para sistemas subamortiguados.....	54
Ecuación 3-8 Función de transferencia del sistema sin compensar en lazo abierto	55
Ecuación 3-9. Función de transferencia de un compensador PD	56
Ecuación 3-10 Función de transferencia del sistema compensado en lazo abierto	56
Ecuación 3-11 . Función de transferencia del PD utilizado con el valor de sus constantes.....	57
Ecuación 3-12 . Función de transferencia del compensador en adelanto.....	58
Ecuación 3-13 Función de transferencia general del sistema compensado total en lazo abierto.....	58
Ecuación 3-14. Función de transferencia del sistema compensado total en lazo abierto	59
Ecuación 4-1 Controlador PD discreto en el dominio del tiempo.	71
Ecuación 4-2 Función de Transferencia del Controlador adelanto de fase.....	71
Ecuación 4-3 Compensador de Adelanto de Fase Discreto en el dominio del tiempo	72

Ecuación 5-1 Calculo de la frecuencia de corte para el filtro activo pasabajas del LISY300AL	86
--	----

TABLA DE FIGURAS

Figura 1-1 Gráfico del helicóptero	25
Figura 2-1 Respuesta en frecuencia de la dinámica del movimiento rotacional de cola.....	31
Figura 2-2 Modelo de Twin rotor mimo system (TMRS)	34
Figura 2-3 Tipos de rotaciones.....	39
Figura 2-4 Influencia del efecto suelo con la altura	41
Figura 3-1. Lazo de control.....	46
Figura 3-2. Lazo de control para analizar Eeee.....	50
Figura 3-3 Lugar geométrico de la raíces del sistema sin compensar.....	55
Figura 3-4 Lugar geométrico de la raíces del sistema después de la primera compensación.	57
Figura 3-5. Lugar geométrico de las raíces del que satisface las condiciones deseadas de la planta.	58
Figura 3-6. Lugar geométrico de las raíces del sistema compensado.....	60
Figura 3-7 Respuesta al escalón del sistema compensado.	60
Figura 4-1 Diagrama de entradas y salidas	62
Figura 4-2 Diagrama de Flujo general	63
Figura 4-3 Diagrama de Flujo específico parte 1	66
Figura 4-4 Diagrama de Flujo específico parte 2.....	66
Figura 4-5 Aproximación de la integral por medio de rectángulos retrasados	68
Figura 4-6 Aproximación de la integral por medio de rectángulos retrasados	69
Figura 4-7 Actuador, posiciones del servo	73
Figura 4-8 Diagrama de flujo general del código implementado.....	76
Figura 5-1 Diagrama de bloques general del PCB	78
Figura 5-2 Circuito necesario para el MCF51JM128	81
Figura 5-3 Circuito necesario para el LISY300AL.....	84
Figura 5-4 Curvas características del ADP3330.....	89
Figura 5-5 Circuito requerido por el ADP3330.....	89
Figura 5-6 Circuito Completo desarrollado en el PCB	91
Figura 6-1 Helicóptero EXI-450 utilizado para implementar el dispositivo final ...	93
Figura 6-2 Dispositivo final, construcción del hardware.....	93
Figura 6-3 Detalle del dispositivo final, construcción del hardware	94
Figura 6-4 Dispositivo final implementado en el helicóptero.....	94
Figura 6-5 Tarjeta programadora del microcontrolador	95
Figura 6-6 Programación del microcontrolador in- circuit	96
Figura 6-7 Programa de prueba en el microcontrolador	96
Figura 6-8 Prueba del PWM variando el valor del trimmer	97

Figura 6-9 Prueba del seguimiento de la señal del transmisor	98
Figura 10-1 Sistema de control planteado para el control del movimiento rotacional de cola	108
Figura 10-2. Planta a utilizar- Helicóptero EXI-450 RC	110
Figura 10-3 Diagrama de bloques del nucleo ColdFire	120
Figura 10-4 Diagrama de bloques del MCF51JM128.....	121
Figura 10-5 Configuración de pines del LISY300AL.....	126
Figura 10-6 Futaba S3107 microservo	128
Figura 10-7 Elementos del lazo de control	128
Figura 10-8. Esquemático del circuito implementado en Orcad	151
Figura 10-9. Layout del circuito implementado	152

TABLA DE ANEXOS

10 ANEXOS.....	106
10.1 ANEXO A - DESCRIPCIÓN Y ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL LAZO DE CONTROL.....	106
10.1.1 INTRODUCCIÓN	106
10.1.2 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA	107
10.1.3 DESCRIPCIÓN Y SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DEL LAZO DE CONTROL ..	108
10.2 ANEXO B, CÓDIGO IMPLEMENTADO EN EL MICROCONTROLADOR	129
10.3 ANEXO C - HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES USADOS	137
10.4 ANEXO C – ESQUEMÁTICO Y LAYOUT DEL CIRCUITO DESARROLLADO.....	1511

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL DE POSICIÓN DE LA COLA DE UN HELICOPTERO DE AEROMODELISMO*

AUTORES: DAVID FELIPE D'CROZ BARÓN, SERGIO IVÁN VILLAMIZAR DELGADO.**

PALABRAS CLAVES:

Giro de cola, Helicóptero De Aeromodelismo, Giroscopio, Control de Posición, Servomotor.

DESCRIPCIÓN:

El desarrollo de este proyecto se enfoca en el diseño y la implementación de un sistema de control que se encargue de mantener y llevar a un punto de operación deseado a la cola de un helicóptero de aeromodelismo manejado a radio control, bajo las condiciones de vuelo estacionario.

Para la realización de los objetivos planteados, después de haber estudiado la dinámica del helicóptero, y de realizar la selección y parametrización del modelo matemático que mejor representara las condiciones de vuelo y la dinámica del helicóptero de aeromodelismo elegido, se procedió al diseño del controlador, para el cual se propuso la implementación de un controlador PD en cascada con un adelanto de fase, ya que con esta configuración se cumplían los parámetros de diseño que hacían que la planta tuviera una buena respuesta ante la presencia de una entrada controlada como el escalón unitario, y alcanzara las condiciones deseadas de la respuesta transitoria.

Para la realización práctica del sistema de control, en primera instancia se realizó la selección de los dispositivos, tales como el giroscopio, el cual fue el sensor encargado de traducir la variable a controlar, el microcontrolador, que es el encargado de ejecutar el software que procesa la variable del sensor y enviar una señal de control correspondiente, y el servomotor que en este caso es el actuador del sistema. En segunda instancia, se implementó el software, programado en lenguaje C en un microcontrolador de la familia ColdFire V1 de freescale mediante la herramienta CodeWarrior. Finalmente se desarrolló el PCB correspondiente a la aplicación con los circuitos necesarios para correcto funcionamiento de los componentes y de las etapas presentes en él, teniendo en cuenta todas las normas requeridas en la realización de un PCB de señal mezclada.

*Trabajo de Grado

**Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Electrónica. Director Del Proyecto: MSc ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND CONSTRUCTION OF A SYSTEM FOR CONTROLLING THE POSITION OF A RC HELICOPTER TAIL*.

AUTHORS: DAVID FELIPE D'CROZ BARÓN, SERGIO IVÁN VILLAMIZAR DELGADO.

KEYWORDS:

TAIL TURN, RC HELICOPTER, GYROSCOPE, POSITION CONTROL, SERVOMOTOR.

DESCRIPCIÓN:

The development of this project focuses on the design and implementation of a control system that is responsible for maintaining and carrying a desired operating point to the tail of a RC helicopter, under the hovering flight conditions.

In order to reach the objectives, Having studied the dynamics of the helicopter and making selection and parameterization of a mathematical model that better represent the flight dynamics of the RC helicopter selected, proceeded to design the controller for which proposed the implementation of a PD controller in cascade with a phase advance compensator, because with this configuration achieved the design parameters that made the plant had a good response in presence of a step input.

For the practical realization of the control system in first instance was made the selection of devices, such as the gyroscope, which was responsible for translating the sensor to the control variable. The microcontroller, who's running the software that processes the variable's sensor and sends a signal control, and finally the servomotor in this case was that the actuator system. In second instance, is developing the software, programmed in C language in a microcontroller Coldfire V1 family from Freescale through the CodeWarrior tool. Finally, the PCB was developed for implementation with the circuits necessary for correct functioning of the components and stages in it, taking into account all the standards required in the performance of a mixed signal PCB.

*Thesis

**Faculty of Physical-Mechanical Engineering. School of Electronic Engineering. Thesis Director:
MSc ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN

INTRODUCCIÓN

A parte de ser un medio de transporte muy utilizado, un helicóptero es una máquina versátil y muy interesante, con la que se pueden realizar diversos tipos de aplicaciones, desde inspección hasta uso militar, ya que su capacidad de despegue y aterrizaje horizontal le permiten abordar lugares imposibles para otras aeronaves, pero su tendencia a la inestabilidad y su dinámica acoplada lo convierte en un vehículo complicado a la hora de controlar.

En la actualidad existen diversos proyectos acerca de implementar vehículos aéreos no tripulados, en especial helicópteros, por lo que se cuenta con un gran número de investigaciones y libros que tratan la dinámica de la aeronave. Es por eso que en este proyecto se planteó diseñar e implementar el sistema de control de la cola de un helicóptero a radio control, es decir que se controlará el movimiento rotacional de cola para que el vehículo no tienda a hacer rotar su fuselaje debido al giro del rotor principal.

En orden de cumplir con el desarrollo de este trabajo, se identifican tres etapas claves, a saber, la búsqueda del modelo matemático, en donde se documenta y se hace una breve valoración sobre los modelos que se podrían utilizar, escogiendo el que mejor se adapte a la planta y proceder finalmente a explicar de una manera concisa los parámetros que describen el mismo. La segunda etapa consta de diseñar el sistema de control, que posee dos partes importantes: la selección de los dispositivos del lazo de control y el diseño del controlador digital, para lo cual se ha escogido la teoría de control clásica, mediante la técnica del lugar geométrico de las raíces. La tercera y última etapa es la implementación del diseño realizado en software y en hardware.

Es importante aclarar que la documentación y las conclusiones registradas en este trabajo pueden ser el primer paso para implementar un vehículo aéreo no tripulado

(UAV, por sus siglas en inglés), y a pesar de controlar el movimiento rotacional de uno de sus ejes, que es el más básico cuando la aeronave se encuentra en vuelo, no deja de ser importante, ya que es el que hace estabilizar el vehículo con respecto a su dinámica cuando se encuentra navegando.

A manera de resumen, en este proyecto se tratará de diseñar e implementar en el control de uno de los ejes de helicóptero basado en un modelo previamente escogido y emulará el comportamiento de un producto que se conoce como giroscopio electrónico que sensa los cambios en la posición angular de la cola del helicóptero y hace los correctivos necesarios para que regrese a la posición inicial.

1 REVISIÓN

Teniendo en cuenta el propósito de éste trabajo, sería conveniente ubicar al lector en la historia del helicóptero y no solo mencionar sus principios de funcionamiento. La historia del helicóptero ilustrada a continuación es con el fin de tener una noción general y no de abarcar todos los avances y problemas que han existido durante el desarrollo de esta idea, además se ilustrará como la ingeniería, y en especial los avances tecnológicos, han ayudado a hacer del helicóptero un sistema más estable y fácil de manejar y maniobrar.

1.1 HISTORIA

Es muy común pensar que el inventor Leonardo Da Vinci haya sido el pionero en la invención del helicóptero. Sus estudios sobre hélices es espiral, que impulsadas por un mecanismo, parecía elevarse verticalmente y mantenerse en el aire gracias a su propio empuje fueron muy importantes e hicieron que este principio se tornara un tema muy serio, pero hay que tener en cuenta que existe una historia que aproximadamente en el año 500 a.C. técnicos chinos ya habían diseñado una especie de peonza hecha con cuero, que con un tirón de su cuerda se podía elevar verticalmente, este invento lo llamarían “el trompo volador”. Pero lo cierto es que con base en los estudios hechos por Da Vinci en el siglo XV, se realizaron investigaciones complementarias durante los siglos XVIII y XIX para que a principios del siglo XX se ejecutaran los primeros modelos a escala de máquinas voladoras de despliegue vertical (ya que no existía ningún motor con la potencia para poder despegar una máquina con la tripulación).

A pesar de varios experimentos realizados a principios del siglo XX por franceses, americanos, húngaros e italianos, fue gracias al avión de Juan de la Cierva que el principio del helicóptero y del vuelo vertical se pudo hacer y ver de manera diferente, ya que en su juventud, gracias a su genio, se dio cuenta que el problema de la seguridad en la sustentación podía ser resuelta utilizando una única hélice (los modelos anteriores utilizaban desde 22 a 34 hélices) vertical que podía proporcionar la fuerza de sustentación necesaria independientemente de la velocidad. Juan de la Cierva patentó su idea llamando autogiro a su aparato volador. Con este principio se dio paso a los helicópteros útiles¹.

El primer helicóptero capaz de estabilizarse correctamente fue una máquina de dos rotores diseñada por el ingeniero alemán Heinrich Focke que voló en 1936. En 1939 el ingeniero aeronáutico Igor Sikorski puso en vuelo un aparato de un único rotor, el VS-300, y su sucesor, el XR-4, el cual realizó el primer vuelo por el campo desde Stratford, Connecticut, hasta las proximidades de Dayton, Ohio, cubriendo unos 1.225 km del 13 al 17 de mayo de 1942. Al final de la segunda guerra mundial pareció evidente que el helicóptero tenía un brillante futuro por delante, y hubo quien, como Sikorski que predijo que en el futuro los helicópteros como los automóviles se difundirían enormemente².

Después de perfeccionar la idea de la máquina voladora que despegaba verticalmente, se llegó a la idea de helicóptero, la cual durante el desarrollo de la historia tuvo también inconvenientes pero la idea siempre fue la continua mejora hasta llegar al concepto que se tiene hoy en día del mismo, alcanzando finalmente a la idea de utilizarlo para distintas funciones, siendo éstas transporte de objetos y pasajeros, uso militar, reconocimiento, logística, inspección ambiental, etc.

¹ http://www.aero.upm.es/es/alumnos/historia_aviacion/tema11.html

² <http://www.taringa.net/posts/imagenes/1117565/Historia-del-helicoptero.html>

1.2 FUNCIONAMIENTO DEL HELICÓPTERO

Un helicóptero es una aeronave que se eleva mediante el uso de uno o más rotores motorizados situados sobre el fuselaje. Con el movimiento de este o estos rotores a los que van conectadas las aspas se genera una fuerza de elevación que con la forma aerodinámica de las mismas desvían el aire hacia abajo. La mejor forma de mantener en movimiento dichas aspas y producir la elevación es mediante un movimiento rotacional (función de los rotores motorizados), que conlleva a diversos tipos de motores, dependiendo de la aplicación del helicóptero. Es tener en cuenta que cuando el helicóptero se eleva o desciende en vertical, existe la misma sustentación en todas las palas del rotor, porque todas se mueven a la misma velocidad, pero cuando el aparato se desplaza hacia adelante (o en cualquier dirección horizontal), la sustentación en algunas palas es mayor que en otras.

Ya se ha mencionado el fenómeno de elevación o aterrizaje vertical o cuando el helicóptero se desplaza hacia adelante, ahora es trascendente aclarar que una característica constante y muy importante en el diseño de helicópteros es el desarrollo de sistemas para contrarrestar el par de fuerzas generado por el movimiento y rotación del rotor principal, ya que tiende a hacer girar el cuerpo del helicóptero (o fuselaje) en sentido contrario, y la mejor forma es hacerlo mediante un pequeño rotor colocado en la cola del helicóptero sobre un eje lateral, para propulsar la cola hacia cierto lado y así eliminar el par de fuerzas. Las revoluciones de este rotor con respecto a las del principal son constantes y están ligadas, es decir, que a mayores revoluciones del rotor principal mayores serán las del rotor de cola y viceversa.

En la figura 1.1 se puede observar las partes de la aeronave mencionadas anteriormente.

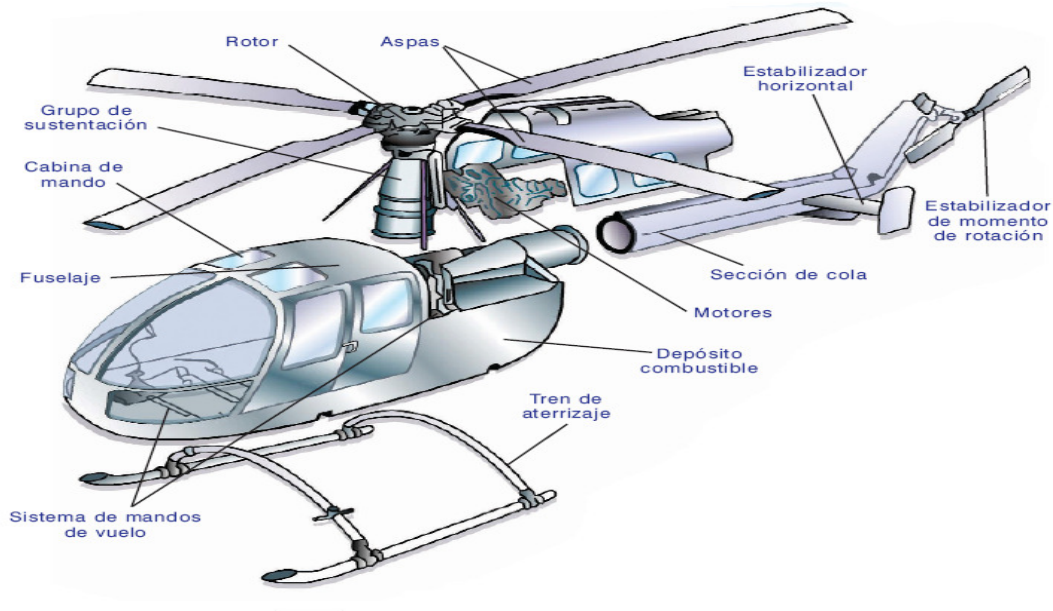


Figura 1-1 Gráfico del helicóptero

Fuente:

http://www.proteccioncivil.es/es/DGPCE/Informacion_y_documentacion/catalogo/carpeta02/carpeta24/vademecum/vdm023ar/vdm023i29.gif

1.3 HELICÓPTEROS A RADIOCONTROL

Con todos los avances de la tecnología se pudo pensar en los helicópteros a radio control. Cuando se habla de radiocontrol o RC, simplemente se refiere a una técnica para gobernar o controlar el mismo a distancia. Esta técnica se demoró en aparecer en lo que se refiere a los helicópteros (ya que como se mencionó antes, en éstas aeronaves el problema de control se torna más tedioso), hasta que apareció el giroscopio, que es un dispositivo (un sensor inercial) que con la ayuda de un motor controla la cola del helicóptero midiendo la velocidad con que este gira sobre su eje.

“La sustentación en un helicóptero RC es producida por el rotor principal que es perpendicular al helicóptero, y ahí es donde entra el concepto de

colectivo. EL colectivo es la fuerza generada por la inclinación (el ángulo de inclinación para el paso del aire) de las palas, por ejemplo: si se aumenta el paso de las palas, la sustentación aumenta y el helicóptero se eleva ganando en altura, para lograr esto el plato cíclico se mueve verticalmente, generando el cambio de paso de las palas, esto se hace por medio del mezclador de **colectivo-cíclico** de forma de no perder este último control”³.

Ahora ya habiendo producido la sustentación, el control de la dirección se logra mediante el control de la cola (es sabido que el giro del rotor produce el giro del fuselaje en sentido contrario). La función de mantener el fuselaje equilibrado es una cuestión del **rotor de cola, por lo que si se realizan cambios en la compensación del rotor de la cola, se producirán también cambios en el rumbo del helicóptero.**

1.4 TIPOS DE CONTROL EN HELICÓPTEROS EN VUELO

El avance en la robótica, en las comunicaciones y en la tecnología en general, ha hecho pensar en aeronaves autónomas, es decir, sin la intervención de pilotos; pero en aeronaves pilotadas o no, se pueden implementar diversos tipos de control, de acuerdo a una jerarquía de funciones en los mismos. Los tres diversos controles son de navegación (Navigation Control), control de trayectoria (path/trajectory control) y control de actitud (Attitude control).

Control de Navegación: La función del control de navegación es la de supervisar el funcionamiento del sistema con el fin del cumplimiento de la misión. Para llevarlo a cabo se necesita la planificación del camino o la trayectoria a recorrer, evitar posibles choques y además coordinación con otras aeronaves que estén en la misma región. Naturalmente el énfasis del control de navegación es el de diseño

³ <http://www.abcpedia.com/radiocontrol/helicopteros-radiocontrol.htm>

de la estructura de control global con una jerarquía establecida para administrar las funciones de manera inteligente.

Control de posición: Control de posición o de trayectoria difiere del control de navegación principalmente en el hecho que en el control de posición se controla el seguimiento de un camino determinado en lugar de la generación de la misma que sería una decisión tomada en el control de navegación.

Control de actitud: El objetivo en el control de actitud es regular la orientación del helicóptero. El control de actitud es la capa más baja de control de los tres niveles mencionados anteriormente, es por esto que es la parte de control de helicópteros que más se ha estudiado e investigado. El objetivo de este tipo de control es mantener el helicóptero estable en el aire, por lo que se controlan los movimientos rotacionales con respecto a cada eje, los cuales son cabeceo, desviación de cola y alabeo.

1.5 CONTROL DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA EN HELICÓPTEROS A RADIOCONTROL

Para esta sección se hablará sobre aquellos helicópteros que tienen dos rotores, uno principal sobre el fuselaje y el otro en la cola. Como se mencionó anteriormente el rotor de cola tiene como función compensar el par producido por el rotor principal, y teniendo en cuenta que la relación directa que existe con respecto a estos dos rotores esta función se puede realizar de dos maneras: Por control de velocidad de giro del rotor de cola, en la que se detecta cuando el rotor principal aumenta o disminuye la velocidad de giro para cambiarla también en el rotor de cola. La segunda forma de realizar este control es cuando existe una correa que transmite el movimiento del rotor principal al rotor de cola, quedando ligados y de esta manera el rotor de cola solo da la orientación del vehículo por medio de palas con ángulo de ataque variable.

Cuando existe la correa de transmisión de movimiento entre los dos rotores, el control en el rotor de cola lo realiza un componente llamado giroscopio. Como se ha mencionado, las funciones del rotor de cola son: contrarrestar el par generado por el rotor principal, cambiar la dirección del helicóptero y estabilizar la dirección de la cola. Los giroscopios controladores pueden ser de dos tipos, de relación de cambio y de bloqueo de cola. En los de relación de cambio, simplemente se mide el cambio de la posición llevándolo a su posición inicial, pero es importante considerar que en este tipo de control no se corrige sobre todo el espacio de giro de la cola (es decir los 360°) sino en una pequeña porción del mismo, que varía dependiendo de la ganancia del mismo. A comparación de los giros de relación de cambio existen los de bloqueo de cola que son mas sofisticados, e internamente tienen un microcontrolador que mantiene la última posición estable de la cola del helicóptero para que cualquier cambio producido por alguna perturbación haga volver la cola a dicha posición. Finalmente resta por decir que en los giroscopios solo se tiene control sobre la rotación en uno de los ejes cartesianos, es por eso que por medio de estos dispositivos no se tiene control sobre los movimientos de rolling y pitching.

2 MODELO MATEMATICO DE LA DINAMICA DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA DE UN HELICOPTERO DE AEROMODELISMO

2.1 INTRODUCCIÓN

Una de las partes más importantes en los sistemas de control es el modelado matemático de la planta porque el diseño del controlador se basa en el mismo. Refiriéndose en la definición de planta *“en un sistema de control, es un conjunto de elementos de una maquina que funcionan juntos y cuyo objetivo es efectuar una operación particular”*⁴, es decir, es el objeto físico que se va a controlar. Para este propósito la planta será el fuselaje del helicóptero junto con todos los implementos necesarios para vuelo estacionario del mismo tales como hélices, rotores, sección de cola, entre otros. En este capítulo se expone primero una recopilación de algunas de las ecuaciones que presenta la literatura, tratando de escoger varias de ellas, de las cuales se escogerá la que mejor se adapte a la problemática presentada para luego pasar a la descripción de la misma.

2.2 TIPOS DE MODELOS EXISTENTES

*“Un modelo matemático de un sistema dinámico se define como un conjunto de ecuaciones que representa la dinámica del sistema con precisión o al menos bastante bien”*⁵, se debe tener en cuenta que un modelo matemático no es único, ya que depende desde el punto de vista a tratar. Para el caso se encuentran dos grandes grupos de modelos de helicópteros de aeromodelismo, los modelos lineales y los no lineales.

⁴ Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición, 1996. Página 3

⁵ Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición, 1996. Página 53

Los modelos lineales, como su nombre lo indica, son aquellos que están representados por ecuaciones lineales que se han obtenido de linealizar ecuaciones no lineales en un cierto punto de referencia, para el cual el modelo matemático presenta un comportamiento realista que regularmente es cuando el helicóptero se encuentra en vuelo estacionario, en el que se toma un ángulo pequeño de desvío de la cola. Los modelos no lineales, son aquellos representados por ecuaciones con fuertes acoples y por lo general son complicadas computacionalmente.

Estos dos tipos de modelos se pueden obtener básicamente de dos formas, la primera es a partir de las leyes físicas, y la segunda es a partir de técnicas de identificación en frecuencia. Los arquetipos basados en leyes físicas, explican la dinámica del helicóptero y los principios aerodinámicos según las reglas que rigen a la física, aunque en ciertos casos presentan gran incertidumbre debido a la dificultad de medir los parámetros aerodinámicos. Se encontraron también autores que utilizaron el concepto de redes neuronales en la consecución de diversas ecuaciones matemáticas. A continuación se mostraran algunos de los trabajos examinados.

2.2.1 MODELO PRESENTADO POR KEMAO PENG⁶

En este documento presentan un modelo matemático de un helicóptero comercial referenciado como NUSIX, el cual fue obtenido mediante la adquisición de datos mientras la aeronave se mantenía en vuelo estacionario, bajo ciertas condiciones como buen clima y aires calmados. Este ejemplar solo sirve para este helicóptero o su similar pero de la misma marca y forma, es por eso que no servirá para el propósito planteado, aunque una de las ventajas del mismo es que relaciona el

⁶ En su paper, Comprehensive Modeling and Control of the Yaw Dynamics of a UAV Helicopter [agosto-2006]

ángulo de ataque de las palas del rotor de cola con el ángulo de desviación de la misma.

Basándose en la figura 2.1 que presenta la respuesta en frecuencia de la dinámica del movimiento rotacional de cola, que se obtuvo al compilar los datos obtenidos del helicóptero en vuelo estacionario, se pudo obtener el modelo matemático que se presenta en la ecuación 2.1.

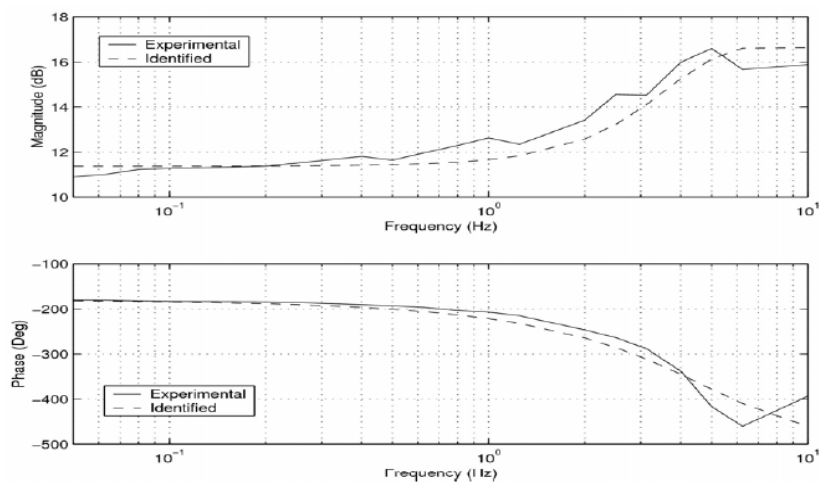


Figura 2-1 Respuesta en frecuencia de la dinámica del movimiento rotacional de cola

Fuente: Comprehensive Modeling and Control of the Yaw Dynamics of a UAV Helicopter, Kemao Peng, Guowei Cai, Ben M. Chen, Miaobo Dong and Tong H. Lee, pagina 5

$$G(s) = \frac{\omega_z}{\delta_{pedal}} = \frac{-6.406s^2 + 260s - 3652}{s^2 + 42.73s + 987}$$

Ecuación 2-1 Función de transferencia Obtenida para aproximarse a la respuesta del sistema.

Fuente: Comprehensive Modeling and Control of the Yaw Dynamics of a UAV Helicopter, Kemao Peng, Guowei Cai, Ben M. Chen, Miaobo Dong and Tong H. Lee, página 4

2.2.2 MODELO PRESENTADO POR JAIME DEL CERRO GINER⁷

Después de analizar algunos otros esquemas existentes y debido a que los ejemplares presentados tenían algunas limitaciones que no se podían despreciar para el propósito a realizar, el autor llega a la conclusión que era más conveniente crear un modelo matemático que cumpliera con especificaciones como comportamiento realista ante diferentes tipos de entradas y situaciones, con el objetivo de poder desarrollar pruebas de controladores en todos sus diferentes niveles (actitud, posición y velocidad). Es por eso que basado en algunos arquetipos que presentó en la tesis y acoplado varios de ellos, propuso una ecuación que desplegó inicialmente mediante el reconocimiento de los efectos físicos que afectan al helicóptero, para posteriormente realizar la identificación de parámetros mediante una metodología de caracterización basada en algoritmos genéticos.

La virtud del modelo se puede apreciar en su versatilidad ya que debido a esto puede ser adaptado a helicópteros distintos, solamente ajustando algunos valores de los parámetros en cada caso. Otra virtud es que relaciona el ángulo de ataque de las palas del rotor de cola con el ángulo desviación de cola, un factor importante en el problema de esta tesis. En contraparte, el problema de éste es que era un desarrollo patentado, razón por la cual nunca fue presentado a lo largo de la tesis doctoral.

⁷ En su tesis doctoral *Arquitectura Abierta para el Control Autónomo y Teleoperado de un Mini-Helicóptero*. [Jaime Del Cerro 2007]

2.2.3 MODELO PRESENTADO POR NGUYEN HUU NGHIA⁸

En esta tesis doctoral, presentan un modelo matemático de un twin rotor mimo system (TMRS), ver figura 2.2, el cual es un dispositivo diseñado para los laboratorios y experimentos de control. El twin rotor o doble rotor, es un equipo que se utiliza para asemejar en ciertos aspectos de su comportamiento a un helicóptero, posee dos rotores cuidadosamente posicionados, uno de los cuales dará el empuje, llevando al rotor a hacer un movimiento de cabeceo, y el otro en la parte trasera que proporciona el empuje para lograr un ángulo de desviación de cola. Este tipo de sistemas es utilizado para diseño básico de controladores para helicópteros de aerodelismo, cuando se desea trabajar con un modelo matemático simple y conocido, ya que sus motores y rodamientos presentan una dinámica estándar y solo se considera el movimiento del objeto en un plano de dos dimensiones, o cuando se desea poseer una herramienta como un software especializado para el aprendizaje y control de un twin rotor.

Este esquema presenta una ecuación no lineal basada exclusivamente en leyes de newton, la cual relaciona el ángulo de desviación de cola en función de la fuerza ejercida por el rotor, ver ecuación 2.2 donde θ_h representa el ángulo de desviación de cola, θ_v el ángulo de cabeceo y F_h la fuerza ejercida por el motor. La ecuación podría servir en el propósito de este proyecto si se encontrara otra ecuación que relacionara el ángulo de ataque de las palas del rotor de cola en función de la fuerza ejercida por el rotor, ya que el control se pretende realizar usando este fenómeno.

⁸ En su tesis de maestría modelling, simulation, and calibration of twin rotor mimo system. [Junio 2007]

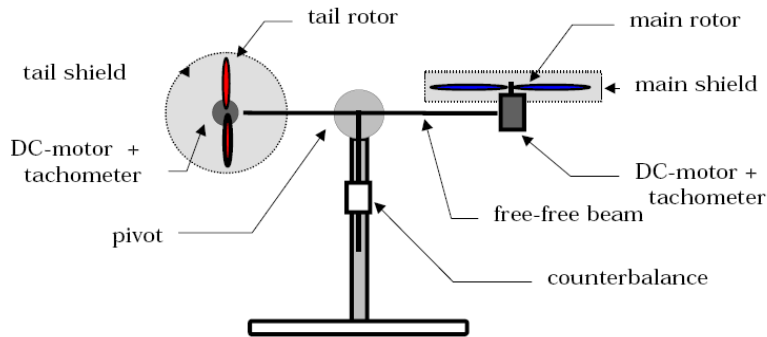


Figura 2-2 Modelo de Twin rotor mimo system (TMRS)

Fuente: modelling, simulation, and calibration of twin rotor mimo system, Nguyen Huu Nghia, pagina 8.

$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{d\theta_h^2}{dt^2} = \frac{l_t F_h(w_t) \cos\theta_w - \omega_h k_h}{J_h} \quad \text{con} \quad \frac{d\theta_h}{dt} = \omega_h$$

Ecuación 2-2 Modelo matemático de la dinámica del movimiento rotacional de cola.

Fuente: modelling, simulation, and calibration of twin rotor mimo system, Nguyen Huu Nghia, pagina 18.

2.2.4 MODELO PRESENTADO POR A RAHIDEH Y M H SHAHEED⁹

Esta investigación presenta un modelo matemático del mismo dispositivo de la referencia bibliográfica anterior, el twin rotor mimo system (TMRS), pero a diferencia del modelo anterior, A Rahideh lo obtiene de dos formas, la primera lo hace por basándose en las leyes de la física clásica, es decir las leyes de Newton y la segunda forma la hace basándose en funciones de Lagrange.

⁹ En la investigación Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input–multiple output system, página 5 [agosto 2006]

Mediante la mecánica de Newton este documento obtiene el mismo desarrollo presentado en la ecuación 2.2, para describir el movimiento rotacional de cola.

Con funciones de LaGrange, el TMRS es dividido en tres subsistemas, de los cuales se obtienen las respectivas coordenadas y velocidades, para luego aplicarle las funciones de LaGrange resultando el esquema presentado en la ecuación 2-3.

Este modelo presenta las mismas limitaciones que el anterior, y sería posible utilizarlo si se encontrara otra ecuación que relacionara el ángulo de ataque de las palas del rotor de cola en función de la fuerza ejercida por el rotor, ya que solamente relaciona el ángulo de desviación de cola con la fuerza ejercida por el rotor. Además posee un grado de complejidad elevado para la su total comprensión y posterior diseño del controlador.

$$\begin{aligned} \ddot{\alpha}_h = & \frac{\sum_i M_{ih} - h[m_{T_1} l_{T_1} \sin(\alpha_v) - m_{T_2} l_{T_2} \cos(\alpha_v)] \ddot{\alpha}_v}{[J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_2) + h^2(m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3]} \\ & + \frac{-h[m_{T_1} l_{T_1} \cos(\alpha_v) + m_{T_2} l_{T_2} \sin(\alpha_v)] \dot{\alpha}_v^2}{[J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_2) + h^2(m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3]} \\ & + \frac{-2[J_2 - J_1] \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v}{[J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_2) + h^2(m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3]} \end{aligned}$$

Ecuación 2-3 Modelo matemático obtenido a partir de funciones de LaGrange de la dinámica del movimiento rotacional de cola.

Fuente: Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input–multiple output system, A Rahideh y M H Shaheed, página 5

2.2.5 *MODELO PRESENTADO POR AGUIRRE GIL IÑAKI, DEL CERRO GINER JAIME Y BARRIENTOS CRUZ ANTONIO*¹⁰:

Esta tesis doctoral presenta un modelo de un mini-helicóptero de radio control (RC) de energía eléctrica y con una capacidad limitada de carga. Basándose en trabajos previamente realizados por diferentes autores, Iñaki presenta una ecuación de la dinámica del helicóptero que principalmente se basa en las leyes de Newton y se divide en dos partes: La primera representa la dinámica del rotor principal y la segunda, la dinámica del rotor de cola. Para poder realizar estas separaciones se utilizaron las siguientes condiciones:

- El rotor principal está compuesto de dos palas sin movimiento de arrastre.
- El centro de masa del vehículo está localizado bajo el fuselaje del rotor.
- En vuelo estacionario la velocidad angular del rotor es constante.
- El rotor de cola está compuesto por dos palas y su centro de movimiento está localizado en el eje longitudinal del fuselaje.

Con el que después de algunas operaciones matemáticas obtuvo la igualdad presentada en la Ecuación 2-4, que representa el ángulo de desviación de cola en función de el ángulo de ataque de las palas del rotor de cola, en apartados siguientes se explicara más a fondo este modelo.

$$I_{\psi} \ddot{\psi} = \left[-2C_{LB} \left(\frac{c}{2\alpha} B^4 R^4 \Omega - \frac{1}{3} B^3 R^3 v \theta_0 \right) - C_{Lt} R_t^2 n \Omega h_t^2 \right] \dot{\psi} + \left(\frac{2}{3} C_{Lt} R_t^3 n^2 \Omega^2 \right) \theta_t$$

Ecuación 2-4 Modelo matemático que representa el movimiento rotacional de cola

Fuente: “Identificación y control de un mini helicóptero en vuelo estacionario”

[Aguirre-2000]

¹⁰ En la Tesis doctoral “Identificación y control de un mini helicóptero en vuelo estacionario” [Aguirre-2000]

Como se puede observar, este modelo es no lineal, pero se puede linealizar en un punto que habitualmente es cuando el helicóptero está en vuelo estacionario “hovering” en los que se asume ángulos pequeños de alabeo, cabeceo, velocidad constante en el rotor y velocidades nulas o muy pequeñas de traslación.

2.3 *MODELO ESCOGIDO*

El modelo escogido para que describa la planta es el modelo presentado por Aguirre Gil Iñaki, Del Cerro Giner Jaime y Barrientos Cruz Antonio [5], ya que relaciona directamente el ángulo de ataque de las palas del rotor de cola con la aceleración angular del movimiento rotacional de cola, y de la cual se puede obtener el ángulo de desviación con respecto a una referencia. Esta relación es la que se necesita para diseñar el sistema de control, porque el actuador (servomotor) operará directamente sobre el ángulo de paso en las palas del rotor de cola. Los otros esquemas se podrían adaptar, pero se tendrían que considerar dos plantas distintas en el mismo proceso, es decir la cola del helicóptero y aparte el rotor de cola y acoplar dichas ecuaciones matemáticamente.

2.4 *DESCRIPCIÓN DEL MODELO*

El modelo matemático escogido, como ya se había mencionado antes es el de Aguirre Gil Iñaki, Del Cerro Giner Jaime y Barrientos Cruz Antonio [5], el cual se presenta en la ecuación 2.5, en las siguientes líneas se describirá este arquetipo y se harán apreciaciones necesarias para adecuarlo a la planta a controlar.

$$I_{\psi} \ddot{\psi} = \left[-2C_{LB} \left(\frac{c}{2\alpha} B^4 R^4 \Omega - \frac{1}{3} B^3 R^3 v \theta_0 \right) - C_{Lt} R_t^2 n \Omega h_z^2 \right] \dot{\psi} + \left(\frac{2}{3} C_{Lt} R_t^3 n^2 \Omega^2 \right) \theta_z$$

Donde

$$C_{LB} = \frac{1}{2} \rho a c \quad C_{Lt} = \frac{1}{2} \rho a_t c_t$$

Ecuación 2-5 Modelo matemático que representa el movimiento rotacional de cola de un helicóptero de aeromodelismo

Fuente: “Identificación y control de un mini helicóptero en vuelo estacionario”
[Aguirre-2000]

En la ecuación 2.5 se puede observar que la igualdad consta de un determinado número de variables que se van a describir a continuación:

Momento de inercia del fuselaje con respecto al movimiento rotacional de cola

“ I_ψ ”:

Se refiere al momento de inercia que posee el fuselaje del helicóptero, con respecto al eje en el cual se da el movimiento rotacional de cola del helicóptero de aeromodelismo, este valor por lo general se toma en unidades de [Kg*m²] y al ser para un helicóptero de aeromodelismo, posee un valor menor que 1.

Angulo de desviación de cola “ ψ ”:

Es el ángulo de desviación de la cola del helicóptero, este se mide en [rad] y por lo general presenta valores pequeños debido a que se controla para corregir el movimiento rotacional de cola. Para explicarlo mejor, se puede observar la figura 2-3, en la cual se presentan los tres tipos de movimiento que se observan en un helicóptero, el movimiento rotacional de cola, el cabeceo y el alabeo. El movimiento rotacional de cola es el que se da alrededor del eje z, y hace que la cola del helicóptero se desvíe del eje x formando el ángulo de separación entre la cola del helicóptero y eje x.

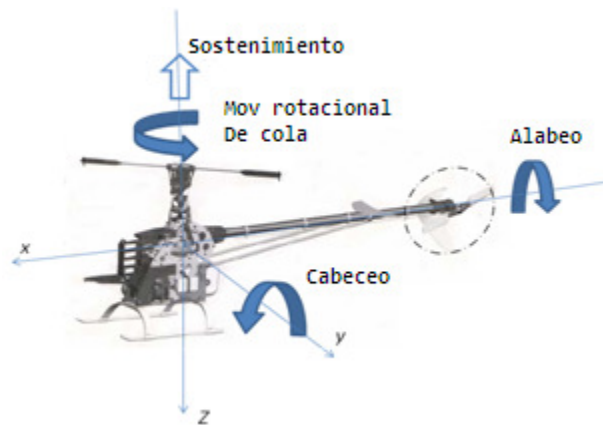


Figura 2-3 Tipos de rotaciones

Fuente: autores

Coeficiente de levantamiento “ C_{LB} ” y “ C_{Lt} ”:

Una parte importante del modelo matemático es que tiene en cuenta la aerodinámica de los motores, ya sea del rotor principal o de cola, es por eso que en el modelo se encuentran los dos términos “ C_{LB} ” y “ C_{Lt} ”. Estos a su vez están definidos como la multiplicación de tres factores, que son: ρ , α , c , donde cada uno de ellos son constantes que dependen del motor al que se esté analizando. El factor “ ρ ” es la densidad del aire que típicamente se expresa en unidades de $[\text{kg}/\text{m}^3]$. El parámetro “ α ” o “ α_t ” es llamado pendiente de la curva de levantamiento de las palas del rotor principal o el de cola, respectivamente, y se obtiene en unidades de $[1/\text{rad}]$ y finalmente “ c ” o “ c_t ” es la anchura de las palas de cada rotor, principal o de cola, y se expresa en unidades de $[\text{m}]$.

Parte del rotor utilizado por la fuerza de despegue “ B ”:

Es un factor adimensional y se puede traducir como la efectividad de las palas del rotor, es decir la fracción de la superficie de las palas para poder generar la fuerza de empuje del rotor, entonces si este valor es igual a 1 quiere decir que utiliza toda la faceta. Al comparar la planta de donde fue obtenido el modelo matemático y donde será implementado el controlador, se encontró que las aspas y los rotores son muy similares, por lo que lo que la parte de rotor utilizado por la fuerza de

despegue es similar, y con el propósito de dinamizar este proyecto, se tomará el valor expuesto por el autor del modelo matemático el cual es de .097.

Radio del rotor “ R_f ” ó “ R ”:

Este parámetro, es el radio del rotor, ya sea principal o de cola, se expresa en unidades de metros [m].

Velocidad angular del rotor principal “ Ω ”:

Se expresa en [rad/s] y se puede obtener ya sea midiéndola con un tacómetro o con las especificaciones del rotor, las aspas y el manual del helicóptero para vuelo estacionario.

Velocidad inducida “ v ” :

“Debido a las leyes de newton y específicamente a la ley de acción y reacción, al realizar vuelo estacionario en un helicóptero, este desplaza aire hacia abajo que conlleva a tener una fuerza de reacción, esta es la que sostiene al helicóptero implicando en él una velocidad inducida. Este parámetro se da en unidades de [m/s] y por lo general posee un valor bajo. Cuando está en vuelo sobre un punto

fijo se aproxima a la expresión “ $v_{io} = \sqrt{\frac{w}{2\rho\pi R^2}}$ ”¹¹, donde R es el radio del rotor principal, w es el peso total del vehículo y ρ es la densidad del aire.

Angulo de paso de la hélice del rotor principal “ θ_0 ”:

Este coeficiente se expresa en unidades de [rad], al cambiar este ángulo, cambia el ángulo de ataque de las aspas del rotor en la misma proporción haciendo que cambie la fuerza de empuje del mismo. Para la parametrización, este ángulo es contante y tiene un valor de cinco grados, es decir 0.087 radianes (tomado del manual del helicóptero para vuelo estacionario.

¹¹ Tomado <http://ocw.upm.es/ingenieria-aeroespacial/helicopteros/contenidos/material/>

Factor de reducción de la velocidad debido al efecto suelo “ n ”:

“El efecto suelo es una condición de vuelo que disminuye la potencia necesaria para sustentar el helicóptero cuando éste opera cerca de la tierra, aproximadamente empieza a ser significativo a alturas similares al diámetro del rotor. Se producen debido a dos efectos básicos. El primero y más importante, es la reducción de la velocidad del flujo del aire inducido. Puesto que el suelo interrumpe el flujo de aire bajo el helicóptero, se reduce la velocidad del flujo descendente inducido. El resultado es menos resistencia inducida y sustentación más vertical. El segundo fenómeno es la reducción de los vórtices que se generan en la puntas de las palas haciendo más eficiente el rotor en su partes externas al reducir las turbulencias generadas en éstas”.¹² Como las condiciones de parametrización son las de vuelo estacionario a una altura poco mayor al diámetro del rotor principal, y con base en la figura 2-4, donde se concluye que el efecto suelo es prácticamente nulo.

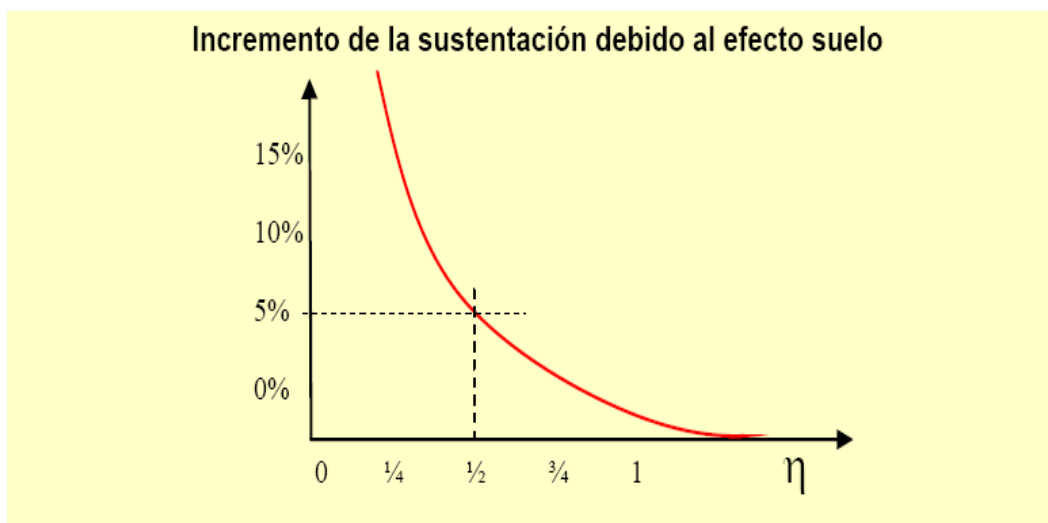


Figura 2-4 Influencia del efecto suelo con la altura

Fuente: Arquitectura Abierta para el Control Autónomo y Teleoperado de un Mini-Helicóptero. [Jaime Del Cerro 2007], pág. 82.

¹² Arquitectura Abierta para el Control Autónomo y Teleoperado de un Mini-Helicóptero. [Jaime Del Cerro 2007]

Angulo de paso de la hélice del rotor de cola " θ_t ":

Este parámetro se expresa en unidades de [rad], y al cambiar, afecta el ángulo de ataque de cada aspa del rotor de cola en la misma proporción haciendo que difiera la fuerza de empuje del mismo. Este parámetro es la variable a controlar, ya que proporciona una relación directa con la fuerza de empuje del rotor de cola, y el control del mismo se hace mediante un actuador que es un servomotor analógico el cual se posicionara correctamente, dependiendo de la cantidad de desviación de cola del helicóptero.

2.5 CONDICIONES DE TRABAJO Y PARÁMETROS DE LA PLANTA

Como se había mencionado, la condición para linealizar el modelo es que se trabajará el helicóptero de aeromodelismo en vuelo estacionario, es decir, suspendido en aire sin traslación, lo que conlleva a que parámetros como lo son el ángulo de paso de la hélice del rotor principal " θ_0 ", el coeficiente de levantamiento " C_{LB} " y " C_{Lt} ", la parte del rotor utilizado por la fuerza de despegue " B ", la velocidad inducida " v " y el factor de reducción debido al efecto suelo " n ", permanezcan constantes.

En vuelo estacionario el ángulo de paso de hélice del rotor principal " θ_0 " permanece constante en un valor de cinco grados (0.087 radianes), que supone un paso de aire de manera constante y por lo tanto se tendría una fuerza invariable de levantamiento con lo que se asegura no variar el ángulo de paso de las palas del motor principal.

En la Tesis doctoral "Identificación y control de un mini helicóptero en vuelo estacionario" [Aguirre-2000], se trabajó con un mini-helicóptero de radio control

(RC) de motor a gas y con una capacidad limitada de carga. Observando las hipótesis realizadas para obtener la ecuación matemática, comparando las características de los helicópteros y debido a que el objetivo de esta tesis no es obtener un modelo matemático si no basarse en uno existente, se pueden tomar algunos de los valores preestablecidos en [Aguirre-2000] para ciertos parámetros de la planta. Los valores finales de dichos coeficientes y parámetros son presentados en la tabla 2.1.

Descripción	Variable	Valor
Coeficiente de levantamiento [$\frac{Kg}{rad \cdot m^2}$]	C_{Lt}	0.053
Coeficiente de levantamiento [$\frac{Kg}{rad \cdot m^2}$]	C_{LB}	0.111
Parte del rotor utilizado por la fuerza de despegue	B	0.970
Densidad del aire [kg/m ³]	ρ	1.19
Radio del rotor principal [m]*	R	0.350
Radio del rotor de cola [m]*	R_t	0.075
Velocidad del rotor principal [rad/s]*	Ω	220
Momento de inercia del fuselaje con respecto al movimiento rotacional de cola [kg*m ²]*	I_ψ	0.009
Distancia entre el centro del rotor de cola y el centro de masa[m]	h_t	0.435
Anchura de las palas del rotor principal [m]*	c	0.032
Pendiente de la curva de levantamiento de las palas del rotor principal [1/rad]	a	5.820
Anchura de las palas del rotor de cola[m]*	c_t	0.015
Pendiente de la curva de levantamiento de las palas del rotor de cola [1/rad]	a_t	5.926

Factor de reducción de la velocidad debido al efecto suelo	n	1
Velocidad inducida Rotor Principal [m/s]	v	2.862
Ángulo de paso fijo en el rotor principal [rad]	θ_0	0.087

*Estos valores se obtuvieron midiéndolos del modelo directamente o consultando las hojas de datos del helicóptero.

Tabla 2-1 Tabla de parámetros del modelo matemático con sus correspondientes valores.

Fuente: Autores e “Identificación y control de un mini helicóptero en vuelo estacionario” [Aguirre-2000]

Finalmente, reemplazando cada valor de la tabla en la ecuación 2.5, la ecuación de la planta a trabajar sería la presentada en la ecuación 2.6.

$$0.009\ddot{\psi} = -0.014\dot{\psi} + 0.7214\theta,$$

Ecuación 2-6. Modelo matemático después de algunas apreciaciones de vuelo estacionario

Fuente: Autores

Finalmente resta por decir que se documentaron diferentes esquemas para el control de giro en la cola del helicóptero, donde se utilizan diversas variables y plantas, y por lo tanto, para seleccionar el modelo final se basó en tener uno linealizado en un punto de operación bajo ciertas condiciones de vuelo, y que las variables a tener en cuenta estuviesen presentes en el objeto físico. Posteriormente se procedió a parametrizar dicho esquema, para lo que se explicaron algunos conceptos de los coeficientes y variables que tiene en cuenta la ecuación diferencial con el fin de obtener el patrón final.

3 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DE LA DINÁMICA DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA

3.1 INTRODUCCIÓN

A diferencia de los sistemas de control analógicos, los digitales son más versátiles, es decir, mientras un cambio en el diseño del sistema de compensación analógico se evidencia en variaciones de componentes de la implementación, en uno digital una variación en el diseño simplemente es renovar una o unas líneas de código, ya que es en éstos, el controlador es un dispositivo programable; además otras ventajas son el costo reducido, precisión en las operaciones, posibilidad de realizar operaciones como almacenamiento, etc. y mayor protección contra el ruido en virtud de los métodos de implementación.

En los objetivos se propuso diseñar un controlador digital PID para controlar la posición de la cola en un helicóptero de radio control, el cual fue reemplazado por un controlador PD en cascada con un adelanto de fase. A saber el lazo de control es como se muestra en la figura 3.1, y el muestreador que se encuentra entre el bloque Integral y el bloque Gyro muestra la entrada al microcontrolador elegido, es decir en esta abertura comienza la conversión de analógico a digital, y luego de dicha conversión, son asignados valores binarios para convertirla en una señal digital.

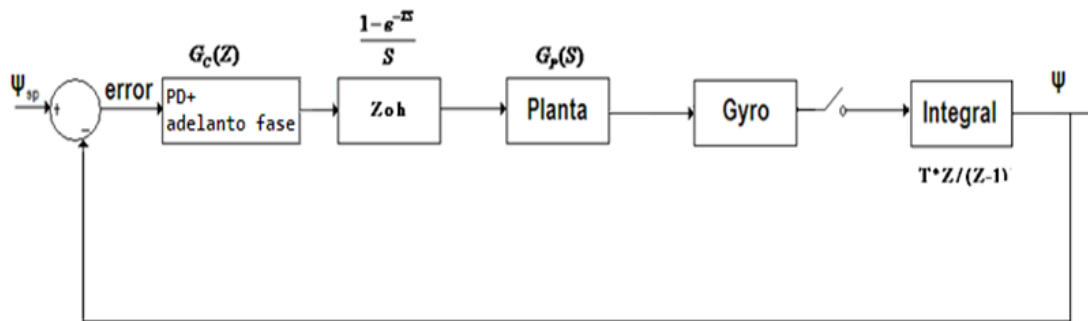


Figura 3-1. Lazo de control

Fuente: Autores

El modelado de la computadora digital (el controlador) es representado por un muestreador y un retenedor de orden cero, cuya función de transferencia en el dominio de S se muestra en la figura 3.1 sobre el bloque Zoh, el cual es muy importante ya que generalmente se tiene el modelado de los sistemas en ecuaciones diferenciales, es decir en tiempo continuo, y con este bloque el elemento actuador sí podría actuar sobre la planta (ya que no le llegan señales de actuación solo en los intervalos del periodo de muestreo). Finalmente la función de transferencia del controlador será obtenida en este capítulo con ayuda del programa Matlab®.

3.2 MODELO DE LA PLANTA EN EL DOMINIO S

Basándose en la ecuación 2.6, la cual muestra el modelo de la dinámica del movimiento rotacional de cola del helicóptero en términos de ecuaciones diferenciales, simplemente se toman condiciones iniciales tanto de la velocidad de la cola y la posición de la misma en el tiempo $t=0$ en cero y se aplica la

transformada de Laplace a ambos lados de dicha ecuación, y el resultado se muestra en la ecuación 3.1.

$$\frac{\Psi(S)}{\theta_r(S)} = \frac{80.1625}{S^2 + 1.6 * S}$$

Ecuación 3-1. Modelo de la planta en S

Fuente: Autores

3.3 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA EN Z

Hay que recordar que en los sistemas de control discretos no se tiene una función de transferencia como la mostrada en la ecuación 3.1, sino que se necesita en términos de transformada Z, ya que es conveniente trabajar por comodidad en los cálculos en dicho dominio, pero para esto hay que recordar unas reglas, las cuales son muy simples:

- $F(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)Z^{-k}$
- Cuando se manipulen diagramas de bloques para los sistemas de datos muestreados se debe recordar la definición de las funciones de transferencia de los mismos, por ejemplo $Z\{G_1(S)G_2(S)\} = G_2 G_1(Z) \neq G_1(Z)G_2(Z)$, donde $Z\{ \}$ denota la transformada Z de lo que está adentro del corchete. Es decir, si no hay un muestreador entre dos bloques descritos por funciones de S, dichas funciones deben multiplicarse primero y ese producto si se le saca la transformada Z.

Las funciones de transferencia son mostradas en la figura 3.1 al lado de los bloques correspondientes, pero hay que observar que las únicas que están en el dominio de Z son la de la integral (más adelante se explicará por qué se toma esta forma de integración, la cual corresponde a la función de transferencia de una

integral adelantada) y la del controlador, por lo que hay que aplicar lo recordado anteriormente para poder obtener la función de transferencia del sistema en función de Z. Es importante aclarar que la función de transferencia que se toma para el sensor (bloque Gyro) es de 1, ya que por lo general estos giroscopios poseen un polo ubicado en la frecuencia de corte de lo que mide, pero dicho sensor sensa hasta 400 Hz, y el filtro que se le colocará tendrá la frecuencia de corte en 88 Hz, suficiente para la dinámica de este sistema mecánico.

Ahora la función de transferencia en lazo cerrado, denominada T (Z) se muestra en la ecuación 3.2.

$$T(Z) = \frac{Z \left\{ \frac{1 - e^{-TS}}{s} G_p(S) \right\} * G_c(Z) * G_I(Z)}{1 + Z \left\{ \frac{1 - e^{-TS}}{s} G_p(S) \right\} G_c(Z) * G_I(Z)}$$

Ecuación 3-2 Función de transferencia del sistema

Fuente: Autores

Como se observa en la ecuación 3.2 se necesita hallar la transformada Z de la función de la planta multiplicada por la función del bloque Zoh, lo cual se puede hacer estableciendo el periodo de muestreo y mediante el comando *c2d* en Matlab®, y en éste por defecto se tiene en cuenta el retenedor de orden cero Zoh. Es importante señalar la importancia del periodo de muestreo elegido, ya que un periodo de muestreo grande podría causar inestabilidad en el sistema, y haría que se perdiera mucha información y que el controlador actuase con lentitud, y un periodo de muestreo pequeño causaría pérdida de tiempo al obligar a calcular la misma acción de control un gran número de veces¹³. Con un periodo de muestreo

¹³ Sistemas automáticos, Universidad de Oviedo, Ingeniería de Sistemas y Automática ISA.

de 75 milisegundos (luego se demuestra si este periodo es aceptable) y utilizando el comando *c2d* se tiene que:

$$GD(z) = z \left\{ \frac{80.1625}{s^2 + 1.6 * s} * \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \right\} = (1 - z^{-1}) z \left\{ \frac{80.16252}{s(s^2 + 1.6 * s)} \right\}$$

$$= (1 - z^{-1}) * z\{G_1(s)\}$$

$$GD(Z) = \frac{0.2167 (z + 0.9608)}{(z - 1) (z - 0.8869)}$$

Ecuación 3-3 Función de transferencia en el dominio Z de la planta y el retenedor de orden cero Zoh (Arriba de donde sale la ecuación, y abajo a donde se llega)

Fuente: Autores

3.4 CONSIDERACIONES DE DISEÑO EN Z

Cuando se diseñan sistemas de control se debe buscar un punto de equilibrio entre la respuesta transitoria deseada, estabilidad y el error en estado estable que se requiere, por lo que a continuación se presentarán unos conceptos claves para el diseño del compensador.

3.4.1 ESTABILIDAD

Una diferencia importante entre los sistemas de control analógicos y los digitales es el efecto que la frecuencia de muestreo ejerce sobre la respuesta transitoria, ya que pueden cambiar una descripción de sobre amortiguada a sub amortiguada, y como se expuso anteriormente puede volver inestable a un sistema. Recordando que para los analógicos la región de estabilidad es el semiplano izquierdo, se puede llevar esta definición hasta el campo discreto, ya que se toma $z = e^{Ts}$, y

como $s = \sigma + j\omega$, y teniendo en cuenta que σ toma valores negativos, la región de estabilidad en el plano Z queda dentro del círculo de radio unitario (cuando $\sigma = 0$). Por lo tanto un sistema de control digital es estable si todos los polos están contenidos en el círculo unitario, es críticamente estable si los polos están en el círculo de radio 1, pero con multiplicidad 1 y es inestable si cualquier polo está por fuera del círculo unitario.

3.4.2 ERROR EN ESTADO ESTABLE

En los sistemas analógicos se podía llegar a una conclusión con respecto al error en estado estable, ya que el cálculo de este se basaba en la realimentación unitaria y la función de lazo abierto y en éstos sistemas esa función era solo una; por otro lado, los sistemas digitales pueden tener diferentes funciones de lazo abierto cambiando el lugar donde se encuentra el muestreador, por lo que no se pueden sacar conclusiones generales. Para un sistema de control como el mostrado en la figura 3.2, el error en estado estable se obtiene que:

$$E(Z) = \frac{R(z)}{1 + G(z) * G_I(Z)}$$

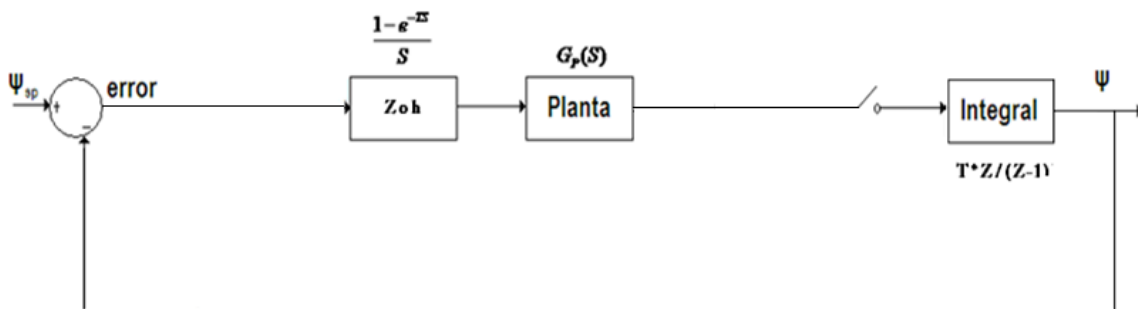


Figura 3-2. Lazo de control para analizar Eeee.

Fuente: Autores

Y entonces el error en estado estable queda dependiendo de la entrada, como lo muestra la ecuación 3.4.

$$e_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} \left[(1 - z^{-1}) \frac{1 * R(z)}{1 + G(z)G_f(z)} \right]$$

Ecuación 3-4. Modelo general para analizar Eeee dependiendo de la entrada.

Fuente: Autores

Ahora con base en la ecuación 3.4 y con las diferentes funciones de transferencia de entradas se llena la tabla 3.1 que muestra los diferentes errores para el sistema de la figura 3.2, basados en las constantes de error de la ecuación 3.5.

$$K_P = \lim_{z \rightarrow 1} G(z)G_f(z)$$

$$K_V = \frac{1}{T} \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})G(z)G_f(z)$$

$$K_a = \frac{1}{T^2} \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})^2 G(z)G_f(z)$$

Ecuación 3-5. Forma para las constantes de error para el sistema de la figura 4.2.

Fuente: Autores y Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 199

SISTEMA	Errores en estado permanente en respuesta a		
	Entrada escalón r(t)=1	Entrada rampa r(t)=t	Entrada parábola r(t)=t^2
Sistema tipo 0	$\frac{1}{1 + K_P}$	∞	∞
Sistema tipo 1	0	$\frac{1}{K_V}$	∞

Sistema tipo 2	0	0	$\frac{1}{K_a}$
----------------	---	---	-----------------

Tabla 3-1 Diferentes errores para el sistema de la figura 4.2

Fuente: Autores y Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 200.

3.4.3 RESPUESTA TRANSITORIA EN EL PLANO Z

Este punto es muy importante, ya que el compensador se diseñará basado en el método del lugar geométrico de las raíces, entonces es trascendental recordar ciertos conceptos del control analógico que se pueden extrapolar hasta los sistemas de control digital.

Para el tiempo de asentamiento, es necesario recordar que en el plano S los puntos que quedaban sobre una línea vertical tenían ellos el mismo tiempo de asentamiento, es decir, como $s = \sigma_1 + j\omega$, es cuando σ tiene un valor constante (se está suponiendo que el sistema es estable, es decir los polos están en el semiplano izquierdo), ahora, como $z = e^{Ts}$, en el plano Z los puntos que tienen igual tiempo de asentamiento están sobre un radio constante de magnitud $r_1 = e^{-\sigma_1 T}$, y como σ tiene un valor negativo, estos círculos serán de radio menor a la unidad, y T es el periodo de muestreo.

Las líneas horizontales en el plano S son líneas de tiempo pico constante, es decir $\omega_1 = \pi/t_p$, lo que finalmente da $z = e^{T\sigma} e^{j\theta_1}$, que significa un ángulo constante.

Finalmente, las líneas radiales sobre el plano S eran puntos con el mismo porcentaje de overshoot, ya que este estaba determinado por ζ .

$$|z| = e^{-T\zeta\omega_n}$$

$$\angle z = T\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = T\omega_d$$

Ecuación 3-6. Forma para generalizar puntos del mismo sobrepaso en Z.

Fuente: Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 216.

De esta manera quedan definidos los parámetros de tiempo pico, tiempo de asentamiento y porcentaje de sobrepaso en el plano Z, partiendo del análisis en el plano S.

3.5 DISEÑO DEL CONTROLADOR

En las secciones anteriores se ha mostrado la importancia del periodo del muestreo en los sistemas de control digitales, y cuando se obtuvo la función de transferencia en el dominio Z de la planta multiplicada por el retenedor de orden cero se supuso un periodo de muestreo de 75 milisegundos, pero no se sabe si éste es satisfactorio para el sistema, ya que la literatura recomienda que si el sistema es subamortiguado, *“el periodo de muestreo debe abarcar de 8 a 10 muestras en una oscilación de amortiguamiento”*¹⁴. Ahora, para verificar si este periodo de muestreo es aceptable, se necesitan los parámetros de diseño, y con base en éstos se puede calcular la frecuencia natural y la frecuencia natural amortiguada, de esta manera se relaciona con la frecuencia de diseño y finalmente se puede concluir si el periodo escogido es viable.

Es importante tener en cuenta el tamaño del helicóptero y el peso del mismo para los parámetros de diseño. En la actualidad no hay una norma que mencione dichos parámetros en los helicópteros a radio control, pero revisando distintas referencias como por ejemplo el paper de Iñaki Aguirre Gil, Jaime del Cerro y

¹⁴ Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 218

Antonio Barrientos, del cual se obtuvo el modelo matemático, se estableció que el sistema debe tener un porcentaje de sobrepaso menor o igual al 10% (lo cual sugiere un ζ de 0.5911) y un tiempo de asentamiento menor o igual a 1 segundo.

Con las especificaciones anteriores se puede hallar la frecuencia natural y la frecuencia natural amortiguada del sistema aplicando la teoría de los sistemas de control en tiempo continuo:

$$\text{tiempo de asentamiento} = \frac{4}{\zeta \omega_n} = \frac{4}{0.5911 \omega_n} = 1 \quad (4.7.1)$$

$$\omega_n = 6.77 \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 5.46 \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right] \quad (4.7.2)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} = \frac{2\pi}{75 \times 10^{-3}} = 83.78 \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$$

Ecuación 3-7. Tiempo de asentamiento y Frecuencia natural amortiguada para sistemas subamortiguados

Fuente: Autores y Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 221

Siendo ω_s la frecuencia de muestreo, y ω_d la frecuencia natural amortiguada, se observa que la frecuencia de muestreo es aproximadamente 15 veces mayor, lo cual cumple satisfactoriamente lo propuesto en la literatura.

Para tener el punto de diseño en el plano Z, se puede utilizar la ecuación 3.6, quedando de esta manera:

$$|z| = e^{-T_s \zeta \omega_n} = 0.7407$$

$$\angle z = T_s \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 0.4095 * \frac{180}{\pi} = 23.46^\circ$$

$$z = 0.680 + j0.295$$

Ahora, la ecuación del sistema sin compensar en lazo abierto se obtiene multiplicando $GD(z)$ (ecuación 4.3) por la función de transferencia de la integral que es de la forma $G_I(z) = \frac{T_s z}{(z-1)}$ la cual se muestra en la ecuación 3.8.

$$G(z) = \frac{0.016253 z (z + 0.9608)}{(z - 1)^2 (z - 0.8869)}$$

Ecuación 3-8 Función de transferencia del sistema sin compensar en lazo abierto

Fuente: Autores

Entonces, mediante el comando *rlocus* en Matlab® se obtiene el lugar geométrico de las raíces del sistema sin compensar, el cual se muestra en la figura 3.3.

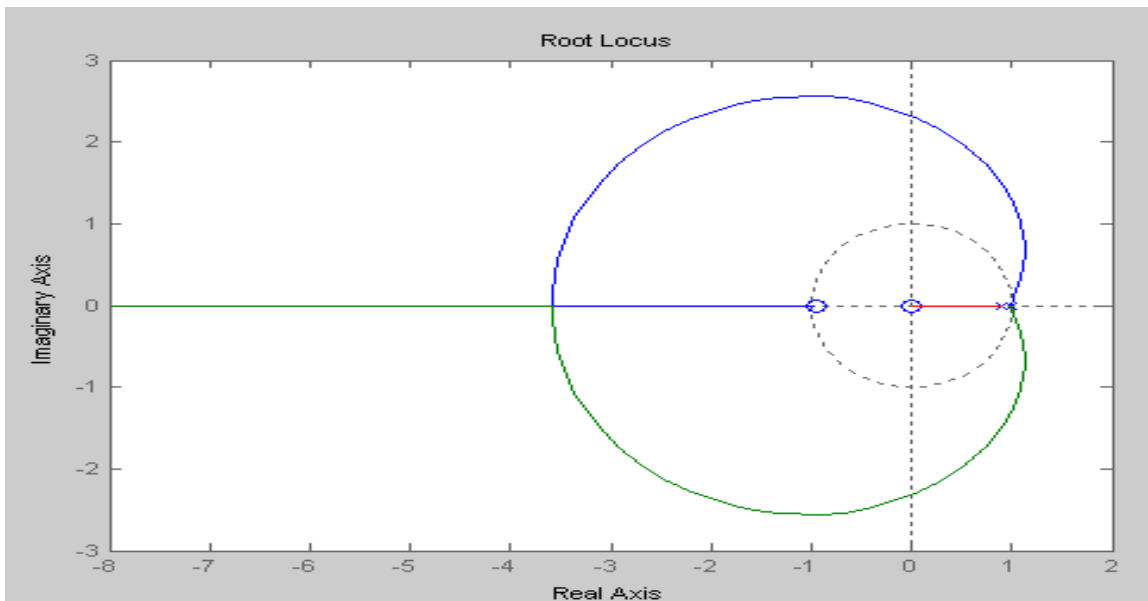


Figura 3-3 Lugar geométrico de la raíces del sistema sin compensar.

Fuente: Autores

En la ecuación se evidencia que el sistema tiene 3 polos, un cero y como tiene un polo de multiplicidad 2 en el círculo de radio unitario, el sistema es inestable (lo

cual se observa también en la figura 3.3). Ahora, primero se requiere estabilizar el sistema, y además poderlo aproximar a uno de segundo orden subamortiguado, ya que con un solo compensador no se puede llegar a las especificaciones deseadas. Otro punto importante a observar es que por la integración realizada, el control PI que corresponde a llevar un error en estado estable a cero para una entrada escalón es innecesario en este caso, concluyendo que ya no se necesita diseñar un PID para compensar el sistema.

Para demostrar que se necesitan dos compensadores en cascada para alcanzar la región requerida de diseño, primero se escogió un compensador PD, el cual es de la forma:

$$G_{cPD}(z) = k \frac{(z - \alpha)}{T_s z}$$

$$k = T_s * K_p + K_d \quad y \quad \alpha = \frac{K_d}{k}$$

Ecuación 3-9. Función de transferencia de un compensador PD

Fuente: Autores y Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 117

Finalmente la ecuación del sistema compensado en lazo abierto quedaría de la forma mostrada en la ecuación 3.10 y para cumplir la condición del ángulo se requiere que en $G_c(z)$ se cumpla $\sum \angle \text{ceros} - \sum \angle \text{polos} = \pm 180^\circ$.

$$G_c(z) = G(z) * G_{cPD}(z) = \frac{K * 0.016253 z (z + 0.9608)(z - \alpha)}{0.075 * z(z - 1)^2(z - 0.8869)}$$

Ecuación 3-10 Función de transferencia del sistema compensado en lazo abierto

Fuente: Autores

Entonces al evaluar el aporte que debe tener el ángulo del cero, se llega a que debe ser de 209.51, por lo que un solo cero no lo puede lograr. Entonces, este compensador se utilizará para aproximar el sistema a uno de segundo orden

subamortiguado, por lo que el cero se pondrá en $Z=1$, y la ganancia se ajusta para que el sistema tenga un sobrepaso del 10%, lo cual se muestra en la figura 3.4.

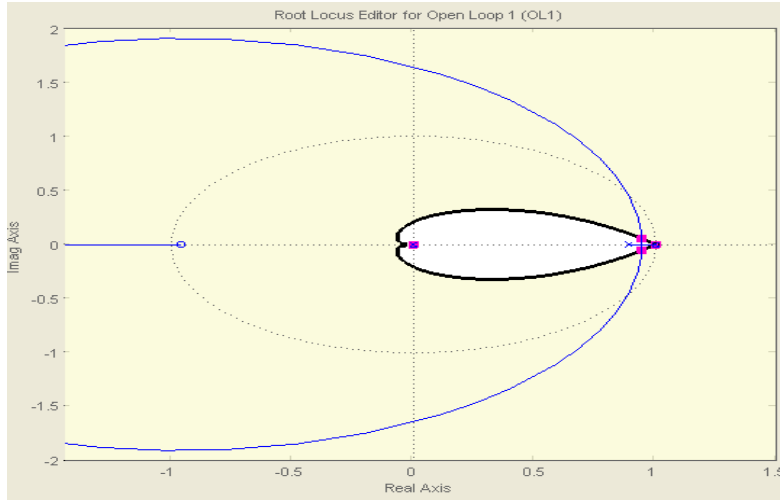


Figura 3-4 Lugar geométrico de la raíces del sistema después de la primera compensación.

Fuente: Autores

La ganancia del sistema se ajusta en $K=0.0143$, por lo que la ecuación 3.9 queda convertida en:

$$G_{CPD}(z) = 0.0143 \frac{(z-1)}{T_s z}$$

$$K_p = 0 \quad y \quad K_d = 0.0143$$

Ecuación 3-11 . Función de transferencia del PD utilizado con el valor de sus constantes

Fuente: Autores y Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, segunda edición. Página 117

La región en la cual debe estar el lugar geométrico de las raíces del nuevo sistema se muestra en la figura 3.5 (la zona de rayas diagonales), donde el punto de z hallado anteriormente es la intersección de las dos regiones (la de sobrepaso y la del tiempo de asentamiento).

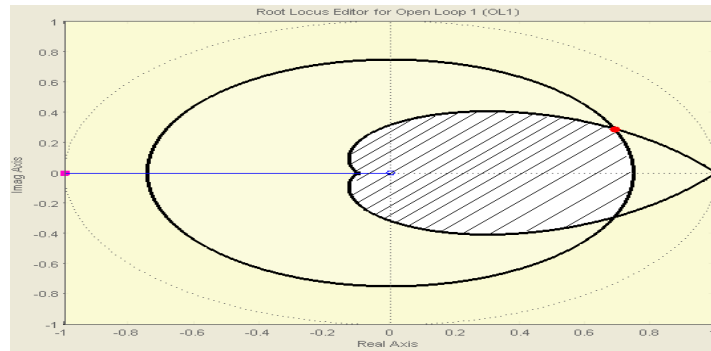


Figura 3-5. Lugar geométrico de las raíces del que satisface las condiciones deseadas de la planta.

Fuente: Autores

Para ajustar el nuevo lugar geométrico de las raíces se procede a usar un compensador en adelanto, cuya función de transferencia es:

$$G_{c_L} = K_d \frac{(z - z_o)}{(z - z_p)}$$

$$K_d = \frac{1 - z_p}{1 - z_o}$$

Ecuación 3-12 . Función de transferencia del compensador en adelanto

Fuente: <http://www.engin.umich.edu/group/ctm/extras/dleadlag.html>

Y el nuevo sistema en lazo abierto que se debe tener en cuenta es:

$$G_{c_T}(z) = G_c(z) * G_{c_L}(z) = \frac{K * 0.0030989 z (z + 0.9608)(z - 1)(z - z_o)}{z(z - 1)^2(z - 0.8869)(z - z_p)}$$

Ecuación 3-13 Función de transferencia general del sistema compensado total en lazo abierto

Fuente: Autores

En este tipo de compensadores el cero debe estar más a la derecha del polo. Entonces el cero se supone en 0.8869 para cancelar el polo que existe allí, teniendo en cuenta esto y la condición del ángulo, se tiene que el ángulo del polo debe ser de 52.86.

$$\angle Z_{p1} = 180 - \tan^{-1} \frac{0.295}{1 - 0.680} = 137.33^\circ$$

$$\angle Z_{p0.9608} = \tan^{-1} \frac{0.295}{0.9608 + 0.680} = 10.19^\circ$$

$$\angle Z_p = 180 - 137.33 + 10.19 = 52.86 = \tan^{-1} \frac{0.295}{0.68 - |Z_p|}$$

Se llega finalmente a que $Z_p = 0.457$. Y ahora la ganancia $K=31.1543$, que se obtiene de:

$$K \left| \frac{0.0030989 z (z + 0.9608)(z - 1)(z - 0.8869)}{z(z - 1)^2(z - 0.8869)(z - 0.457)} \right|_{z=0.680+j0.295} = 1$$

Entonces la función de transferencia en lazo abierto del sistema compensado se muestra en la ecuación 3.14, mientras que la gráfica del lugar geométrico de las raíces es mostrada en la figura 3.6 y la respuesta al escalón es mostrada en la figura 3.7.

$$Gc_T(z) = \frac{0.097 z (z + 0.9608)(z - 1)(z - 0.8869)}{z(z - 1)^2(z - 0.8869)(z - 0.457)}$$

Ecuación 3-14. Función de transferencia del sistema compensado total en lazo abierto

Fuente: Autores

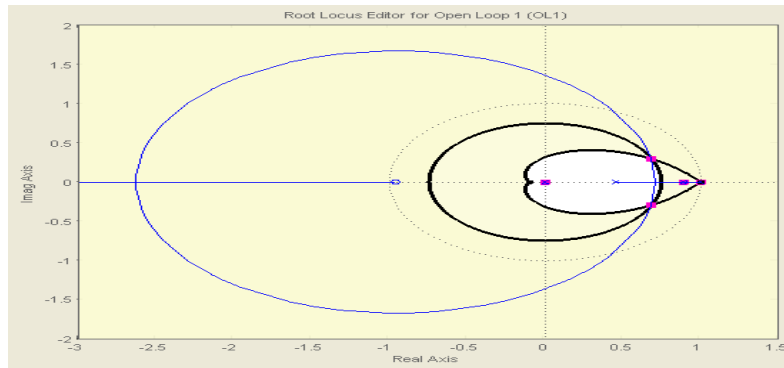


Figura 3-6. Lugar geométrico de las raíces del sistema compensado.

Fuente: Autores

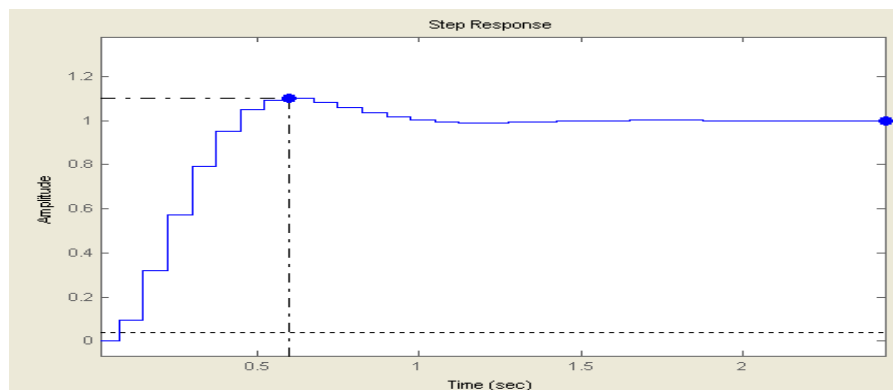


Figura 3-7 Respuesta al escalón del sistema compensado.

Fuente: Autores

Es importante notar en la figura 3.6 que el valor hallado de K es el máximo para las especificaciones deseadas, es decir, si se aumenta K , el sistema ya no va a tener un sobrepaso del 10% ni un tiempo de asentamiento de 1 segundo, como se ve en la figura 3.7, que antes de 1 segundo se entra a la banda del 2%. Otro punto importante es que se cumplió la condición de error en estado estable igual a cero para una entrada escalón sin necesidad de utilizar un compensador PI, ya que el bloque integrador se encarga de promediar la señal y llevar a cero dicho error.

4 IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL EN SOFTWARE

4.1 INTRODUCCIÓN

Gracias al avance de la tecnología y los nuevos desarrollos en microelectrónica y sistemas embebidos, hoy en día se pueden encontrar aplicaciones muy potentes en encapsulados muy diminutos que a su vez realizan gran cantidad de tareas ya sean de control, automatización, solución de ecuaciones, desarrollo de investigaciones o simplemente entretenimiento personal. Debido a que estos sistemas se hacen cada vez más poderosos y versátiles es que los sistemas de control han empezado a migrar hacia el digital e implementarse en dichas pastillas.

Para la implementación en un hardware como el microcontrolador, se hace necesario desarrollar un software que permita realizar las funciones necesarias para llevar a un buen término la aplicación deseada, por lo que se debe realizar una serie de actividades que ayuden a comprender bien el problema, a profundizarlo y desarrollar nuevas ideas de programación del código, para que el software sea robusto y brinde un buen soporte al sistema de control.

En concordancia con lo descrito anteriormente, se desarrolla un diagrama de entradas y salidas, el cual se observa en la figura 4.1. El sistema de control propuesto consta de un dispositivo sensor, que es un giróscopo, un microcontrolador, y un servomotor, todos los anteriores descritos en el anexo A. De la figura 4.1 “diagrama de entradas y salidas” se puede deducir que el software a implementar debe ser capaz de leer el voltaje enviado por el sensor, procesarlo, y enviarle al servomotor la señal de control correspondiente.

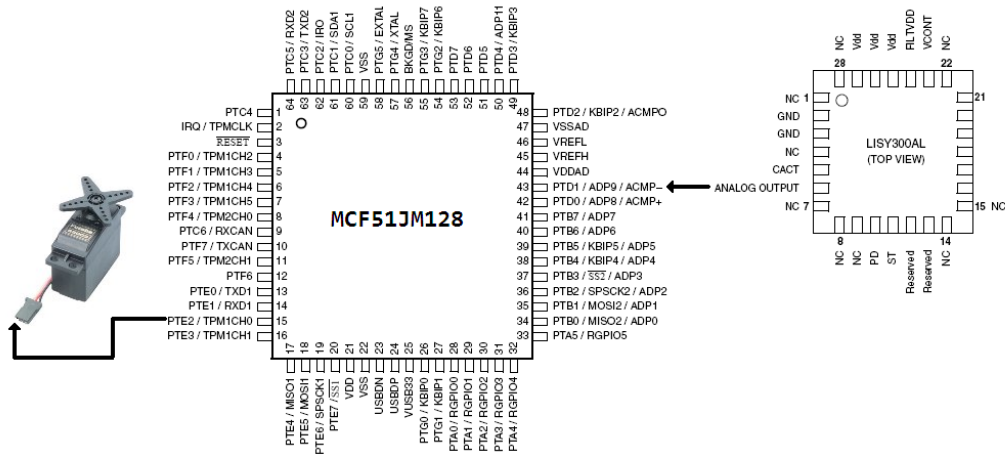


Figura 4-1 Diagrama de entradas y salidas

Fuente: Autores

4.2 IMPLEMENTACIÓN EN SOFTWARE

Se requiere realizar un software que sea robusto, es decir que debido a pequeños cambios en las condiciones del problema no se afecte significativamente el sistema de control diseñado ni la implementación del mismo, además, éste debe distinguir entre las señales y el posible ruido generado por el circuito o fuentes externas para que el control sea versátil. En el desarrollo del mismo, debido a que se ha escogido un microcontrolador de la marca Freescale - Motorola, el programa que se requiere utilizar para su desarrollo es "CodeWarrior para microcontroladores", que se programó en lenguaje C.

A continuación se describirá paso a paso el progreso del software para la ejecución del este proyecto, en el cual se implementaron periféricos como los ya mencionados en capítulos anteriores, PWM y ADC. También se efectuaron técnicas como integración y derivación en microcontroladores para el desarrollo del controlador digital, la adecuación de la señal de entrada y finalmente se desarrolla un código para enviar la señal de corrección correspondiente al error.

4.2.1 DIAGRAMA DE FLUJO

Una parte importante en programación es el desarrollo del diagrama de flujo, ya que este ayuda a tener una idea de cómo poder solucionar el problema planteado. En principio, el primer diagrama de flujo que se desarrolla es muy general (figura 4.2), esto debido a que es la idea inicial trabajada que soluciona el problema de una manera deseada.

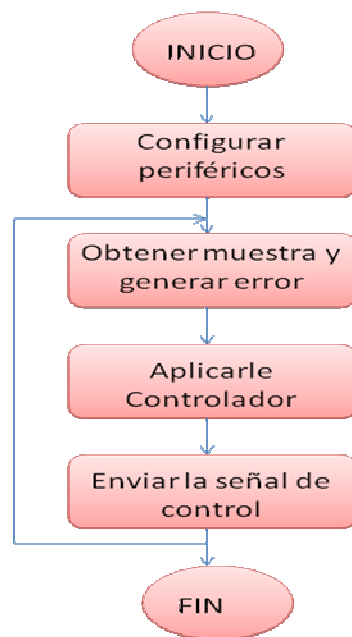


Figura 4-2 Diagrama de Flujo general

Fuente: Autores

Como se observa en la figura 4.2 este diagrama de flujo es muy general, pero se especifican claramente cuatro pasos que debe tener el programa. La primera parte es la configuración de periféricos, la segunda es el proceso de muestreo y la generación del error correspondiente. A este error es necesario aplicarle el controlador y de acuerdo a lo entregado por la etapa anterior se procede a enviar una señal de control para el dispositivo actuador. Cada una de estas fases contiene otro número de procedimientos, por tanto, corresponde realizar un diagrama de flujo más específico, donde se pueda especificar claramente cada

uno de las etapas anteriormente mencionadas (figura 4.3), que se explica a continuación.

Configuración de periféricos:

Como ya se ha comentado en capítulos anteriores para el desarrollo de este proyecto se hacía necesario que el microcontrolador tuviera entre sus periféricos dos que son muy importantes, el convertidor analógico-digital ó ADC y el generador de PWM. Para poder usarlos de manera correcta se debe configurar la forma como se quiere que trabaje cada, esto se hace por norma en el inicio del código antes de que el programa entre en el lazo principal.

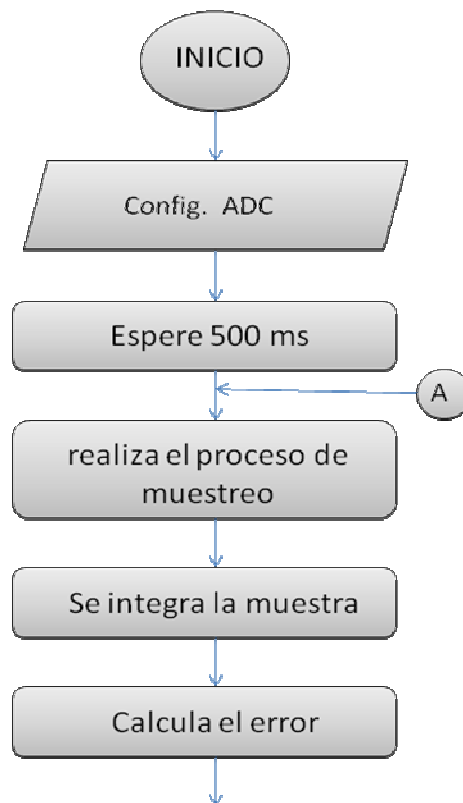
Para efectos de este proyecto se debe configurar el ADC solamente, ya que el PWM se configura cuando se le vaya a enviar la señal de PWM al servomotor. El ADC se configuro de la siguiente manera:

- ✓ Bajo consumo de potencia
- ✓ Conversión de 12 bits
- ✓ Tiempo de muestro largo
- ✓ Entrada analógica por el canal 9 y 0
- ✓ Conversión continua

Como es un equipo portátil el bajo consumo de potencia de los componentes electrónicos es importante, por esto se configuró el ADC de tal manera que consumiera lo mínimo, lo cual implica que el tiempo que el periférico dura tomando la muestra sea el más largo.

La conversión se realiza a 12 bits ya que este tipo de conversión ofrece una mayor resolución en la toma de datos, pudiendo así captar cambios muy pequeños en la desviación de la cola, teniendo en cuenta el ruido presente en el sistema.

Al comparar el diagrama de flujo general, figura 4.2, y el diagrama de flujo específico, figura 4,3 y 4,4, se observa que en el específico existe un bloque que no corresponde a ninguno de las etapas del general, el bloque de espera de 500ms. Éste se añadió con el propósito que todos los dispositivos electrónicos estén en estado estable después del encendido, porque es bien sabido que al prender un elemento la señal de salida posee un tiempo transitorio, en el que se tiene una señal amortiguada de duración muy corta, pero que si es medida en esa franja de tiempo se obtendrán valores erróneos para la aplicación.



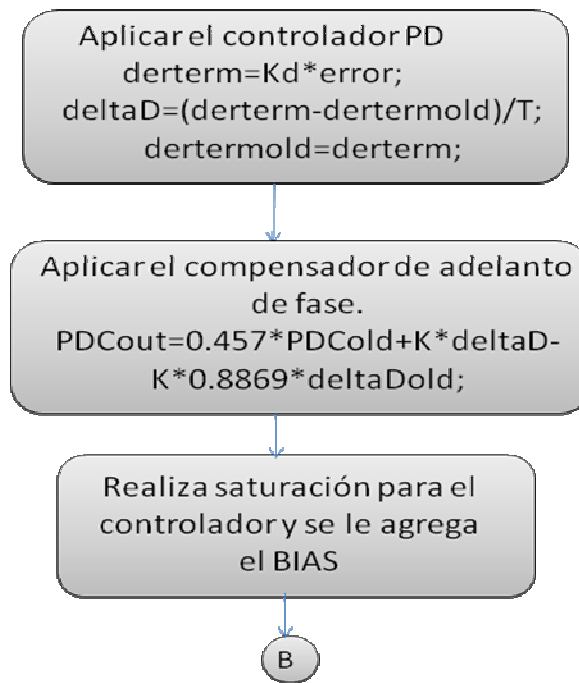


Figura 4-3 Diagrama de Flujo especifico parte 1

Fuente: Autores

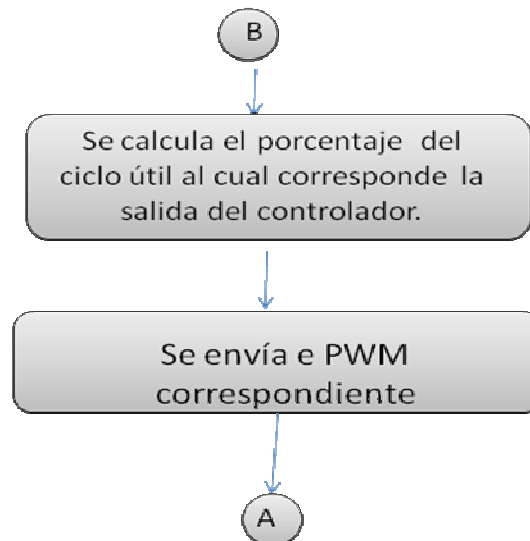


Figura 4-4 Diagrama de Flujo especifico parte 2

Fuente: Autores

Obtener muestra y generar error:

Otra parte del código es la del muestreo y comparación con el set point, por eso se hace necesario crear un algoritmo de obtención de datos que pueda filtrar parte del ruido de entrada y además hacer una buena comparación entre las señales para entregar un registro óptimo y en buenas condiciones para el procesamiento de las mismas.

Esta etapa se dividió en tres:

- Proceso de muestreo
- Integración de datos de entrada
- Generación de error.

El microcontrolador posee un periférico que se encarga de hacer la conversión analógico-digital, este periférico almacena los datos de la conversión de dos registros llamados ADCRH y ADCRL. En ADCRL almacena los 8 bits de menor peso de la conversión y en ADCRH los cuatro más significativos, debido a esto y como se requería trabajar con registros de 32 bits (por el tipo de variables a manejar que es float), se hizo necesario almacenar esta conversión en un solo registro de 32 bits, para lo cual el ADCRH se guardó en una variable llamada temp1 y esta se multiplicaba por 256, la cual se sumaba a ADCRL, que había sido guardada en temp2, el resultado de la suma se guardaba en una variable llamada sample.

Teniendo en cuenta la sensibilidad que presenta el sensor, el convertidor y adicionalmente teniendo en cuenta el ruido de alta frecuencia, se escribió un código en el que la muestra que se tome no fuese errónea, por lo que el algoritmo diseñado toma diez muestras entregadas por el ADC y las promedia, para lograr una final que no contenga mediciones erróneas.

Como los datos de entrada que arroja el giroscopio es la medida de la velocidad angular con que la cola se desvió de su punto de equilibrio, se hace necesario integrarlos para así conocer qué cantidad de grados se desplazó la cola y poder enviar la señal de control correspondiente. Para implementar un integrador en un dispositivo digital, corresponde apelar a métodos numéricos de integración, entre los cuales se encuentran los siguientes:

- ✓ Aproximación por rectángulos
- ✓ Aproximación por trapecios
- ✓ Aproximaciones de segundo orden

En la aproximación por rectángulos, se aproxima el área de la señal de entrada por medio de rectángulos ya sea retrasados o adelantados, es decir si la altura del rectángulo se toma con la muestra actual o con la muestra pasada, lo cual se muestra en la figura 4.5:

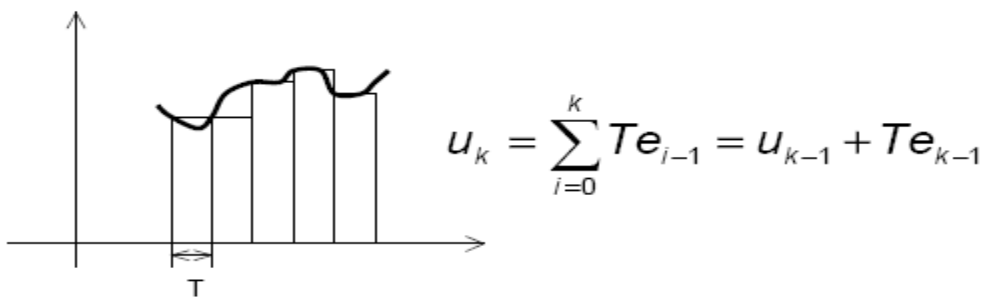


Figura 4-5 Aproximación de la integral por medio de rectángulos retrasados

Fuente: introducción al control digital, universidad de Oviedo, Ingeniería de sistemas y Automática, diapositiva 35, 2005

En la aproximación por trapecios, lo que se hace es aproximar el área de la señal de entrada por medio del área del trapecio, es decir, la muestra anterior sería una base del trapecio, la muestra nueva sería la otra base y la altura el tiempo de muestreo, entonces el área del trapecio sería la multiplicación de la semisuma de las bases con el periodo (figura 4.6), es decir:

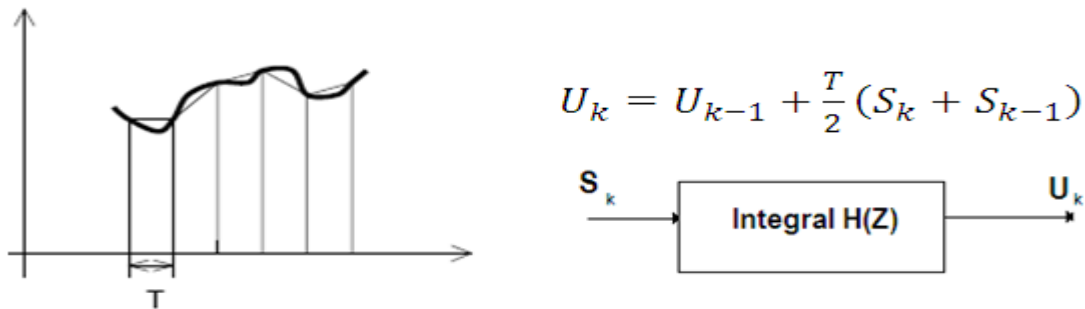


Figura 4-6 Aproximación de la integral por medio de rectángulos retrasados
 Fuente: introducción al control digital, universidad de Oviedo, Ingeniería de sistemas y Automática, diapositiva 36, 2005

En cuanto a la aproximación por segundo orden, lo que se hace es tomar las dos muestras, la anterior y la nueva y realizar una regresión cuadrática entre estos dos puntos, con esta función y el periodo de muestreo se halla el área de este polígono. El problema con esta aproximación es que el cálculo del área se hace más complicado y consumiría más tiempo y recursos del sistema.

Para el código realizado se optó por tomar la aproximación por rectángulos adelantados, ya que de esta manera no se consume tantos recursos del microcontrolador y no demora mucho haciendo el procedimiento, además que el cero en $z=0$ eliminaba el polo del compensador PD en el origen.

Luego de obtener el registro de los datos de entrada integrados, se procede a realizar la respectiva comparación con el set point para obtener el error correspondiente y así poder aplicarle el código del controlador PD + adelanto de fase para enviarle al servomotor la señal PWM para realizar la respectiva corrección. Al observar el problema detalladamente, se encontró que el set point para esta aplicación es cuando la cola del helicóptero esta a cero grados "0°", razón por la cual en este caso el resultado de la integración sería el mismo error pero negativo, porque el error es igual al set point menos la señal retroalimentada.

Una de las partes de código que el usuario tiene cierta libertad de modificar es la ganancia del controlador, que como se expuso en capítulos anteriores es un PD en cascada con un compensador de adelanto de fase. Esto se realiza mediante un potenciómetro de precisión (Pt), con el cual se realiza un divisor de voltaje y este valor se coloca en el canal 0 del convertidor analógico-digital, para lo que se realiza una vigilancia periódica de este voltaje y se le asigna a la ganancia del controlador un valor que es proporcional al voltaje convertido.

Aplicar el PD y compensador en adelanto:

Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores el controlador implementado para este desarrollo es el PD en cascada con un compensador en adelanto, el cual posee tres características muy importantes las cuales son:

- Bloque proporcional, realiza una acción de control proporcional al error de entrada, pero una ganancia muy alta puede causar inestabilidad.
- *“Bloque derivador permite una acción predictiva del controlador, Además de ayudar a corregir de una manera más rápida. Si la ganancia de este sistema es muy alta el sistema puede oscilar, pero si es muy baja, la respuesta del sistema puede ser muy lenta”*.¹⁵
- El compensador en adelanto pone a punto el sistema luego de haberle aplicado un controlador PD, ayuda a incrementar la estabilidad y la velocidad de respuesta del sistema;

En la aplicación de este proyecto, se requiere un controlador PD digital, y como es bien sabido se implementa en un microcontrolador, por lo que se requirió llevar la

¹⁵ Control digital en microcontroladores , Dogan Ibrahim, Pagina 230,2006

ecuación 3-11 que se encontraba en el dominio Z al dominio del tiempo con el objetivo de poder implementarla en el dispositivo seleccionado, esta se presenta en la ecuación 4-1.

$$u_n = \frac{0,00143 * e_n - 0,00143 * e_{n-1}}{0,075}$$

Ecuación 4-1 Controlador PD discreto en el dominio del tiempo.

Fuente: Autores

Se puede observar en la ecuación 4.1 y 4.3, que se requiere la muestra del error anterior para poder encontrar la salida del bloque PD, esto debido a que lo que realiza este bloque es precisamente la derivada de la función y muestra a muestra el va encontrando la pendiente de la traza de error.

Para lograr la respuesta deseada del sistema de control, como se explico en capítulos anteriores, se hizo necesario colocar en cascada un controlador PD y un adelanto de fase. En la ecuación 4-2 se puede observar la forma final del compensador en adelanto de fase en el dominio de Z, donde K es la ganancia del compensador, la cual puede ser configurada por el usuario y tiene valor máxima de 31,143.

$$G_{c2} = K * \frac{(z - 0,8869)}{(z - 0,457)}$$

Ecuación 4-2 Función de Transferencia del Controlador adelanto de fase.

Fuente: Autores

Para la implementación de este compensador en el microcontrolador seleccionado, se requirió llevar esta función al dominio del tiempo, ecuación 4-3. Con esta ecuación se puede generar se genera el código determinado, el cual toma la señal de entrada, le aplica la función del compensador y entrega una salida, la cual es interpretada para enviar la señal de control correspondiente.

$$u_n = 0,457 * u_{n-1} + K * e_n - K * 0,8869 * e_{n-1}$$

Ecuación 4-3 Compensador de Adelanto de Fase Discreto en el dominio del tiempo

Fuente: Autores.

Ya teniendo la ecuación del PD y del compensador en adelanto discreto se procedió a implementarlas en el microcontrolador. Al realizar este proceso y revisando la literatura, se encontró que existe un problema que tuvo que ser considerado para que el controlador trabajara de una manera lógica y no lleve a la planta a una desestabilización, este es, la Saturación o wind-up en el controlador. En aplicaciones prácticas, el valor de salida de la acción de control es limitada por características físicas de los componentes, por ejemplo, en un dispositivo electrónico, la salida de éste no puede ser más de voltaje más alto que la alimentación del mismo. Por lo tanto se optó por colocar límites a la salida del controlador, así cuando este llegue a saturación o más (que en este caso es cuando se alcance el valor en registro de 4095 ya que es el máximo valor que se puede alcanzar en la conversión de 12 bits), la salida del controlador será del valor máximo disponible, es decir, 4095.

Enviar la señal de control:

Dentro de las partes de un sistema de control se encuentra el actuador, que se define a sí mismo como el dispositivo físico que hace que la planta llegue a las características deseadas. Esta es una parte muy importante del sistema ya que sin éste no se podría llevar a la planta a un punto requerido por el usuario. En el presente proyecto, el actuador es un servomotor, a saber, el *Futaba S3107 Micro Servo* (figura 9.6), el cual gira dependiendo del error que se presente en la planta a una posición determinada.

Para lograr que el servomotor escogido vaya a la posición correcta, con la cual lograra que la cola del helicóptero vaya a la posición requerida, es necesario enviarle una señal de control que le proporcione la información necesaria para girar a la posición correcta. Esta señal requiere ser enviada en forma PWM (*pulse-width-modulation por sus siglas en inglés*), debido a que la señal que lee el controlador del servomotor es de ese tipo y dependiendo del ciclo útil de la señal enviada, el servomotor gira a un ángulo determinado. En la figura 4.7 se observan tres ejemplos de posición del servomotor, para el que se envían una señal de PWM entre 18ms y 22ms de periodo y dependiendo del ciclo útil de la señal, el servo se ubica en una posición determinada.

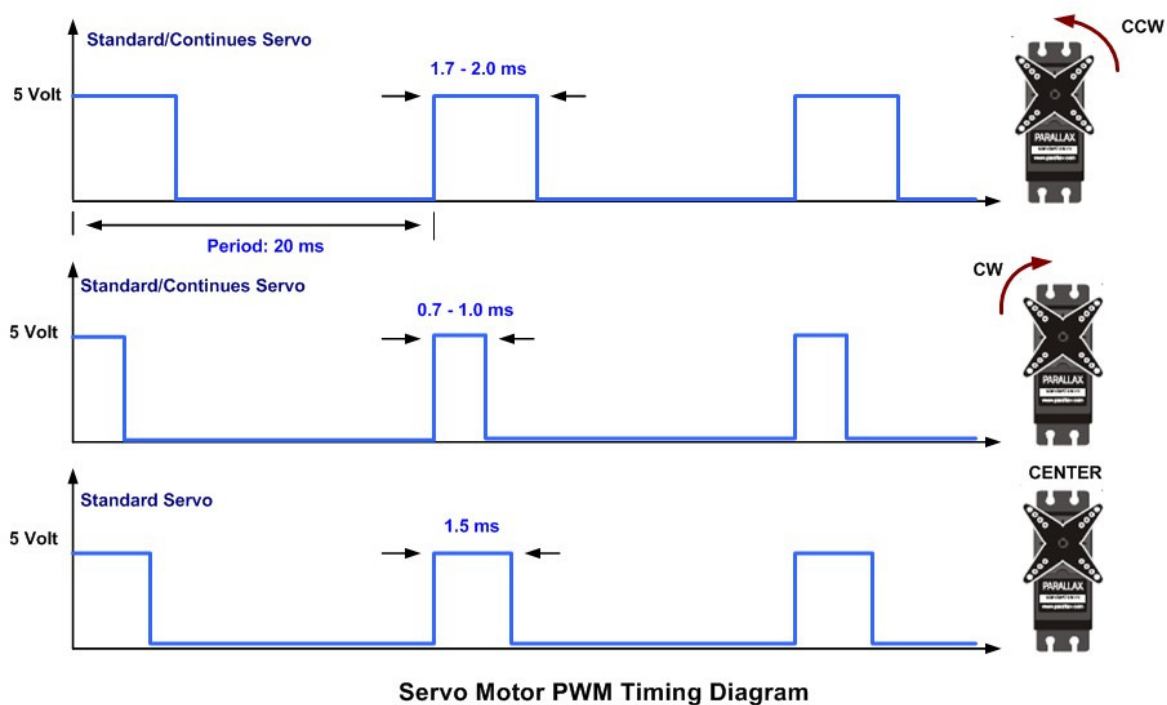


Figura 4-7 Actuador, posiciones del servo

Fuente: http://robots-argentina.com.ar/MotorServo_basico.htm. 2007, 2008

Robots Argentina Actualizado el 16 de diciembre de 2008

Ya conociendo la forma y características de la señal que debía ser enviada al servomotor se procedió a programarla, para lo cual se utilizó el módulo PWM del microcontrolador. Este periférico se configura con 6 registros, TPM1MODH,

TPM1MODL, TPM1C0SC, TPM1C0VH, TPM1C0VL, TPM1SC. Con los registros TPM1MODH, TPM1MODL de 8 bits cada uno se configura el periodo de la señal PWM a enviar. Para este caso el periodo se cuadró a 20 ms. Con TPM1C0SC configura el canal 0 del temporizador 1 para que por este puerto de salida se pueda enviar la señal PWM al servomotor. Con TPM1C0VH y TPM1C0VL se configura el ciclo útil que se quiere para el PWM correspondiente, este tiene que ser un numero que represente un porcentaje del modulo, por ejemplo para el periodo de 20 ms este registro puede ser 2, 1.0, 0.5. En este proyecto este registro cambia su valor dependiendo de la señal de salida del controlador. Finalmente con TPM1SC se configura el temporizador 1 para que no haya interrupción cuando el contador llegue al modulo que en este caso es el periodo de la señal, para que el canal 0 trabaje por flanco de subida alineado a la izquierda y se le configura el reloj del temporizador.

El valor que se carga en el registro TPM1C0VH, TPM1C0VL del Canal 0 del temporizador 1, se obtiene de comparar los límites de la salida del controlador con la figura 4.8, con la cual para una salida máxima del controlador se obtendrá un valor de 4095, y por la saturación de éste, ese valor corresponderá una señal de PWM con ciclo útil de 10%. Para un valor mínimo 0 de salida del controlador corresponderá a un ciclo útil de 5%, entonces de esta manera se obtiene el porcentaje al que corresponde la salida del controlador con respecto a lo planteado anteriormente y a éste se le saca el modulo del temporizador, es decir al periodo de la señal, el cual es cargado en el registro del PWM enviando de esta manera la modulación de pulso correspondiente que le indique al servomotor hasta que punto moverse para corregir la desviación de la cola.

Finalmente, todos estos ciclos son repetidos en el programa como se indica en las figuras 4.2, 4.3 y 4.4.

Luego de haber explicado la realización del código para el control autónomo de la cola del helicóptero, se debió tener en cuenta el control guiado por el usuario en

cuanto a la desviación de la cola, este puede ser usado para dar dirección de giro del helicóptero hacia cualquiera de sus lados. Es por esta razón que se realizó el análisis de dos señales entrantes del receptor llamadas CH4 y CH5. CH4 es una señal tipo PWM que cambia su ciclo útil dependiendo de hacia cual lado se quiera girar, ya sea derecha o izquierda y CH5 es también del tipo PWM pero esta señal posee información de la variación que se quiera hacer en la ganancia del controlador diseñado, este cambio se define como un cambio suave, ya que el cambio brusco se realiza con un potenciómetro que también se requiere vigilar al cual se le realiza una conversión de los datos analógicos a digital y después de esto se cambia la ganancia proporcional al valor de conversión obtenido.

Para el análisis de las señales entrantes de CH4 y CH5 se requirió utilizar dos canales del temporizador 2, el cual se configuro con la función "input capture", con la cual el temporizador se detiene cada vez que detecte un flanco de subida o bajado en los Ch0 y Ch1 del temporizador 2. Para el correcto análisis de los tiempos, se realizo una subrutina encargada de hacer la diferencia de los dos tiempos tomados y detectar si se trata del tiempo en set o el tiempo en reset, y a partir de esto calcular el ciclo útil para su posterior análisis.

Finalmente el software diseñado correspondió al que se muestra en la figura 4.8 en el cual se puede observar que básicamente este consta de dos partes, el control realizado por el usuario y el control automático realizado por el controlador construido. Como prioridad se tiene el control realizado por el usuario ya que él puede girar el helicóptero cuando lo desee y el controlador debe no participar y asumir en ese cambio de condiciones.

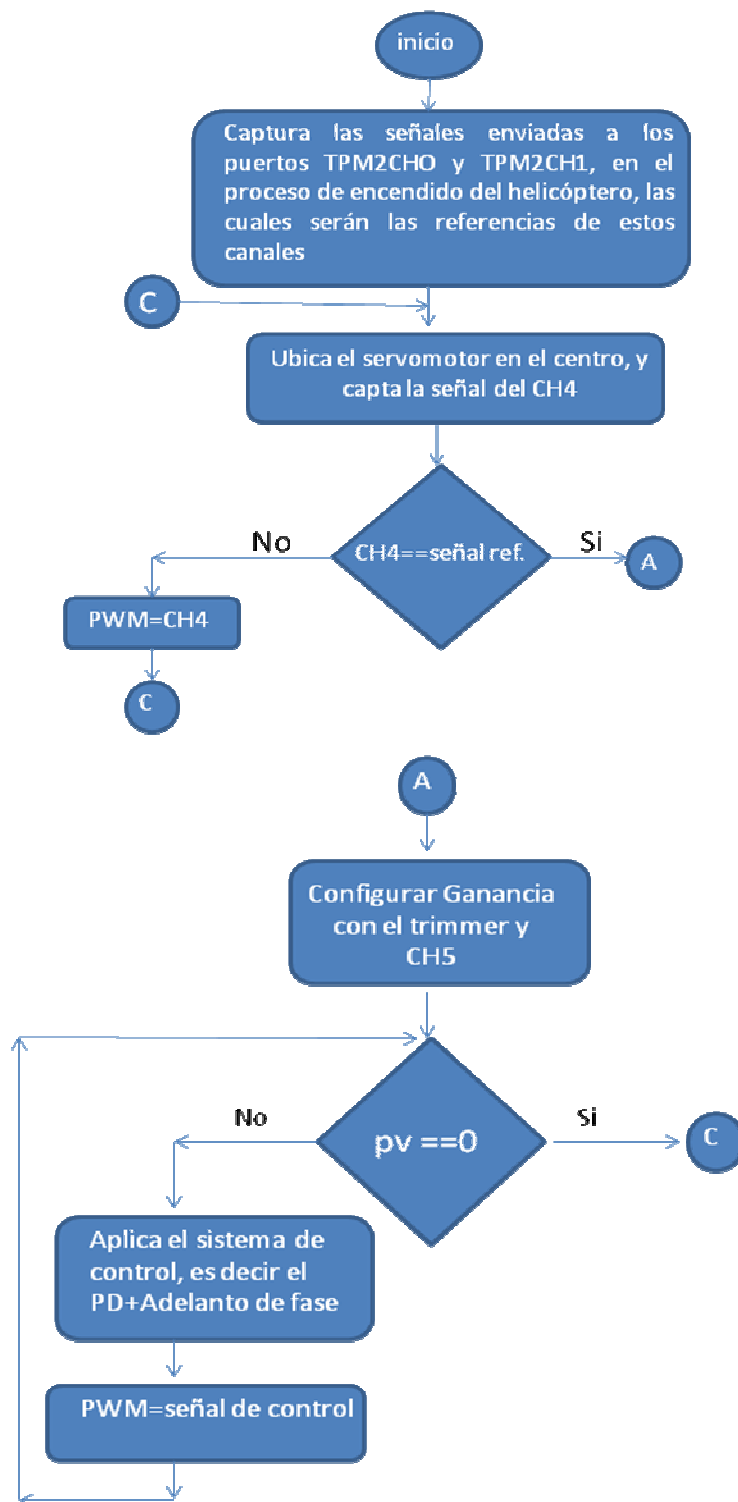


Figura 4-8 Diagrama de flujo general del código implementado.

Fuente: Autores

5IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL EN HARDWARE

5.1 INTRODUCCIÓN

Desde la invención de los circuitos impresos con el primero desarrollado por el ingeniero austriaco Paul Eisler (1907-1995) alrededor de los años 1936, como parte de un radio, pasando por la evolución de los mismos, después de la segunda guerra mundial cuando Estados Unidos liberó la patente para uso comercial, volviéndose populares en los radios, hasta los nuevos desarrollos en microelectrónica, como la mosca robótica de Harvard, los PCB(*Printed circuit Board*, por sus siglas en ingles) han tenido un desarrollo notable y en conjunto con la evolución de la microelectrónica, se ha podido hoy en día desarrollar sistemas de control para dispositivos que hace unos años no se hubiera imaginado , esto gracias a que poseen características tales como, versatilidad, robustez y minimización de espacio requerido.

Una parte importante en el desarrollo de un sistema de control es su implementación, ya sea en software (del cual se hablo en el capitulo anterior) ó en Hardware. La implementación en software es el establecimiento de un código o un programa que realice tareas especificas programadas con el objetivo de enviarle al actuador una señal de control para que este corrija el error presentado. Por otro lado la implementación en hardware es el desarrollo de toda la parte electrónica necesaria para que las partes del sistema funcionen de manera correcta, es decir: acople de componentes, alimentaciones necesarias de cada uno, puertos necesarios para la comunicación exterior y circuitos requeridos por cada componente para su correcto funcionamiento. En este capítulo se tratara a fondo cada una de las etapas expuestas anteriormente.

5.2 DIAGRAMA GENERAL DE BLOQUES

Para desarrollar el hardware requerido para el sistema de control expuesto en esta tesis lo primero que se requirió fue desarrollar un diagrama de bloques general, con el cual se puede comprender la magnitud del PCB a desarrollar y también tener una primera noción general de los requerimientos necesarios de los dispositivos escogidos en capítulos anteriores.

En la figura 5.1 se puede observar un primer diagrama de bloques de las etapas requeridas para el. Allí se observa que posee cuatro etapas importantes, la etapa de control, la de sensado, la de alimentación del hardware y la de comunicación exterior; algunas de éstas son las mismas expuestas en capítulos anteriores, y otras son las requeridas para que los dispositivos puedan operar de una manera lógica y coherente, es decir, con el debido acople. Estas fases poseen diferentes componentes que requieren una alimentación adecuada y configuraciones necesarias para poder operar, y además de esto se requiere conectar las mismas para lo cual es necesario llevar las señales a un nivel adecuado ó configurar los dispositivos para el procesado de dicha información.

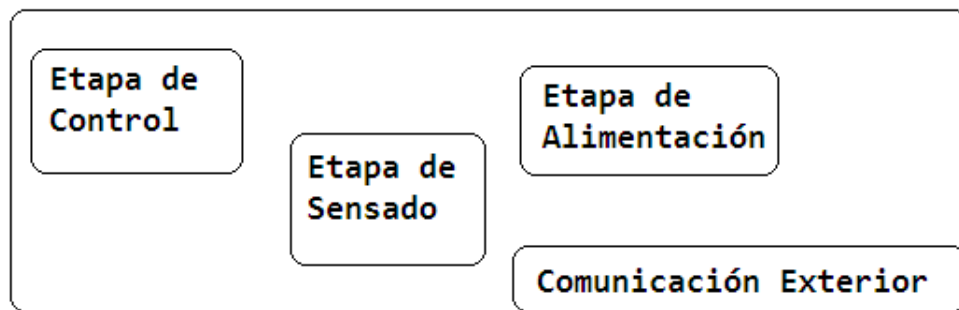


Figura 5-1 Diagrama de bloques general del PCB

Fuente: Autores

5.3 ETAPAS DEL PCB:

Como se observa en la figura 5.1 el PCB debe contener por lo menos las 4 etapas mencionadas allí, ya que sin éstas no se podría ejercer un control sobre el dispositivo actuador que en este caso es el servomotor. A continuación se estudiará cada una de las etapas para conocer los componentes respectivos de las mismas para cuidar la integridad de la señal y hacer el acople respectivo:

5.3.1 ETAPA DE CONTROL

En esta fase es donde se encuentra el microcontrolador escogido, el cual contiene todo el software de control diseñado en el capítulo 4. Este dispositivo es el que se encarga de tomar la señal que viene del sensor, a saber, el giroscopio y procesarla para dar una señal de control que corregirá el error presentado en la planta. Este paso también consta de algunos periféricos mencionados en capítulos anteriores, como lo son el convertidor analógico-digital y el puerto de comunicación PWM, con los cuales se logra establecer la comunicación del programa diseñado para la aplicación contenido en el microcontrolador con el mundo exterior y viceversa.

Para el correcto funcionamiento de los periféricos expuestos anteriormente y del desarrollo del programa (es decir del microcontrolador como sistema embebido), este requiere circuitería específica en algunos pines del mismo, como lo es la alimentación, el reset manual, oscilador y referencias analógicas y digitales. En la figura 5.2 se puede observar en detalle todos los circuitos necesarios del *MCF51JM128*, el microcontrolador escogido, a continuación se explicara cada uno de estos.

✓ *Alimentación:*

El microcontrolador escogido posee dos pines principales de alimentación V_{DD} y V_{SS} . El voltaje que es suministrado a estos dos pines provee potencia a toda la circuitería de los pines de propósito general de entradas y salidas y a un regulador de voltaje interior. Este regulador hace a su vez como fuente de bajo voltaje para la CPU y toda la circuitería interna del microcontrolador.

Es conveniente ubicar tan cerca como sea posible dos capacitores entre los pines de alimentación del microcontrolador, típicamente un capacitor de 10 μF de tantalio y otro cerámico de 0,1 μF . el capacitor de tantalio se utiliza como un almacenador de carga con el objetivo de suministrarle mayor carga a todo el sistema. El capacitor cerámico que debe ser el que coloque lo mas cerca posible del microcontrolador, se usa como un filtro pasabaja, con el fin de filtrar el ruido de alta frecuencia.

Existen en el microcontrolador dos pines llamados V_{DDA} y V_{SSA} , los cuales son los pines de alimentación para la parte analógica del microcontrolador. Este voltaje de alimentación supe de potencia al periférico ADC, convertidor analógico-digital. Al igual que la alimentación del microcontrolador, es necesario colocar un filtro pasabajas para filtrar todo el ruido de alta frecuencia presente en la alimentación.¹⁶

¹⁶ *MCF51JM128 ColdFire® Integrated Microcontroller Reference Manual, Freescale Semiconductor, Rev. 1, 01/2008, Pág. 8*

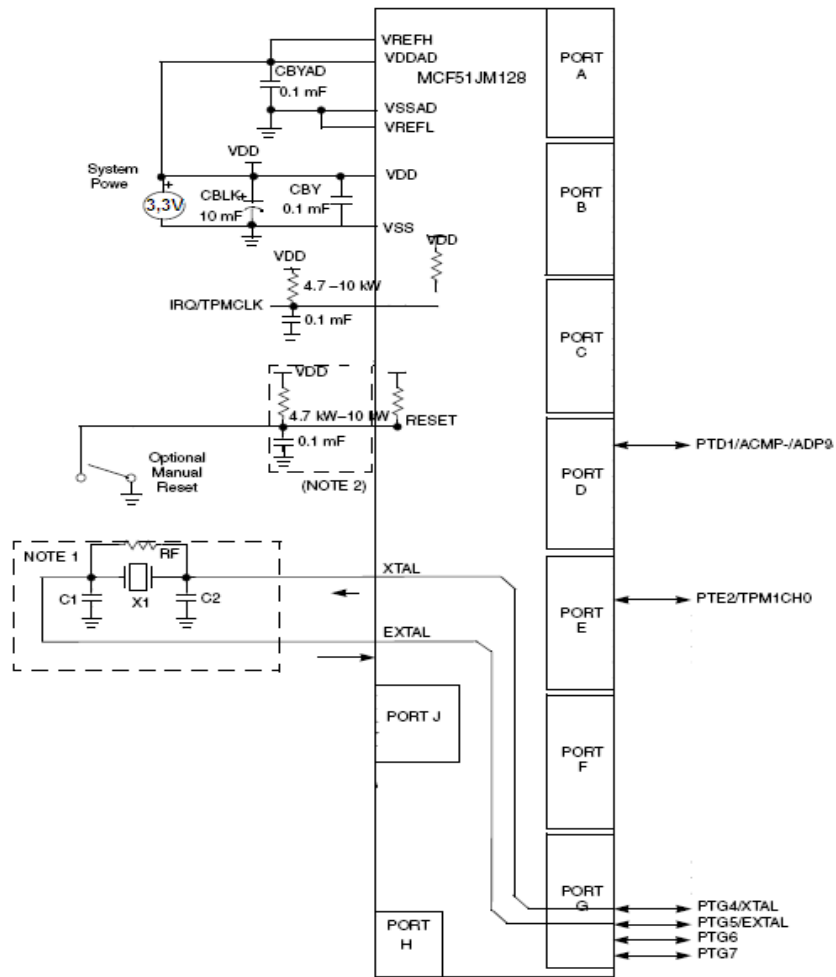


Figura 5-2 Circuito necesario para el MCF51JM128

Fuente: MCF51JM128 ColdFire® Integrated Microcontroller Reference Manual, Freescale Semiconductor, Rev. 1, 01/2008

✓ *Oscilador:*

Uno de los componentes más importantes dentro de los circuitos necesarios en un microcontrolador, es el oscilador, ya que este es el motor de del mismo, si no existiese o fallara este componente el microcontrolador no funcionaría ya que simplemente no podría realizar ninguna operación por que estas están basadas en operaciones lógicas que requieren un reloj para poder funcionar.

En la figura 5.2 se puede observar que se conectar un oscilador externo al microcontrolador entre los pines XTAL y EXTAL, para el cual se utilizará un cristal de 12Mhz, una resistencia de baja inductancia, R_F , la cual se usa para proveer una camino de BIAS y mantener la entrada EXTAL dentro de un rango lineal mientras el encendido del cristal. Típicamente toma valores de 1 M Ω o 10M Ω . Dos capacitores C_1 y C_2 que son cerámicos de alta calidad y diseñados para altas frecuencias y son elegidos dentro del rango de 5pF a 25pF para satisfacer los requerimientos del cristal¹⁷.

✓ *Reset:*

El microcontrolador escogido posee un pin dedicado exclusivamente a la reiniciación del programa de forma manual, ya que esta también se puede hacer por software. Este pin posee una resistencia Pullup, entrada de histéresis y un manejador de alta corriente de salida, que sirven como protección del mismo. El circuito necesario para este pin consta de una resistencia de entre 4.7Kw y 10 Kw y un capacitor de derivación de 0.1 mF. Cuando se requiera reiniciar el microcontrolador se coloca el nodo conjunto del capacitor y el resistor a tierra.

✓ *Referencias de ADC:*

Dentro de los pines más importantes para el correcto funcionamiento del sistema de control propuesto, se encuentran los pines de referencia del ADC, esto pines son la referencia superior e inferior del modulo ADC, con las cuales el ADC hará la respectiva comparación y conversión. El voltaje que el módulo ADC recibe del dispositivo sensor se entrega entre 0V y 3.3V, referenciados a tierra, en su voltaje mínimo y máximo respectivamente. Se requiere por tanto que la referencia superior del periférico ADC sea 3.3V es decir la alimentación y la referencia negativa Tierra, como se observa en la figura 5-6 estos pines

¹⁷ MCF51JM128 ColdFire® Integrated Microcontroller Reference Manual, Freescale Semiconductor, Rev. 1, 01/2008, Pág. 8

serán conectados a alimentación y tierra para la referencia al y baja respectivamente del ADC.

5.3.2 ETAPA DE SENSADO

Como ya se había mencionado antes en esta etapa es donde se realiza la medición de la variable a controlar, es decir la posición de la cola del helicóptero, mediante el dispositivo dispuesto para esto, el cual fue seleccionado en capítulos anteriores, el Giroscopio “LISY300AL“, del cual se presentan sus características en la tabla 5.1.

Referencia giroscopio	Rango dinámico	Sensibilidad	Densidad De ruido $\frac{^{\circ}/s}{\sqrt{Hz}}$	Voltaje de alimentación	Corriente de alimentación	Temperatura
LISY300 AL	+/- 300 °/s	3.3 mV/°/s	0.1	3.3 a 3.6 V	4.8mA	-40 a 85 °C

Tabla 5-1 Características del Giroscopio

Fuente: Autores

Para el correcto funcionamiento del giroscopio seleccionado se requiere desarrollar el circuito propuesto en la figura 5,3, el cual ayuda al giroscopio a entregar una señal de salida integral, es decir, sin mucho contenido de ruido de alta frecuencia y concordante con la desviación presentada.

En este circuito primero se encuentran los capacitores de desacople dispuestos en la cercanía de la alimentación del dispositivo con el objetivo de filtrar el ruido de alta frecuencia de la alimentación, para lo cual, el fabricante recomienda dos

capacitores de desacople uno de 100nF que sea cerámico y otro de 10µF de aluminio,

El giroscopio escogido, el LISY300AL. Incluye un PLL (phase locked loop) por sus siglas en ingles, el cual es implementado en este dispositivo con el objetivo de sincronizar el circuito de conducción y la interfaz de detección de velocidad angular. Para garantizar el correcto funcionamiento de esta función, se hace necesario colocar un filtro pasabajas entre los pines FILTVDD y VCONT, para filtrar todo ruido presente de altas frecuencias.¹⁸ Para Este filtro los valores recomendados de los componentes necesarios se presentan en la tabla 5.2.

Componente	Valor
C1	470 nF ± 10%
C2	10 nF ± 10%
R1	10 kΩ ± 10%

Tabla 5-2 Características del Giroscopio

Fuente: LISY300AL MEMS inertial sensor: single-axis ±300°/s analog output yaw rate gyroscope, ST, microelectronics, Mayo 08, Rev 1.

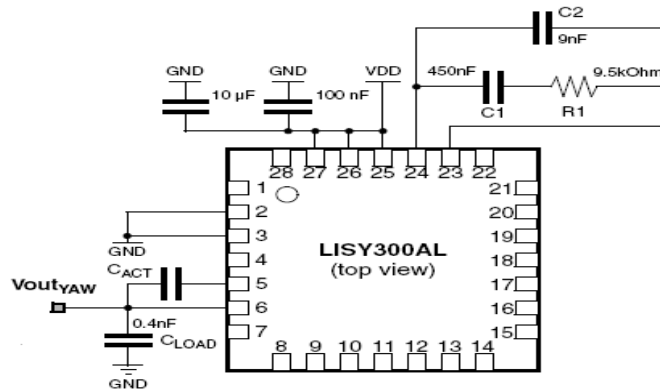


Figura 5-3 Circuito necesario para el LISY300AL

Fuente: LISY300AL MEMS inertial sensor: single-axis ±300°/s analog output yaw rate gyroscope, ST, microelectronics, Mayo 08, Rev 1.

¹⁸ LISY300AL MEMS inertial sensor: single-axis ±300°/s analog output yaw rate gyroscope, ST, microelectronics, Mayo 08, Rev 1., Pág. 10

Una de las recomendaciones presentadas por el fabricante es la implementación de un filtro pasivo pasabajas de primer orden y una etapa de adecuación de la señal antes de entregársele al microcontrolador correspondiente. El objetivo de esta etapa propuesta es lograr un mejor acople entre las partes del sistema de control y no leer datos que pueden ser erróneos, pero observando algunas de las características necesarias para un buen acople entre partes de un sistema como lo son la resolución de los mismos o su sensibilidad, se podría desistir de lo recomendado por el fabricante. Si el componente encargado de realizar la muestras, es decir el convertidor analógico-digital, es capaz de leer el cambio más mínimo del sensor, teniendo en cuenta la planta trabajada, y además esta señal de entrada posee las características necesarias para que la lectura del convertidor sea correcta, es decir una señal que no posea tanto ruido y este dentro de los rangos de referencia del ADC, la implementación de una etapa de adecuación de señal no sería necesaria.

Teniendo en cuenta lo expuesto en el párrafo anterior y comparando las características del giroscopio presentadas en la tabla 5.1, específicamente la sensibilidad, de $3.3 \text{ mV/}^\circ/\text{s}$, el convertidor analógico-digital, al cual será enviada la señal de salida, es de 12 Bits es decir una resolución de 0.8 mV/bit , se puede observar que el primer parámetro para la no ejecución de la recomendación se cumple ya que la resolución del convertidor analógico-digital es tan pequeña que cualquier cambio mínimo en el la planta sería procesado sin problema por el ADC. Además se debe tener en cuenta que las desviaciones que se presenta en la planta a controlar menores de 1° no representan un peligro potencial en cuanto a la estabilidad el sistema, es decir si la cola del helicóptero se desviara menos de 1° el helicóptero no sentiría el cambio, ya que es un valor muy mínimo en comparación con el fuselaje de este y su momento de inercia. Pero si esto sucediera el sistema de control propuesto tiene la capacidad de corregirlo, debido a la resolución del convertidor analógico-digital.

Gracias a las consideraciones de las características presentes en el giroscopio seleccionado, se pudo saber que este posee un filtro activo pasabajas antes de entregar la señal de salida, del cual se le puede configurar la frecuencia de corte mediante la adición de un capacitor C_{ACT} entre los pines 5 y 6 del dispositivo, tal como se observa en la figura 5.3. Para el calculo de la frecuencia de corte, el fabricante suministra la formula presentada en la ecuación 5.1, donde R_{ACT} es una resistencia interna del giroscopio con valor de $180k\Omega$. Al observar la frecuencia con que la cola del helicóptero puede cambiar, se puede concluir que es mucho menor a 40 Hz, ya que es un sistema mecánico y del cual el ojo humano es capas de observar el cambio, por lo cual la frecuencia máxima que presentara la señal enviada por el giroscopio no será mayor a 40 HZ y para cumplir con el teorema de Nyquist, el cual menciona que la frecuencia de corte debe ser de al menos dos veces la frecuencia máxima de la señal, se escogió una frecuencia de 88hz ya que esta cumplía, y según los cálculos el capacitor a colocarse es de $10,047pF$, que se puede aproximar a un valor comercial de $10 pF$.

$$f_{tA} = \frac{1}{2\pi R_{ACT} C_{ACT}}$$

Ecuación 5-1 Calculo de la frecuencia de corte para el filtro activo pasabalas del LISY300AL

Fuente: LISY300AL MEMS inertial sensor: single-axis $\pm 300^\circ/s$ analog output yaw rate gyroscope, ST, microelectronics, Mayo 08, Rev 1, Pág. 9.

Gracias a la implementación de este filtro activo, todo el ruido por encima de la frecuencia de corte del filtro, 88hz, es eliminado, por lo que se mejora la calidad de la señal que será entregada al convertidor analógico-digital. Además, es importante observar que la señal que el giroscopio entrega, proporcional a la velocidad angular como se mueva la cola del helicóptero, es un voltaje referenciado a tierra el cual tendrá como valor mínimo 0V y máximo 3.3V, lo cual

concuerta con las referencias del convertidor analógico-digital explicadas previamente.

Debido a lo presentado en los párrafos anteriores, se puede observar que la señal entregada por el giroscopio posee una buena calidad y esta dentro de los parámetros requeridos por el convertidor analógico-digital para poder hacer un muestreo sin errores y con gran precisión. Por lo cual no se hace necesario implementar la etapa de adecuación de señal, ya que sería innecesario y contribuiría a que la señal presentara más ruido, además que el circuito final debería ser lo más pequeño posible, y una etapa de procesamiento y filtrado analógico haría ocupar más espacio que el conveniente, dado el tamaño de la planta.

5.3.3 ETAPA DE ALIMENTACIÓN

Para un correcto diseño de la fuente que alimentará los dispositivos expuestos anteriormente se requiere conocer algunas características de los mismos, tales como potencia consumida, voltajes de alimentación y corrientes consumidas en el peor de los casos, es decir cuando se encuentran en estado de alto desempeño. Estas características se especifican en la tabla 5.3.

Dispositivo	Voltaje [V]	Corriente consumida [mA]	Potencia requerida [W]
MCF51JM128	3,3	70	0,231
LISY300AL	3,3	4,8	0,01584

Tabla 5-3 Características eléctricas de los dispositivos

Fuente: Autores

Como se observa en la tabla, existen dos componentes a los cuales es necesario alimentar y garantizarles un voltaje libre de ruido y con buenas condiciones para su funcionamiento. Estos componentes se alimentan con un voltaje de 3.3V Por lo cual se hace necesario colocar un regulador para la parte de control, que se compone del giroscopio y el microcontrolador.

Para la escogencia del regulador además de saber las características presentadas en la tabla 5.3, se requiere conocer las baterías con las que se cuenta. Dentro de los componentes que posee el helicóptero, cuenta con una batería que es la encargada de alimentar los sistemas de control necesarios y los motores del mismo. La batería que posee es de alto desempeño, fabricada en un polímetro de litio y con capacidad de hasta 1800mAh. Entres sus bornes posee un voltaje de 11.1V, los cuales serán conectados a los reguladores a usar.

Dentro de la gama de reguladores ofrecidos por el mercado, se escogió el ADP3330 como el regulador que alimentara la parte de control, es decir el giroscopio y el microcontrolador, ya que este cuenta con las características necesarias para hacer la regulación requerida, además de poseer una alta exactitud en la línea de carga y un bajo dropout a altos requerimientos de corriente. En la tabla 5.4 se especifican las características de este dispositivo y en la figura 5.4 se pueden observar algunas de las curvas características del mismo.

Dispositivo	Rango de alimentación [V]	Corriente máxima entregada[mA]	Ruido aportado a la salida [μV_{RMS}]	Dropout de voltaje a 200 mA [mV]
ADP3330	De 2,9V a 12V	200	95	140

Tabla 5-4 Características eléctricas del ADP3330

Fuente: Autores

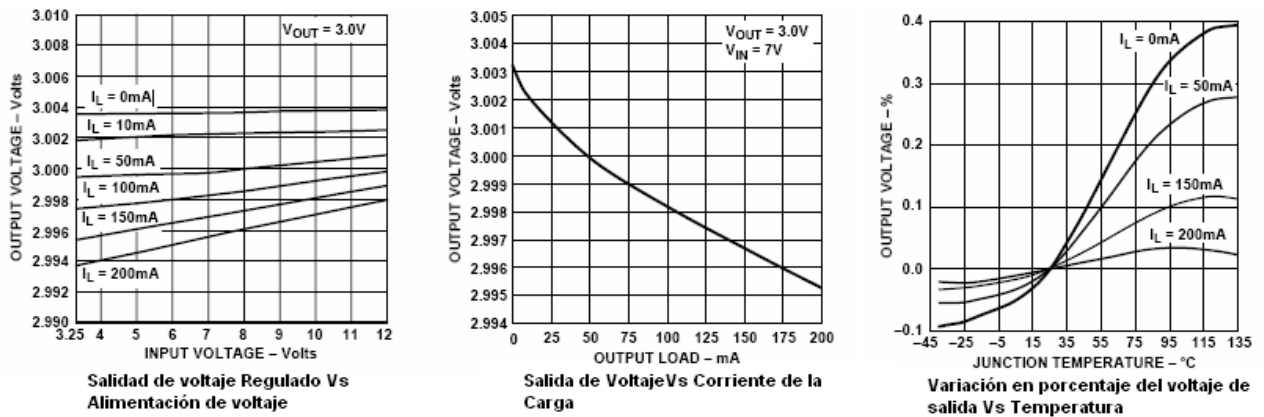


Figura 5-4 Curvas características del ADP3330

Fuente: High Accuracy Ultralow IQ, 200 mA, SOT-23, anyCAP™, Low Dropout Regulator, Analog device, 1999, Rev A, Pág. 5.

Al observar las características presentadas en la tabla 5.3 y las curvas características del ADP3330, se puede deducir que para la aplicación propuesta cumple con todos los requerimientos expuestos en párrafos anteriores, es decir, es capaz de soportar la batería de 11.1V, suministrarle la corriente necesaria para los dispositivos (que sería de 74,8mA) por lo que la salida de voltaje será de 3,299V para la aplicación, según curva característica.

El circuito recomendado por el fabricante para el correcto funcionamiento del regulador, es el presentado en la figura 5.5, donde se observa que simplemente es colocarle dos capacitores, uno a la entrada cerámico de $0.47\ \mu\text{F}$ y otro cerámico de $0.47\ \mu\text{F}$ también.

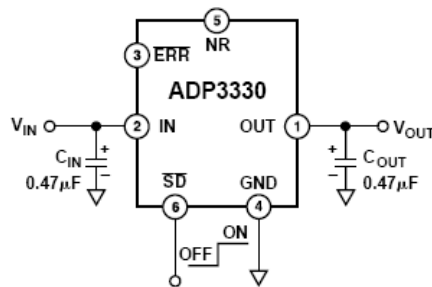


Figura 5-5 Circuito requerido por el ADP3330

Fuente: High Accuracy Ultralow IQ, 200 mA, SOT-23, anyCAP™, Low Dropout Regulator, Analog device, 1999, Rev A, Pág. 1.

5.3.4 ETAPA DE COMUNICACIÓN EXTERIOR

Con respecto a la comunicación al mundo exterior, se requiere que el PCB contenga dos tipos de borneras, la primera para la alimentación del circuito, y la segunda para conectar el cable de señal del actuador, es decir el servomotor escogido. La bornera para la parte de alimentación, donde llegaran los cables de la batería expuesta en párrafos anteriores, debe ser capaz de soportar corrientes de retorno de hasta 1 A ya que esa es el doble de la corriente máxima que puede dar el regulador escogido, mientras que la bornera donde se conecta el servomotor Futaba S3107, debe contener un pin donde se enviara la señal de control para el servo, como esta señal es de control no posee mucha potencia se puede estimar que esta debe soporta una corriente máxima de 300mA.

Teniendo en cuenta la comunicación con el usuario, el PCB debió contener dos borneras adicionales, a las cuales llegan las señales enviadas por el receptor, con las que se realiza el control guido por el usuario y el cambio de ganancia suave del controlador, CH4 y CH5, respectivamente, explicados en el capitulo anterior. También se debió proveer un potenciómetro de precisión, (Pt), este se usa para que el usuario pueda cambiar la ganancia del controlador dentro de parámetros predeterminados previamente en el diseño del mismo. Con esto se asegura que al cambiar el usuario la ganancia no desestabilice el sistema y además pueda configurar el sistema en un punto óptimo para la planta en la cual vaya a ser implementado.

En la figura 5.6 se muestra el circuito completo implementado en el PCB, el cual es el acople de todas las etapas expuestas anteriormente, con sus respectivos circuitos necesarios para el correcto funcionamiento.

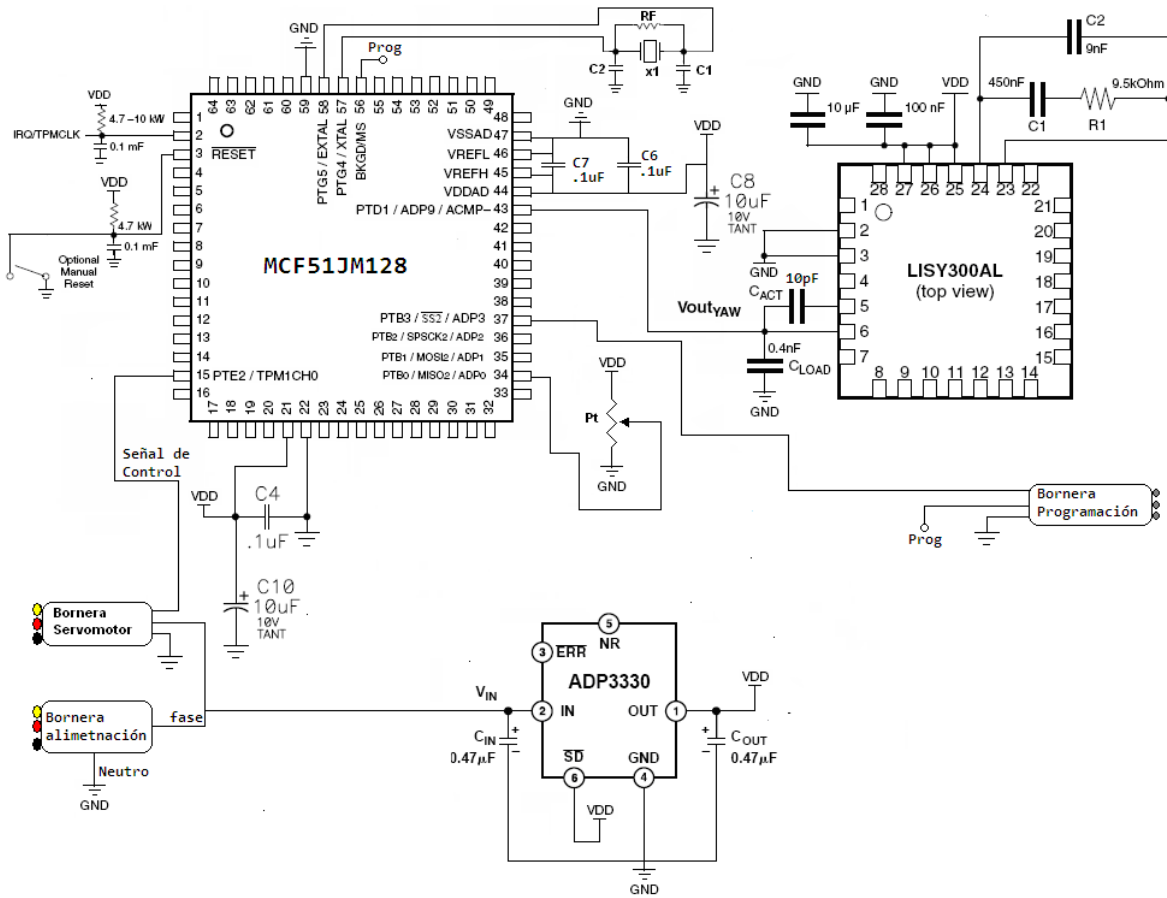


Figura 5-6 Circuito Completo desarrollado en el PCB

Fuente: Autores

6PRUEBAS DE LA IMPLEMENTACIÓN

6.1 Introducción

En este capítulo se documentarán las diversas pruebas efectuadas sobre el dispositivo construido, es decir, el PCB con todos los elementos. Para el correcto funcionamiento se identifican la etapa de sensado, realizada por el giroscopio LISY300AL, la cual envía la señal a un canal del convertidor analógico- digital del microcontrolador MCF51JM128, en donde la señal es procesada con el algoritmo de control, para dependiendo del error, generar la salida PWM al servomotor. Por consiguiente se hace necesario examinar por aparte los distintos módulos (ADC, PWM variable, procesamiento) para finalmente acoplarlos.

6.2 Dispositivo construido

El esquemático y el layout del circuito final se muestran en el anexo C, en donde se evidencia el sistema que se mandó a construir. En las figuras a continuación se pueden observar el dispositivo implementado, el helicóptero tomado como referencia para los ensayos y con las diferentes herramientas utilizadas para sus debidas pruebas.

En la figura 6.1, se evidencia el helicóptero que se utiliza para la implementación. El espacio que está detrás de la cabina al lado del micro servo es el que se utiliza para colocar el elemento que realiza en control de giro de la cola de la aeronave. En la figura 6.2 se muestra el PCB con los elementos, los cuales se detallan en la figura 6.3, y en la gráfica 6.4 el mismo, pero implementado en el vehículo aéreo. Finalmente en la 6.5 está la tarjeta que programa el microcontrolador.



Figura 6-1 Helicóptero EXI-450 utilizado para implementar el dispositivo final
Fuente: Autores

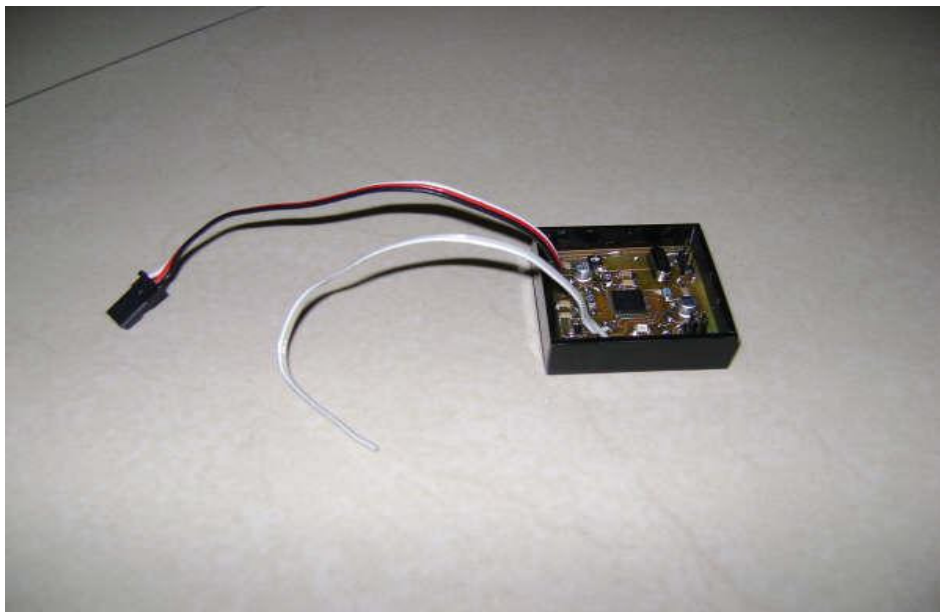


Figura 6-2 Dispositivo final, construcción del hardware
Fuente: Autores

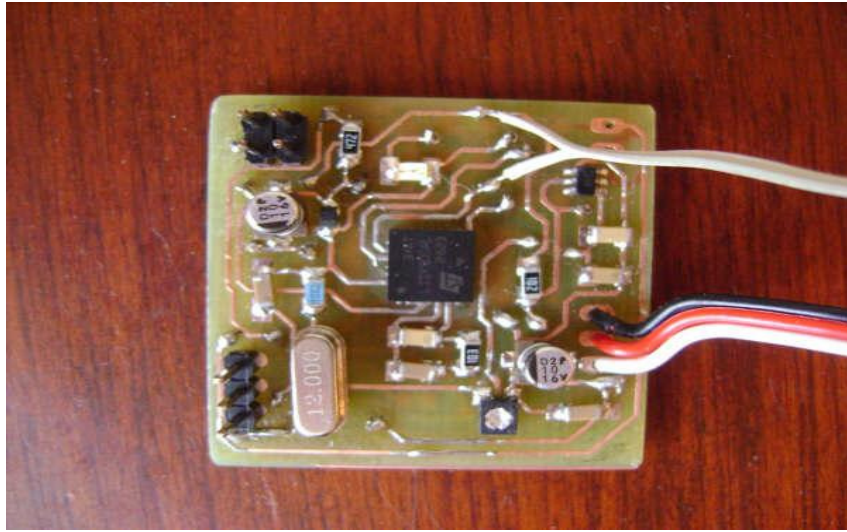


Figura 6-3 Detalle del dispositivo final, construcción del hardware

Fuente: Autores



Figura 6-4 Dispositivo final implementado en el helicóptero

Fuente: Autores



Figura 6-5 Tarjeta programadora del microcontrolador

Fuente: Autores

6.3 Pruebas realizadas a los diversos módulos

Se realizaron las siguientes pruebas a los módulos utilizados en el microcontrolador para procesar la señal, a saber, primero se experimentó si servía la comunicación de programación, segundo se ensayó el PWM con módulo variable, y finalmente la captura y envío de la señal que se envía desde el transmisor sin necesidad de hacerle procesamiento alguno.

Cuando se diseñó el PCB, se hizo teniendo en cuenta que por limitaciones de espacio se debía realizar la programación en el mismo circuito, es decir que se tenían que identificar los pines de programación del MCF51JM128. Entonces, como el esquema implementado tiene un LED lo que se hizo para probar si la bornera de programación servía fue establecer un código que prendiera el diodo emisor de luz cada 500 milisegundos, obteniendo resultados satisfactorios tal como lo muestran las figuras 6.6 y 6.7.

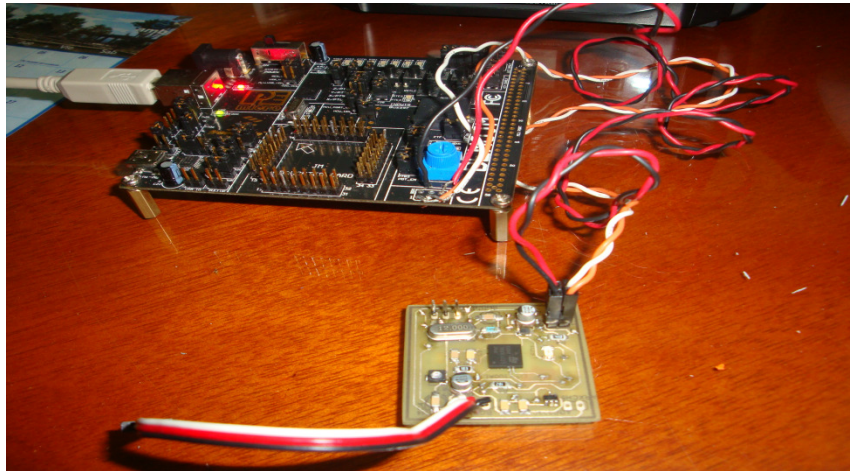


Figura 6-6 Programación del microcontrolador in- circuit

Fuente: Autores

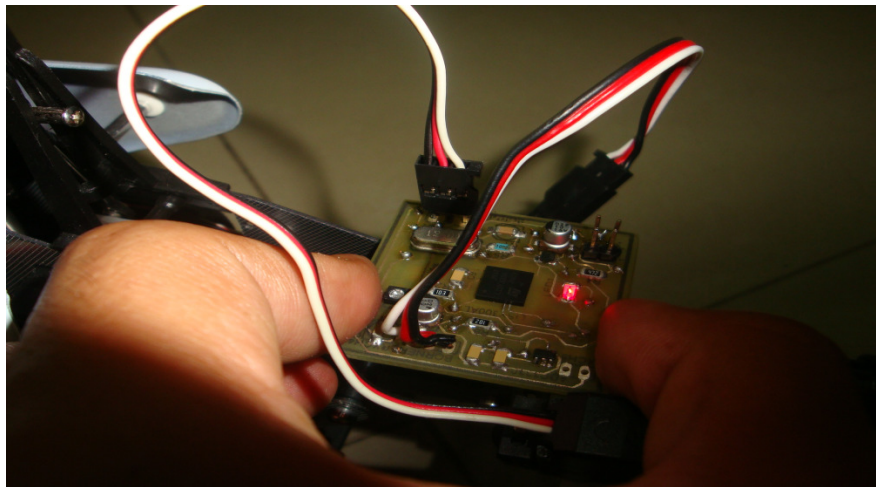


Figura 6-7 Programa de prueba en el microcontrolador

Fuente: Autores

Ahora, la segunda prueba es la del PWM con módulo variable, el módulo es el porcentaje del periodo (el periodo es 20 milisegundos) utilizado para hacer mover el servo hacia la derecha, izquierda o que se quede en el centro, y al establecer que es variable se refiere a que el mismo va a depender de una incógnita interna y no se programa con un valor fijo. Esta evaluación tiene dos objetivos, el primero es

indagar acerca del comportamiento del PWM cuando no existe un número fijo en su registro de módulo, ya que en la implementación del sistema de control dependerá de la salida del bloque controlador, por lo que va a depender del error; el segundo objetivo es caracterizar el servo, es decir a partir de que valor del módulo gira hacia determinado lado.

En la figura 6.8 se muestra la manera como se realizó la prueba del PWM con módulo variable. Se utilizó el trimmer que viene en el PCB que es con el que se pretende ajustar la ganancia del controlador de manera física. Entonces como la tensión de esta resistencia variable va a tener valores entre 0 y 3.3 voltios, y su entrada va a un canal del ADC del microcontrolador, se tomaron los rangos de valores que hacen mover el servo hacia algún lado, y se calculó su valor digital correspondiente. Ejecutando este experimento se llegaron a conclusiones muy importantes, como por ejemplo que el servo se queda en la posición central a una tensión de 2.18 voltios que equivalen a un valor digital de 2702 de forma digital, en el rango de valores más bajos de 2.18 voltios el servo gira hacia la derecha, con lo que hará desplazar la cola hacia la izquierda, y el rango de tensiones superiores hasta 3.3 realiza la acción contraria.

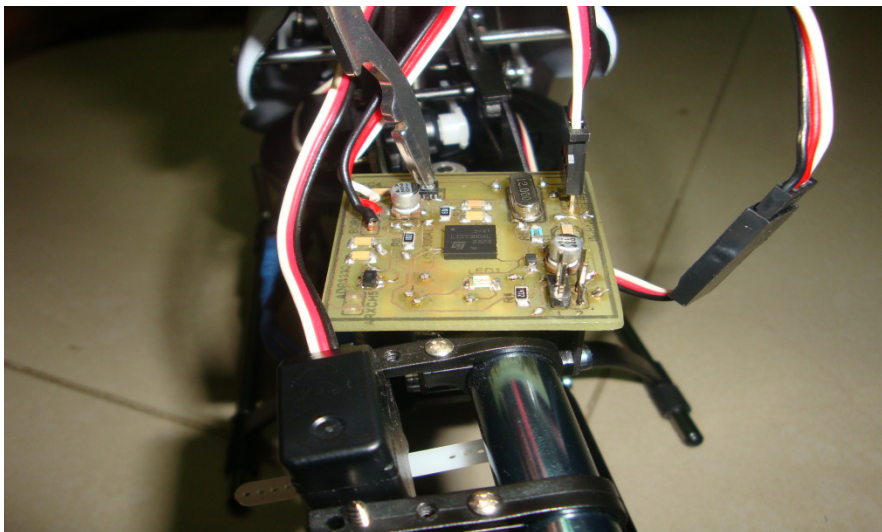


Figura 6-8 Prueba del PWM variando el valor del trimmer

Fuente: Autores

Ahora la última prueba realizada fue con el transmisor del helicóptero. El transmisor consta de 6 canales, y el número 4 es el que controla el servo de la cola de la aeronave. En la implementación en software se estableció que la señal enviada por el control remoto es la de mayor prioridad, ya que éste es manejado por el piloto, entonces es necesario que el microcontrolador capte los flancos ascendentes y descendentes para volver a construir la señal con los tiempos deseados. Para ensayar este código, se utilizó el control izquierdo del transmisor, moviéndolo hacia la izquierda o hacia la derecha y observando que el servomotor girara hacia el mismo lado. Los elementos utilizados se muestran en la figura 6.9.



Figura 6-9 Prueba del seguimiento de la señal del transmisor

Fuente: Autores

7CONCLUSIONES

Un logro importante en el desarrollo del proyecto es el aporte que se realiza a la investigación de sistemas de control de aeronaves autónomas, convirtiéndose en la base de futuros trabajos relacionados al tema. Además, no solo se documentaron los diversos tipos de modelos matemáticos, sino que después de explicar brevemente algunos, se escoge uno, a saber, el más adecuado de acuerdo a las especificaciones físicas de la planta, profundizando y explicando los diversos conceptos que se envuelven en la totalidad del sistema y de la ecuación.

La fuerte dinámica acoplada de los helicópteros es uno de los principales problemas a la hora de entender y más aun, a la hora de controlar dicha aeronave, ya que fue necesario como se comenta en el modelo tratado (el modelo de Aguirre Gil Iñaki, Del Cerro Giner Jaime y Barrientos Cruz Antonio) realizar algunas suposiciones y linealizar en un punto de trabajo, como por ejemplo el ángulo de ataque constante de las palas del rotor principal, el número de palas del mismo, la velocidad de giro, etc. para poder desacoplar el sistema y poder aplicar diversos algoritmos de control, lo que llevó a una comprensión de los parámetros implicados para una debida parametrización.

Con el modelo matemático definido, y sabiendo que se quería implementar un sistema de control digital se escogieron los determinados componentes para la implementación del mismo, donde al comparar los posibles dispositivos a escoger se tuvieron en cuenta los aspectos más relevantes para la función que iban a cumplir en el lazo de control (sensor, actuador, controlador y planta, los cuales son expuestos en el anexo A), y también el beneficio que podrían traer, como simplificar la tarea, pero sin descuidar aspectos importantes como el costo, la potencia, y los acoples; de esta manera, al utilizar el giroscopio como sensor, se ahorró el filtrado de la señal de salida, ya que venía con uno incorporado, y tampoco fue necesaria una amplificación de la misma, ya que al compararla con

resolución que se iba a tener en los canales del ADC del microcontrolador escogido, éste último detectaría el cambio mínimo de la salida del sensor, y finalmente, como se quería controlar posición, y el giroscopio mide velocidad angular, era necesario integrar solo una vez, y no dos como tocaría con un acelerómetro, el cual era el que primero se tenía pensado para ejecutar dicho papel.

A diferencia de uno de los objetivos, el sistema final de control no fue un PID digital, sino un PD (que la constante proporcional quedó fijada en cero, entonces se toma como un derivativo) en cascada con un adelanto de fase, ya que para los parámetros de diseño elegidos un solo compensador no podría cumplirlos, lo cual se demostró utilizando la técnica del lugar geométrico de las raíces, por lo que el primer compensador se utilizó para poder disminuir el orden del sistema y llevarlo a condiciones estables, mientras el segundo sí fijó un lugar geométrico de las raíces del sistema que pasara por el punto de diseño deseado. Finalmente, el PI no fue necesario implementarlo por redundancia, porque se requería un error en estado estable de cero para una entrada escalón, y el sistema final quedó con un polo en 1, convirtiéndolo en un tipo 1 que posee un Eeee de cero para dicha entrada.

Se utilizó un micro-controlador como procesamiento, conversión y cerebro del sistema de control teniendo presentes las características que debía poseer el sistema, por ejemplo que el usuario tuviera la posibilidad de cambiar la ganancia del compensador dentro de un rango previamente diseñado para no llevar a inestabilidad, entonces se procedió a realizar el respectivo software, que se codificó en lenguaje C, implementado en Codewarrior, herramienta suministrada por el fabricante del micro-controlador. El desarrollo del código, se implementó básicamente en cuatro etapas: etapa de configuración de periféricos, etapa de muestreo e integración, etapa de control, y etapa de generación de señal, las cuales convergen en enviar una señal de control que permitirá corregir el error presentado en la cola del helicóptero.

Se diseñó la construcción del PCB, para el cual se consideraron básicamente tres etapas. La primera fue el estudio de los circuitos correspondientes para cada uno de los componentes, con lo que se pudo saber las características y la cantidad de los elementos a utilizar. La segunda fue la realización del circuito completo, es decir el acople de todos los componentes, para lo cual se contemplaron las señales enviadas por cada fase en el PCB y se realizaron los ajustes necesarios para conservar la integridad de la señal en cada una de ellas, y finalmente, la tercera y última etapa fue la fabricación del PCB, el cual se fabricó en la ciudad de Bucaramanga y teniendo en cuenta todas las normas requeridas en la realización de un PCB de señal mezclada.

8 RECOMENDACIONES

En este proyecto se logró documentar información relevante acerca de la dinámica de los helicópteros, enfocándola a aquellos que tienen dos rotores en ejes perpendiculares (el principal y el de cola), la cual es importante a la hora de diseñar sistemas de control en dichas aeronaves, enfocándose aquí en el control del movimiento rotacional de la cola controlando el rotor de la misma.

Debido a que no existen normas acerca de cuánto deben ser el tiempo de asentamiento y el sobrepaso en helicópteros de aeromodelismo, se decidió trabajar con 1 segundo y 10% respectivamente, lo cual puede estar sujeto a cambios, que se harían en la programación del microcontrolador.

Es importante tener en cuenta que las señales del receptor en un helicóptero a radio control son de tipo PWM, por lo que hay que captar lo que el piloto envía desde el control y ponerlo en una mayor prioridad que el control de giro para que haya una total armonía en el sistema.

Para posibles cambios en la programación fue necesario identificar los pines de programación del microcontrolador, ya que la limitación de espacio en el PCB no permitía el uso del mismo con todas las conexiones, como en la tarjeta de programación.

De manera muy general este proyecto abarco tres temas muy importantes en el desarrollo de un sistema de control, para un helicóptero de aeromodelismo, entre los cuales encontramos, la búsqueda de un modelo matemático ya validado que se adaptara a la planta seleccionada para el problema planteado, el diseño del sistema de control, el cual se realizo mediante el lugar geométrico de las raíces y por último la implementación y valoración del sistema desarrollado.

Debido a que este proyecto sentó la base en el desarrollo de controladores de helicópteros de aeromodelismo, se espera que en futuros desarrollos se realizara un mayor análisis de los temas acá tratados y expuestos anteriormente. Como por ejemplo se podría pensar en la obtención y validación de un modelo matemático de una planta determinada a partir de técnicas como las leyes físicas, la obtención de parámetros por medio de la respuesta en frecuencia o las redes neuronales.

En cuanto a la parte de diseño del sistema de control, se podría profundizar desarrollando un sistema de control que involucrara los otros dos movimientos rotacionales presentes en el fuselaje, como lo son el alabeo y el cabeceo, diseñando el controlador por diferentes métodos tales como LGR y respuesta en frecuencia realizando una comparativa de los mismos para seleccionar el que mejor respuesta presentara.

Teniendo en cuenta la implementación del controlador se podría pensar en desarrollar un software debidamente optimizado en cuanto a tiempos y recursos que requiere para su funcionamiento y adicionalmente la realización de un modulo de pruebas, en cual se pueda obtener de manera precisa los resultados esperados del diseño desarrollado y con el cual se le asegure al usuario una calidad optima del producto terminado.

9REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Gilbert M. Y. Lai, Modelling and Control of Small-Scale Helicopter on a Test Platform, Waterloo, Ontario, Canada, 2008
- [2] Roger Pettersen, Emir Mustafic, Mads Fogh, Nonlinear Control Approach to Helicopter Autonomy, Department of Control Engineering Institute of Electronic Systems Aalborg University 2005.
- [3] Feedback Instruments Ltda, Twin Rotor Mimo System Advanced Teaching Manual 1, <http://www.fbk.com>, UK, 2003.
- [4] Mr.Nguyen Huu Nghia, Erasmus Mundus, Modeling, Simulation and Calibration of Twin Rotor Mimo System, Polytechnical University of Catalonia Barcelona, August 2006.
- [6] Sven Rebeschiei, Marc Roloff, Position Control by Feedback Linearization for a Simplified Helicopter Model, Technical University Berlin Department of Electrical Engineering Control Engineering and System Dynamics Group,1999.
- [7] Abdul Qayyum Khan, Naeem Iqbal, MODELING AND DESIGN OF AN OPTIMAL REGULATOR FOR THREE DEGREE OF FREEDOM HELICOPTER/ TWIN ROTOR CONTROL SYSTEM, Department of Electrical Engineering, Pakistan Institute of Engineering and Applied Sciences, Nilore, Islamabad, Pakistan, 2004.
- [8] Tae-Shin Kim, Ji-Hyuck Yang, Young-Sam Lee Y Oh-Kyu Kwon ,Twin Rotors System Modeling and Bumpless Transfer Implementation Algorithm for LQ Control, Department of Electrical Engineering, Inha University, Incheon, Korea, Oct. 2006.
- [9]Jo Verhaevert and Jan Beyens ,Study and Realisation of Controlling a Twin Rotor, Hogeschool Gent, Faculty of Applied Engineering Sciences, Schoonmeersstraat 52, B-9000 Gent, Belgium, 2007.

- [10] Xin-Gang Hao^{1,2} , Jian-Da Han¹ ,adaptive robust guaranteed cost control with application to yaw control of helicopter, ¹Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang, Liaoning, 110016 China., 19-22 Agosto. 2007.
- [11]Kemao Peng, Guowei Cai, Ben M. Chen, Miaobo Dong and Tong H. Lee, Comprehensive Modeling and Control of the Yaw Dynamics of a UAV Helicopter, Department of Electrical and Computer Engineering, The National University of Singapore, Singapore. 7-11 Agosto. 2006.
- [12] Ogata, Katsuhico. Sistemas de control en tiempo discreto, Universidad de Minnesota, Prentice Hall, segunda edición, 1996.
- [13] Jaime Del Cerro Giner. Arquitectura Abierta para el Control Autónomo y teleoperado de un mini-helicóptero, Universidad Politécnica de Madrid, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Madrid, Noviembre 2007.
- [14] Aguirre Gil Iñaki, Del Cerro Giner Jaime, Barrientos Cruz Antonio, Attitude Control of a Minihelicopter in Hover Using Different Types of Control, Departamento de Automática, Ingeniería Electrónica e Informática Industrial DISAM -Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, Spain, 2000.
- [15] Umez Eronini Eronini, "Dinámica de sistemas y control ", International Thomson, Primera Edición Mexico 2001.
- [16] MCF51JM128 ColdFire® Integrated Microcontroller Reference Manual, Freescale Semiconductor, Rev. 1, 01/2008.
- [17] LISY300AL MEMS inertial sensor: single-axis $\pm 300^\circ/s$ analog output yaw rate gyroscope, ST, microelectronics, Mayo 08, Rev 1.
- [18] Dogan Ibrahim, Control digital aplicado en microcontroladores, Departamento de ingeniería y computación, Universidad Near East, Cyprus 2006.

10 ANEXOS

10.1 ANEXO A - DESCRIPCIÓN Y ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL LAZO DE CONTROL

10.1.1 INTRODUCCIÓN

De manera muy general, la ingeniería puede describirse como la solución de problemas ó simplemente el empleo de recursos disponibles aplicando la ciencia y la variedad de leyes existentes para el beneficio de la humanidad, mejorando su calidad de vida. Es por lo mismo que temas como el diseño de sistemas de control y la dinámica de sistemas forma una parte muy importante en la vida de los ingenieros (se define un sistema dinámico como *“aquel en el cual los efectos actuales (salidas) son el resultado de causas actuales y previas (entradas)”*¹⁹).

Cuando se diseña un sistema de control es muy importante considerar en primera medida que es lo que se desea compensar, es decir, una vez identificada la planta que es el objeto físico a controlar, hay que saber cuál es la variable que se quiere medir y llevar a un determinado punto de consigna para así posteriormente identificar la variable manipulada, la teoría de control a utilizar y por último el lazo de compensación para hacer una buena selección de los elementos físicos con el fin de realizar el trabajo determinado.

En esta sección se mostrará el lazo de control a utilizar describiendo brevemente el sistema de control a implementar, sin entrar en los detalles del algoritmo a utilizar para dicho fin (ya que esto se tratará en un capítulo posterior), y finalmente seleccionar los elementos físico que se utilizarán para ejecutar la compensación.

¹⁹ Dinámica de Sistemas y Control. Eronini- Umez- Eronini. Página 3

10.1.2 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA

En el marco del control de un helicóptero de aeromodelismo, como ya se ha comentado anteriormente, existen diferentes niveles de control, como lo son el control de navegación y el control de actitud, y es en este último que el proyecto tiene cabida, debido a que el control del movimiento rotacional de cola tiene por objeto controlar la estabilidad y realizar una orientación de la aeronave.

Teniendo ya presente el objetivo del sistema de control del movimiento rotacional de cola, se estudió como efectuar este tipo de regulación, para lo que se propuso inicialmente realizar el hardware con un DSP, un servomotor analógico y un dispositivo de medición que podría ser un acelerómetro. Internamente, el algoritmo planteado para programar en el controlador digital sería un PID. Para los acoples de comunicación, de las señales de actuación y manipular las variables en el sistema, el compensador digital debería tener periféricos como un convertidor ADC y puertos entrada- salida, por lo que requirió pasar a otro tipo de controlador como lo era micro-controladores con capacidad de procesamiento de un DSP.

10.1.2.1 TÉCNICA DE CONTROL UTILIZADA

Para la realización del control del movimiento rotacional de cola, se escogió el control clásico, ya que se pensaba implementar un compensador PID. Además debido a que la regulación del movimiento rotacional de cola en un helicóptero de aeromodelismo es la más básica en los mismos, se podía realizar un buen control con conceptos como los presentados en la teoría clásica de control.

Teniendo en cuenta que se utilizaría la teoría de control clásicas, se pensó inicialmente en implementar un controlador tipo PID digital porque el sistema es inherentemente inestable, además se requiere que el error en estado estable sea igual a cero (de lo contrario se irían acumulando errores que posteriormente

generaría una mala ubicación de la cola del helicóptero y por consiguiente una inestabilidad en el mismo), pero al analizar el tipo sistema se concluyó que el controlador a implementar debía ser un PD en cascada con un adelanto de fase, esta elección se explicará en capítulos posteriores. También es necesario que el sistema de control posea una respuesta rápida en el tiempo, para que pueda responder a cambios bruscos del viento o algunas otras perturbaciones del ambiente.

10.1.2.2 CONTROL DEL MOVIMIENTO ROTACIONAL DE COLA

Para la realización del control del movimiento rotacional de cola, se planteó inicialmente el sistema de control presentado en la figura 9.1, que consta de un bloque de medida, un bloque controlador, una referencia y una planta, cada uno de estos bloques serán profundizados en párrafos posteriores.

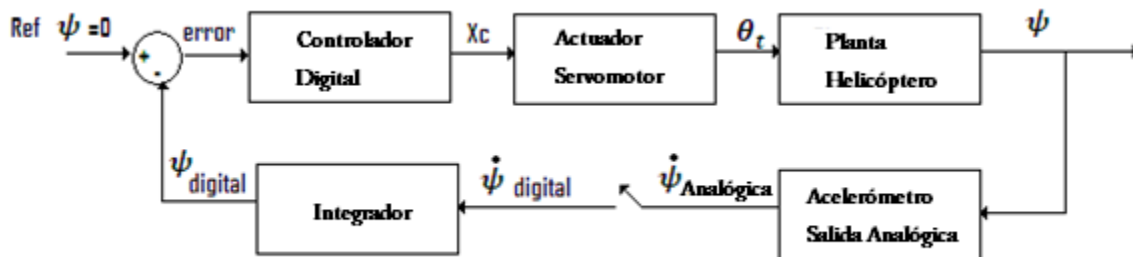


Figura 10-1 Sistema de control planteado para el control del movimiento rotacional de cola

Fuente: Autores

10.1.3 DESCRIPCIÓN Y SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DEL LAZO DE CONTROL

Cuando se habla de sistemas de control, se deben aclarar ciertos términos básicos, entre los cuales se encuentran: Variable controlada, variable manipulada, plantas, procesos y perturbaciones. La variable controlada es básicamente la cantidad que se mide, y que se quiere tener bajo ciertas condiciones que son

óptimas para una determinada planta (objeto físico que se va a controlar). Éste es un concepto que se complementa con el de variable manipulada, que es la que el controlador modifica para afectar la medida o el valor de la variable controlada. Un proceso es cualquier operación que se va a regular, por lo que el tipo de proceso es el que proporciona las leyes o reglas necesarias para modelar la planta (puede ser un proceso físico, químico, etc.). Las perturbaciones son señales que afectan la medida de la variable que se quiere compensar en la planta, y son precisamente las mismas las que justifican el uso de un control por retroalimentación ya que en la presencia de perturbaciones modifican el valor que se desea tener como referencia en la variable controlada.

Los conceptos anteriormente aclarados dan paso a los dispositivos físicos que realizan dichas funciones, es decir, los elementos que forman parte del lazo de control. Básicamente un sistema de compensación por retroalimentación sencillo funciona con un elemento que mide la variable de interés y transmite dicha medida a un controlador, el cual compara la señal con una entrada o punto de referencia, y envía las instrucciones correspondientes a un mecanismo actuador (o elemento final de control), que a su vez actúa sobre la planta. En la aplicación de lo anterior al objetivo de interés, se identifica la cola del helicóptero como la planta, el acelerómetro como sensor, el procesador digital de señales como controlador y el servomotor como el elemento final de control.

10.1.3.1 *PLANTA*

En el capítulo 2 se describió el modelo matemático, el cual relaciona el ángulo de ataque de las aspas del rotor de cola con el movimiento angular de la cola, es decir la desviación. Se escogió de esta manera porque los helicópteros que presentan esta característica son más versátiles y útiles que los que se regulan solo con la velocidad de giro (ángulo de ataque fijo), y además como el fin de este trabajo es presentar un sistema que emule el comportamiento de un giroscopio,

este elemento solo está presente en las aeronaves con ángulo de ataque de las palas del rotor de cola variables.

Los helicópteros a radio control más usados son los de motores eléctricos y a gasolina, pero por costos se trabajará con un helicóptero de motor eléctrico. Como las aeronaves eléctricas son por lo general más livianas y pequeñas que las que funcionan a gasolina son más rápidas (porque la inercia es menor) y por lo tanto más difíciles de controlar, entonces la planta debe ser bien robusta para que dados algunos cambios ambientales u otras perturbaciones no cambie significativamente sus propiedades y constantes (especialmente las descritas en el modelo matemático). Teniendo en cuenta las condiciones anteriores, se trabajará con un helicóptero a radio control EXI 450, el cual es de motor eléctrico, y funciona con una correa entre el rotor principal y el rotor de cola. Éste es compuesto por partes de aluminio y plástico. Lo cual le da la robustez necesaria para realizar giros con componentes de aluminio. El Exi-450 se muestra en la figura 9.2.



Figura 10-2. Planta a utilizar- Helicóptero EXI-450 RC

Fuente:” http://www.rcuniverse.com/forum/m_7520556/tm.htm”

El EXI-450 posee las siguientes especificaciones:

- ✓ Diámetro de rotor principal: 700 mm, es decir 0.7 metros.
- ✓ Diámetro del rotor de cola: 150 mm, es decir 0.15 metros.
- ✓ Peso: 620-680 gramos, dependiendo de la batería y del motor utilizados.

Al ser una imitación del TREX-450, el EXI-450 es una buena combinación de tamaño, precio y versatilidad haciéndolo apto para los requerimientos del proyecto.

10.1.3.2 *CONTROLADOR DIGITAL*

El controlador tiene por objetivo tomar la señal enviada por el sensor, adecuarla, procesarla y entregar una señal de control al actuador para que este corrija el error presentado en la planta con respecto a un punto de consigna.

Con el objeto de desarrollar las tareas presentadas anteriormente, el controlador digital seleccionado debe poseer algunos periféricos necesarios para este propósito, es decir, debe contener algunas funciones y/o hardware que le permitan desarrollar tareas tales como adquisición de señal, procesamiento de datos en tiempo real (el cual depende de las constantes de tiempo del sistema) y comunicación con el actuador, las cuales se explicarán a continuación.

- ✓ En cuanto a la adquisición de la señal, el controlador básicamente debe tener un convertidor analógico-digital con una buena resolución y un tiempo rápido de conversión. Como se requiere diseñar un sistema de control que sea compacto y además económico, sería conveniente utilizar un

convertidor que ya esté integrado en el controlador digital y no un dispositivo externo.

- ✓ Otra característica es que el controlador debe realizar la adecuación y el procesamiento de la señal en un tiempo muy corto, por lo que le corresponde ejecutar operaciones lógico-aritméticas en un período para el cual la planta no se desestabilice. Por otra parte, debe contar como mínimo con un ALU para poder realizar las operaciones lógicas.
- ✓ Con el objetivo que se pueda comunicar con el dispositivo actuador (servomotor), el controlador debe poseer periféricos que le permitan enviar una información al mismo, la cual se puede efectuar mediante una señal PWM en la cual se enviará la información de cuánto debe moverse para poder corregir el error presentado en la planta.

Teniendo en cuenta las características mencionadas anteriormente, se pudo concluir que se requería un dispositivo que tuviera la funcionalidad de un microcontrolador con el poder de procesamiento de señales de un DSP, el cual es ofrecido por empresas como Motorola, Microchip, ST, Texas Instruments, etc. Para reducir el campo de selección, se escogió la empresa Motorola como fuente de estos dispositivos, dado que la E3T posee la licencia y el hardware para poder programarlos.

Teniendo presente que el controlador a escoger debía ser de la empresa Motorola, se seleccionó un grupo de dispositivos que la misma empresa llamaba controladores de señal digital en conjunto con un grupo de microcontroladores, para escoger el que cumpliera con los requerimientos planteados anteriormente, y además con algunos otros como:

- ✓ el dispositivo debe tener un consumo bajo en potencia, ya que hace parte de un sistema de control de un helicóptero de aeromodelismo que es portátil.
- ✓ El precio del dispositivo debe ser económico, para no elevar el costo final del proyecto.
- ✓ Facilidades de uso del controlador, por ejemplo, el componente debe programarse con los elementos que cuenta la E3T y poseer un empaquetado que pudiera ser soldado con la tecnología existente en Bucaramanga.

Teniendo en cuenta todas las consideraciones mencionadas, se realizó una tabla comparativa con los dispositivos de la compañía Motorola disponibles en el mercado (ver tabla 9.1 y tabla 9.2), en donde se comparan las características necesarias para este proyecto.

<i>Componente Ref</i>	<i>Descripción</i>	<i>Consumo potencia [Watt]</i>	<i>Precio \$</i>
DSP56F801	Digital Signal Controllers 16 BIT HYBRID CONTROLLER	0,3996	5,64
DSP56F802	Digital Signal Controllers 16 BIT HYBRID CONTROLLER	0,3996	6,42
DSP56F803	Digital Signal Controllers 80Mhz/40 MIPS	0,5472	12,81
DSP56F807	Digital Signal Controllers 80Mhz/40MIPS	0,792	17,27
DSP56F826	Digital Signal Controllers 80Mhz/40MIPS	0,27	15,72
DSP56F827	Digital Signal Controllers 80Mhz/40MIPS	0,324	18,57
MC56F8011	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC ANGUILLA	0,1512	5,12

MC56F8013	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC ANGUILLA	0,1512	5,52
MC56F8014	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC BAHAMAS	0,1512	5,52
MC56F8025	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC	0,2178	5,42
MC56F8036	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC	0,2178	5,76
MC56F8037	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC	0,2178	8,22
MC56F8122	Digital Signal Controllers 16 BIT HYBRID CONTROLLER	0,414	6,58
MC56F8135	Digital Signal Controllers 16 BIT HYBRID CNTRLR	0,588	10,52
MC56F8157	Digital Signal Controllers 16 BIT HYBRID CONTROLLER	0,54	14,65
MC56F8323	Digital Signal Controllers 16 BIT HYBRID CONTROLLER	0,414	9,64
MC56F8345	Digital Signal Controllers 60MHz 60MIPS	0,558	23,47
DSP56852	Digital Signal Controllers 120Mhz/120MIPS	0,1386	9,34
DSP56854	Digital Signal Controllers 120Mhz/120MIPS	0,2178	10,18
DSP56857	Digital Signal Controllers 120Mhz/120MIPS	0,396	11,79
DSP56858	Digital Signal Controllers 120Mhz/120MIPS	0,396	12,33
MCF51JM128	32-bit MCUs 44L 128K FLASH 16K RAM	0,205	6,03
MCF51JM64	32-bit MCUs RS64L 64K FLASH 8K RAM	0,205	7,68

Tabla 10-1 Tabla comparativa de controladores de señal digital primera parte

Fuente: Autores

<i>Componente</i>	<i>Device</i>	<i>Maximum</i>	<i>Instruction</i>	<i>Program</i>	<i>Data</i>
<i>Ref</i>	<i>MIPS</i>	<i>Clock</i>	<i>Set</i>	<i>Memory</i>	<i>RAM</i>
		<i>Frequency</i>	<i>Architecture</i>	<i>Size</i>	<i>Size</i>
DSP56F801	30 MIPS	60 Mhz	Dual harvard	16K	2K

DSP56F802	40 MIPS	80 Mhz	Dual harvard	16K	2K
DSP56F803	40 MIPS	80 Mhz	Dual harvard	64K	4K
DSP56F807	40 MIPS	80 Mhz	Dual harvard	128K	8K
DSP56F826	40 MIPS	80 Mhz	Dual harvard	64K	8K
DSP56F827	40 MIPS	80 Mhz	Dual harvard	128K	8K
MC56F8011	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	12K	2K
MC56F8013	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	16K	4K
MC56F8014	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	16K	4K
MC56F8025	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	32K	4K
MC56F8036	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	64K	8K
MC56F8037	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	64K	8K
MC56F8122		40 Mhz		32K	8k
MC56F8135	40 MIPS	40 Mhz	Dual harvard	64K	8K
MC56F8157	60 MIPS	60 Mhz	Dual harvard	256K	16K
MC56F8323		60 Mhz		32K	8K
MC56F8345		60Mhz		128K	8K
DSP56852	120 MIPS	120 Mhz	harvard		8K
DSP56854	120 MIPS	120 Mhz	Dual harvard		32K
DSP56857	120 MIPS	120 Mhz	Dual harvard		48K
DSP56858	120 MIPS	120 Mhz	Dual harvard		48K
MCF51JM128	106 MIPS	50,33 Mhz	RISC	128K	16K
MCF51JM64	106 MIPS	50,33 Mhz	RISC	64K	16K

Tabla 10-2 Tabla comparativa de controladores de señal digital segunda parte

Fuente: Autores

Para decidir cuál de todos estos dispositivos es el que mejor desempeño tendría en el sistema de control propuesto, se asignó un respectivo valor a las características que debía, concluyendo que la de más peso sería el consumo de potencia y precio. Después de éstas se miraría que el elemento tuviera los periféricos ya mencionados anteriormente, y además que el empaquetado que se

vendiera en el mercado fuera de una fácil instalación. Finalmente se podrían comparar otros parámetros como lo son las MIPS (millones de instrucciones por segundo), la cantidad de memoria de programa, la RAM que maneja, el reloj máximo que puede soportar y el tipo de arquitectura que posee, así como la facilidad y disponibilidad de recursos para poder programarlo y realizar pruebas previas al montaje del mismo en el PCB del proyecto.

A raíz de lo anterior se pudo realizar una selección inicial de un grupo de diez dispositivos que tienen el menor consumo de potencia y un precio no tan elevado, por consiguiente se procede a ver la selección en la tabla 9.3, donde se organizaron ascendentemente de acuerdo al consumo de potencia.

DSP Ref	Descripción	Consumo potencia [Watt]	Precio \$
DSP56852	Digital Signal Controllers 120Mhz/120MIPS	0,1386	9,34
MC56F8011	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC ANGUILLA	0,1512	5,12
MC56F8013	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC ANGUILLA	0,1512	5,52
MC56F8014	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC BAHAMAS	0,1512	5,52
MC56F8025	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC	0,2178	5,42
MC56F8036	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC	0,2178	5,76
MC56F8037	Digital Signal Controllers 16 BIT DSPHC	0,2178	8,22
DSP56854	Digital Signal Controllers 120Mhz/120MIPS	0,2178	10,18
MCF51JM128	32-bit MCUs 44L 128K FLASH 16K RAM	0,205	6,03
MCF51JM64	32-bit MCUs RS64L 64K FLASH 8K RAM	0,205	7,68

Tabla 10-3 Tabla de selección de controladores de señal digital primer filtro

Fuente: Autores

Ahora, como se mencionó en párrafos anteriores, los periféricos y características necesarias para esta aplicación eran un convertidor analógico-digital con buena resolución y bajo tiempo de conversión, un núcleo que tuviera capacidades de DSP o en su defecto la suficiente velocidad en procesamiento de datos y por último la capacidad de comunicarse con el servomotor mediante PWM, las cuales redujeron la selección a solo cinco dispositivos, los cuales son presentados en la tabla 9.4.

<i>DSP</i>	<i>Device MIPS</i>	<i>Maximum Clock</i>	<i>Instruction Set</i>	<i>Program Memory</i>	<i>Data RAM</i>
<i>Ref</i>		<i>Frequency</i>	<i>Architecture</i>	<i>Size</i>	<i>Size</i>
MC56F8011	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	12K	2K
MC56F8013	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	16K	4K
MC56F8014	32 MIPS	32 Mhz	Dual harvard	16K	4K
MCF51JM128	106 MIPS	50,33 Mhz	RISC	128K	16K
MCF51JM64	106 MIPS	50,33 Mhz	RISC	64K	16K

Tabla 10-4 Tabla de selección de controladores de señal digital segundo filtro

Fuente: Autores

Los cinco controladores presentados en la tabla 9,4 poseen características similares en cuanto a precio, y consumo de potencia, pero sin duda alguna, con respecto a la velocidad de procesamiento de datos, cantidad de memoria de programa y cantidad de memoria RAM, se encontró una gran diferencia, a lo cual el grupo de selección que se redujo a dos. Los cuales se presentan en la tabla 9.5.

<i>DSP</i>	<i>Device MIPS</i>	<i>Maximum Clock</i>	<i>Instruction Set</i>	<i>Program</i>	<i>Data</i>
<i>Ref</i>		<i>Frequency</i>	<i>Architecture</i>	<i>Memory Size</i>	<i>RAM Size</i>
MCF51JM128	106 MIPS	50,33 Mhz	RISC	128K	16K
MCF51JM64	106 MIPS	50,33 Mhz	RISC	64K	16K

Tabla 10-5 Tabla de selección de controladores de señal digital tercer filtro

Fuente: Autores

Los dos controladores presentados en la tabla 9.5 tienen el mismo consumo de potencia pero diferente precio, además de cumplir con el núcleo y periféricos necesarios para la aplicación, por lo que se seleccionó finalmente el 'MCF51JM128'.

Resumiendo, el controlador elegido es el 'MCF51JM128', desarrollado especialmente para aplicaciones de sistemas de control, equipos de medición de variables, automatización en general y control de redes industriales. El microcontrolador 'MCF51JM128' hace parte de la familia freescale Flexis y es compatible con todas las series de 8 bits. Además de tener las características ya mencionadas posee cuatro estados de bajo consumo de potencia, los cuales pueden ser configurados de acuerdo a la necesidad de periféricos activos, lo que contribuye a reducir el consumo de potencia de la aplicación. También contiene entre sus periféricos un ADC de 12 canales con resolución de hasta 12 Bits, el cual puede operar en cualquier modo de baja carga de potencia contribuyendo a una medición con bajo ruido. Cuenta con 8 canales de PWM el cual puede ser configurado ya sea, centrado, alineado a la izquierda o a la derecha, además de manejar registros de 32 bits, lo que hace que las operaciones lógico-aritméticas con números tipo float sean rápidas ya que puede operar dos números de este

tipo en un solo ciclo de reloj. Este controlador está basado en el núcleo 'V1 ColdFire' el cual tiene las siguientes características:

- Longitud de variables RICS de 16, 32 y 48 Bits.
- 16 registros de propósito general accesibles por el usuario de 32 bits
- Bus de datos de 32 bits con 24 bits de bus de dirección.
- Dos sistemas desacoplados e independientes:
 - IFP, Instruction Fetch Pipeline, el cual posee dos estaciones, el generador de dirección interna y el encargado de traer la instrucción a seguir.
 - OEP, operand Execution Pipeline, el cual se encarga de ejecutar la instrucción y llevarla a lugar que corresponda
- En el OEP posee MAC, lo cual le da capacidades de DSP

En la figura 9.3 se muestra el diagrama de bloques de un núcleo ColdFire, que está compuesto básicamente por dos sistemas, el IFP que se encarga de traer y genera la dirección interna de la instrucción a tratar y el OEP que se encarga de decodificar y ejecutar la instrucción, para lo cual cuenta con MACs y un generador de dirección de los datos ya procesados. Estos dos sistemas que son independientes y están conectados con un buffer de instrucción tipo FIFO el cual provee esa independencia.

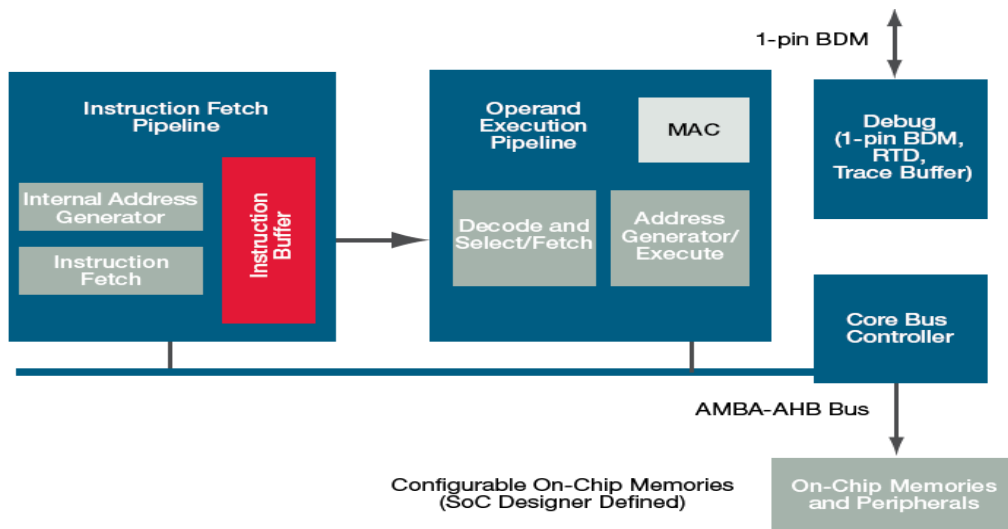


Figura 10-3 Diagrama de bloques del núcleo ColdFire

Fuente: V1 ColdFire® Core Architecture, Fact datasheet, Freescale Semiconductor, revisión 3, publicado el 12/2008

En la figura 9.4 se muestra el diagrama de bloques del MCF51JM128 en el cual se observan todos los periféricos y versatilidad que posee como lo son:

- Protocolo Dual-role Universal Serial Bus. USBOTG
- Protocolo CAN, control area network.
- Unidad de aceleración criptográfica, CAU
- Generador de números aleatorios RNGA
- Comparadores analógicos ACMP
- 12 canales de convertidor analógico digital ADC
- Dos módulos de comunicación inter-integrante-circuit, IIC
- Dos módulos de comunicación serial-peripheral-interface, SPI
- Dos módulos de comunicación serial SCI
- Un contador de tiempo real, RTC
- 66 entradas/salidas de propósito general, GPIO
- Ocho interrupciones de teclado, KBI
- Modulación de temporizadores, CMT
- Generador de reloj de multipropósito

- Ocho canales de temporizadores o PWM
- Salidas/entradas rápidas de propósito general de 16 bits.

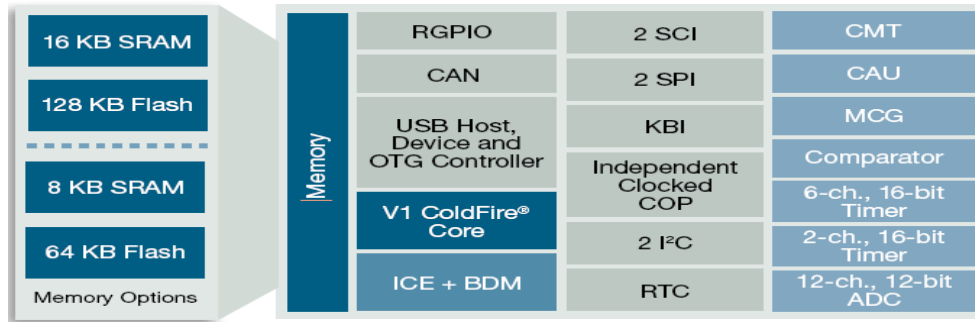


Figura 10-4 Diagrama de bloques del MCF51JM128

Fuente: MCF51JM128FS, 32-Bits ColdFire microcontroller, Fact datasheet, Freescale Semiconductor, revisión 0, publicado el 12/2008

10.1.3.3 ACCELERÓMETRO

Para que el control de la cola del helicóptero sea posible, se necesita el uso de un sensor en el sistema de control realimentado, a través del cual se pueda medir la posición angular que representa la desviación de la misma con respecto al eje de referencia, o en su defecto la velocidad o aceleración angular (si se tiene la velocidad angular o la aceleración angular, se podría obtener la posición mediante el uso de una o dos integrales respectivamente) para que con el procesamiento y adecuación de la señal medida se pueda comparar con el punto deseado de la variable controlada.

En el planteamiento del problema se señaló que dicho dispositivo iba a ser un acelerómetro. Un acelerómetro es un dispositivo que mide el cambio en la aceleración. Muchos tipos de acelerómetros son sensibles a la fuerza de gravedad, y la salida de los mismos puede ser un voltaje o una señal digital que indica la aceleración relativa en un momento dado. Los acelerómetros electrónicos

son fabricados para medir la aceleración en una, dos o tres dimensiones, de manera que sea posible medir la aceleración en cada eje, lo cual lo hace muy útil para medir la inclinación de un cuerpo, puesto que sería posible determinar la componente de la aceleración provocada por la gravedad que actúa sobre ese cuerpo. Este tipo de características los hace favorables en usos como robots que se auto-balancean, piloto automático para aeromodelismo, detectores de inclinación, detección de colisión, etc. Los acelerómetros pertenecen a una gama de sensores, llamados, sensores inerciales. Un sensor inercial es un mecanismo que puede medir la aceleración angular o la velocidad angular, entre los cuales clasifican los acelerómetros y los giróscopos respectivamente. Básicamente, un giróscopo electrónico es un sensor capaz de detectar movimientos de rotación expresados en grados por segundo, lo que indica que mide la velocidad angular, a diferencia del acelerómetro que mide la aceleración angular expresada en unidades de g que es la aceleración de la gravedad. Con base en lo anterior, para el diseño y construcción del sistema de control de la cola del helicóptero manejado a radio control se decidió utilizar un giróscopo electrónico, ya que no altera los fines del proyecto (como el uso del controlador digital de señales porque finalmente se necesita realizar una integración para obtener la posición angular) y puede generar más precisión al sistema, adicionalmente, vale la pena mencionar que los posibles giróscopos son todos yaw rate, es decir muy útiles para la medida de velocidad del movimiento rotacional de cola.

Al igual que los acelerómetros, los giróscopos pueden tener salida digital o analógica, lo cual es un parámetro muy importante a considerar en el dispositivo a elegir, ya que cada una tiene sus aspectos positivos y negativos. Básicamente los giróscopos con salida digital son más precisos, debido a que su sensibilidad está en función del bit menos significativo y además por ser un sistema digital es bien sabido que no requiere un análisis de ruido para adecuar la señal antes de enviársela al controlador, como si es necesario en uno con salida analógica. Basado en lo anterior, el giróscopo de salida digital sería más viable para la aplicación, pero al tener en cuenta un factor de mucha ponderación como el precio

resultó más viable el uso de uno analógico, ya que la diferencia en precios era bastante significativa (el digital tenía un costo de 62 dólares, mientras que el analógico 12 dólares, ambos cotizados en Digikey).

Ahora, ya habiendo mencionado el concepto, la funcionalidad, y el por qué de un giróscopo de salida analógica, es necesario mostrar aquellos parámetros a tener en cuenta para la selección del sensor en esta aplicación, con una breve descripción de cada uno.

- ✓ Rango dinámico: Este parámetro mide las velocidades angulares máxima y mínima que el dispositivo podrá detectar, y suele venir dado en grados por segundo si es un giroscopio.
- ✓ Sensibilidad: Es la relación entre el incremento de la lectura y el incremento de la variable que la ocasiona, después de haber alcanzado el instrumento el estado de reposo. Indica cuanto cambia la salida por cada cambio en la velocidad de entrada. Las unidades son en volts por grado por segundo.
- ✓ Linealidad: La aproximación de una curva de calibración y caracterización a una línea recta especificada.
- ✓ Salida a 0g (Zero g Bias Level): Corresponde a la salida del giróscopo cuando sobre su eje sensible no esta actuando ninguna aceleración.
- ✓ Densidad espectral de ruido: Se expresa $\frac{\sigma}{\sqrt{Hz}}$ y representa la potencia del ruido en la entrada del giróscopo como una función del ancho de banda de la aplicación. Se utiliza para determinar el valor mínimo de la señal que podrá ser detectado dado un ancho de banda. Esta característica es muy importante tenerla en cuenta porque cuando se identifica la frecuencia con la que se va a trabajar, es necesario conocer el valor mínimo de señal se puede detectar, teniendo la certeza que no es ruido lo que se está midiendo y de esta manera lograr un buen procesamiento de la señal.
- ✓ Precio: El precio es un factor muy influyente en los dos tipos de sensores. Como se utiliza un giróscopo de salida analógica, se debe realizar una

etapa de adecuación y procesamiento de señal antes de pasarla al controlador, ya que el sensor analógico es más susceptible al ruido, lo que indudablemente incrementaría los costos del mismo.

- ✓ Otros parámetros: Los demás parámetros que se encuentran en una hoja de datos están relacionados con las características propias de cada modelo, como puede ser las tensiones de operación, la temperatura, corriente máxima, corriente de alimentación entre otros, que también son importantes, pero que son fácilmente elegibles teniendo las características de potencia del proyecto establecidas, es decir las baterías a utilizar.

Teniendo en cuenta las características mencionadas anteriormente, se pudo concluir que se requería un giróscopo especial para la velocidad del movimiento rotacional de cola (yaw rate). Las empresas que ofrecen dichos dispositivos son Analog Devices y STMicroelectronics. En la tabla 9.6 se presenta un resumen de los posibles giróscopos a considerar teniendo en cuenta las características mencionadas anteriormente. Esta tabla fue realizada después de establecer un límite de precio del dispositivo no mayor a 31 dólares. En la tabla 9.6 todos los giróscopos son de Analog Devices a excepción del último, el cual es de STMicroelectronics.

Referencia giróscopo	Rango dinámico	Sensibilidad	Densidad De ruido $\frac{^{\circ}/s}{\sqrt{Hz}}$	Voltaje de alimentación	Corriente de alimentación	Temperatura	Precio (dólares)
ADXRS150	+/- 150 °/s	12.5mV/°/s	0.05	4.75 a 5.25 V	6mA	-40 a 85°C	\$30.36
ADXRS300	+/- 300 °/s	5mV/°/s	0.1	4.75 a 5.25 V	6mA	-40 a 85°C	\$30.36

ADXRS4 01	+/- 75 °/s	15mV/°/s	0.05	4.75 a 5.25 V	6mA	-40 a 85°C	\$22.77
ADXRS6 10	+/- 300 °/s	6 mv/°/s	0.05	4.75 a 5.25 V	3.5mA	-40 a 105°C	\$30.36
ADXRS6 12	+/- 250 °/s	7 mV/°/s	0.05	4.75 a 5.25 V	3.5mA	-40 a 105	\$30.36
ADXRS6 13	+/- 150 °/s	12.5mV/°/ s	0.04	4.75 a 5.25 V	5mA	-40 a 105°C	\$22.26
ADXRS6 14	+/- 50 °/s	25 mV/°/s	0.04	4.75 a 5.25 V	3.5mA	-40 a 105°C	\$30.36
LISY300 AL	+/- 300 °/s	3.3 mV/°/s	0.1	32.7 a 3.6 V	4.8mA	-40 a 85 °C	\$12.00

Tabla 10-6 Tabla comparativa de giróscopos con salida analógica

Fuente: Autores

Considerando el precio, el consumo de potencia y la sensibilidad, el dispositivo elegido para esta aplicación es el LISY300AL, cuyo fabricante es STMicroelectronics, y a pesar de tener una más alta densidad de ruido con respecto a los anteriores es algo que se puede procesar en la etapa de adecuación de la señal antes de ser la señal adoptada por controlador digital de señales.

Para resumir, en la tabla 9,7 se presentan las características más relevantes para esta aplicación del LISY300AL, el cual es un sensor para la velocidad del movimiento rotacional de cola en un solo eje y con bajo consumo de potencia. Cabe decir que los datos mostrados en la tabla 9.7 fueron medidos con una alimentación típica de 3.3 V, a una temperatura de 25°C, lo cual es un buen punto de operación para la planta porque así el helicóptero podría trabajar con la batería del mismo que nos brinda 11.2V y con la ayuda de un regulador de bajo Drop Out se puede llevar a los 3.3 V que necesita el sensor.

Parámetro	Valor típico	Unidades
Rango dinámico	+/- 300	°/s
Sensibilidad	3.3	mV/°/s
Voff	1.65	V
Densidad Espectral de Ruido	0.1	$\frac{°/s}{\sqrt{Hz}}$
Voltaje de alimentación	3.3	V
Corriente de alimentación	4.8	mA
Precio	11.95	dólares

Tabla 10-7 Tabla de parámetros relevantes del LISY300AL

Fuente: Autores

La figura 9.5 se muestra el diagrama de pines del LISY300AL.

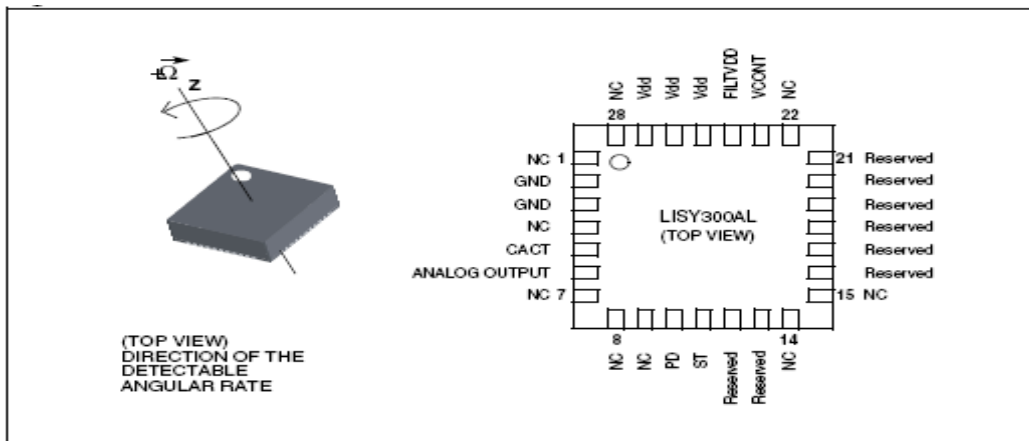


Figura 10-5 Configuración de pines del LISY300AL

Fuente: STMicroelectronics, MEMS Inertial Sensors, LISY300AL, Publicado

04/2008

10.1.3.4 ACTUADOR: SERVOMOTOR ANALÓGICO

Un Servo motor es un dispositivo pequeño que tiene un eje de rendimiento controlado. Este puede ser llevado a posiciones angulares específicas al enviar una señal codificada, es decir que cuando esta señal cambia, la posición angular de los piñones también lo hace, y si no cambia mantendrá la última posición fija. Esto los hace muy útiles en el uso de vehículos radio controlados, en robots, etc. El motor del servo tiene algunos circuitos de control y un potenciómetro (una resistencia variable) que es conectado al eje central. Entonces el circuito de regulación es el que verifica si la posición, y si no es así lo hace girar hasta llegar a dicha posición. Generalmente los servos se utilizan para controlar un movimiento entre 0 y 180°.

Para saber a qué posición debe llevarse el servo motor, la señal codificada debe llevarse al cable de control, y esta debe ser en PWM (modulación de ancho de pulso, por sus siglas en inglés), y dependiendo de la duración del pulso la circuitería llevará los piñones a la posición enviada. El tiempo en el que recorre dicha posición depende de los fabricantes, pero el principio generalmente es el mismo.

Las características que se deben tener en cuenta para escoger los servos en aeromodelismo son el tamaño, torque y velocidad. Para el tamaño del helicóptero a manejar, se utilizan los denominados 'micro servos', los cuales tienen medidas estándares independientes del fabricante.

Para la realización de este proyecto se utilizarán 4 *Futaba S3107 Micro Servos* (figura 9.6), que son servos de propósito general muy utilizados por los aeromodelistas. Éstos proveen el torque y velocidad necesaria para las aplicaciones de dicha actividad. Los 4 micro servos son utilizados de la siguiente manera en la planta: 3 para el control de velocidad del rotor principal (el cual es

necesario para poder desacoplar la dinámica del rotor principal y el de cola), y uno para el control del movimiento rotacional de cola en el rotor de la misma.



Figura 10-6 Futaba S3107 microservo

Fuente: "<http://www.gpdealera.com/cgi-bin/wgainf100p.pgm?I=FUTM0025>"

Las especificaciones de este micro servos son (trabajando a 4.8 voltios):

- ✓ Torque: 1.2 Kg*cm, que es aproximadamente 0.12 N*m.
- ✓ Velocidad: Demora 0.12 segundos en alcanzar 60° cuando no hay carga.
- ✓ Dimensiones: 22x11x20 mm.
- ✓ Sistema de control: Pulse Width Control 1.52 ms neutral.
- ✓ Peso: 9 gramos.

Teniendo en cuenta lo anterior, el lazo de control con los componentes quedaría de la siguiente manera:

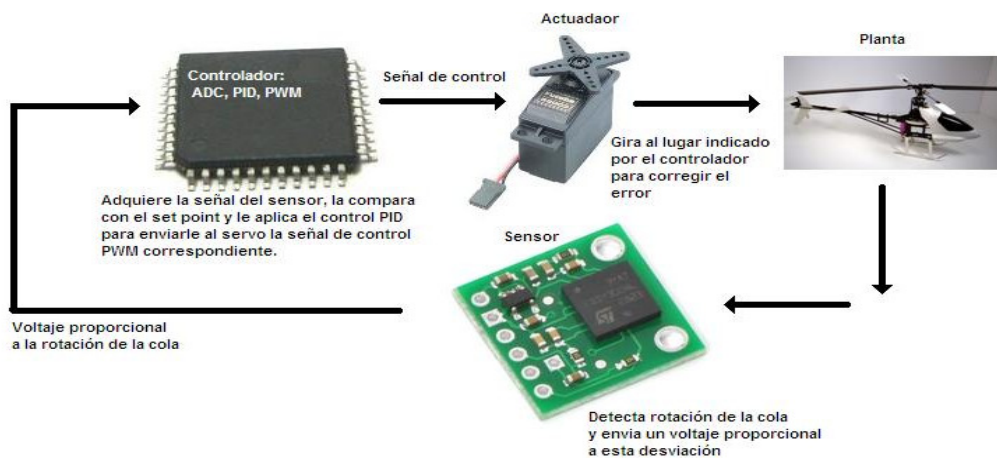


Figura 10-7 Elementos del lazo de control

Fuente: Autores

10.2 ANEXO B, CÓDIGO IMPLEMENTADO EN EL MICROCONTROLADOR

Se adjunta el código implementado en el microcontrolador para el control de la cola del helicóptero de aerodelismo.

```
#include <hidef.h> /* for EnableInterrupts macro */
#include "derivative.h" /* include peripheral declarations */
#include <MCF51JM128.h>
//*****
// Variables *****
//*****

unsigned char pwmint=0;
int i,pwmh=0,pwml=0,espinte=0,s1=0,s2=0;
float temp1=0,temp2=0,sample,Kd,T,derterm=0,deltaD=0,deltaDold=0,Snew=0,intrape=0,Mtimer=0,K=0;
float dertermold=0,sum=0,PDCold=0,PDCout=0,PDCout2=0,sp=0,pv=0,prom=0,error=0,pwmtotal=0,cycle=0;
float
receph=0,recepl=0,recept=0,tiempo1=0,tiempo2=0,dutycycle=0,promduty=0,dutycycleF=0,CH4=0,CH4L=0,CH
4H=0,CH5=0,gainwire=0;
#define round(x) ((x)>=0?(long)((x)+0.5):(long)((x)-0.5));

//*****
// Funciones *****
//*****

void puertos(){

PTADD=0; // Configura los pines de entrada/salida A como entradas
PTADD_PTADD2=0b1; // Configura PTAD2 como salida
PTAPE=3; // Configura las resistencia Pull-up de los Puertos PTA0 y PTA1
PTAIFE=3; // Configura el filtro pasabajo para la entrada PTA0 y PTA1
PTAD=0;

}

void adc_config(){

ADCCFG=0b10010100; // Configure ADC as: low power, normal clock, 12 bit conversion,bus clock,long
sample time
APCTL1=0b11111110; // Habilita el AD0 para la conversión
APCTL2=0b11111101; // Habilita el AD9 para la conversión
ADCSC2=0b00000000; // Configure ADC as: software trigger

}

void espere(){

TPM2MODH=0x07; // Se cuadra el modulo para esperar 52 ms
TPM2MODL=0xCD;
TPM2COSC=0;
```

```

TPM2SC=0b00001111;    // Se configura el TPM

preg: if(TPM2SC_TOF==1){
    }
    else{
        __RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
        goto preg;

    }

}

void PWM(){

TPM1MODH=0x03;        // Se cuadra el PWM con un periodo de 20ms
TPM1MODL=0x00;        // Se cuadra el PWM con un periodo de 20ms
TPM1C0SC=0b00111000;    // Configura el PWM
TPM1C0VH=0x00;
TPM1C0VL=pwmlint;     // Se cuadra el ciclo util para el valor que corresponda
TPM1SC=0b00001111;

}

void conver(){

preg2: if(ADCSC1_COCO==1){

    }
    else{ __RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
        goto preg2;
    }
}

void muestra(){ // Funcion que toma una muestra del ADC y la promedia con
                // el objetivo de filtrar un poco el ruido de la toma de muestras, es decir
                // datos incorrectos y lograr una medida del sensor en unas buenas
                // condiciones.

ADCSC1=0b00101001;    // Configure ADC as: continuos conversion y toma los datos del canal 9

toma2: if(i<10){
    conver();
    temp1=ADCRH;
    temp2=ADCRL;
    temp1=temp1*256;
    sample=temp1+temp2;
    prom=sample+prom;
    i++;
    goto toma2;
}

```

```

    __RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
}
else{ Snew=prom/i-2047.5; //Se le quita el bias que representa el 1,62 V
prom=0;
i=0;
temp1=0;
temp2=0;
sample=0;
}
}

void trimer(){ // Funcion que toma una muestra del ADC y la promedia con
// el objetivo de filtrar un poco el ruido de la toma de muestras, es decir
// datos incorrectos y lograr una medida del sensor en unas buenas
// condiciones.

ADCSC1=0b00100000; // Configure ADC as: continuos conversion y toma los datos del canal 0

toma3: if(i<10){
conver();
temp1=ADCRH;
temp2=ADCRL;
temp1=temp1*256;
sample=temp1+temp2;
prom=sample+prom;
i++;
goto toma3;
__RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
}
else{ Mtimer=prom/i;
prom=0;
i=0;
temp1=0;
temp2=0;
sample=0;
K=(31,143*Mtimer)/4095;
}
}

void integral(){ intrape=intrape+T*Snew; // Realiza integral de la muestra tomada por el metodo de
rectangulo adelantado.
if((Snew>=-0.1)&&(Snew<=0.1)){ espinte=espinte+1;
if(espinte>3) { intrape=0;
}
}
}
}

```

```

void confcapture(){ TPM2MODH=0XFF;    //cuadra el modulo para que el temporizador cuante hasta el
ultimo valor
    TPM2MODL=0XFF;    //cuadra el modulo para que el temporizador cuante hasta el ultimo valor
    TPM2COSC=0b00001100; //Configura el canal 0 del temporizador 2 como input capture en
cualquier flanco
    TPM2SC=0b00001111; //Configura el teporizador 2
}

void capture(){

again1:    if(TPM2COSC_CH0F==0b1) {

        receph=TPM2COVH;
        recepl=TPM2COVL;
        receph=receph*256;
        recepT=receph+recepl;
        TPM2COSC_CH0F=0;
    }
    else{ __RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
        goto again1;

    }

}

void confcapture2(){ TPM2MODH=0XFF;    //cuadra el modulo para que el temporizador cuante hasta el
ultimo valor
    TPM2MODL=0XFF;    //cuadra el modulo para que el temporizador cuante hasta el ultimo valor
    TPM2C1SC=0b00001100; //Configura el canal 0 del temporizador 2 como input capture en
cualquier flanco
    TPM2SC=0b00001111; //Configura el teporizador 2
}

void capture2(){

again:    if(TPM2C1SC_CH1F==0b1) {

        receph=TPM2C1VH;
        recepl=TPM2C1VL;
        receph=receph*256;
        recepT=receph+recepl;
        TPM2C1SC_CH1F=0;
    }
    else{ __RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
        goto again;

    }

}

void signalinit(){ PTAD_PTAD2=0b1;

```

```

comeback:    if(i<20){

confcapture();    // Configura la captura de la señal del receptor
capture();    // Toma toma el tiempo del primer flaco
tiempo1=receptT;    // Guarda el tiempo que tomo en captar el primer flanco;
capture();    // Toma el tiempo del segundo flanco
tiempo2=receptT;    // Guarda el tiempo que tomo en captar el segundo flanco;

dutyycle=tiempo2-tiempo1;

if(dutyycle>0x58){dutyycle=768-dutyycle;
}

promduty=dutyycle+promduty;
i++;
PTAD_PTAD2=PTAD_PTAD2^0xFF; //Toogle el PTA2
goto comeback;
}

else{ dutyycleF=promduty/i;
tiempo1=0;
tiempo2=0;
dutyycle=0;
promduty=0;
i=0;
}

CH4=dutyycleF;    // Se guarda el ciclo util de la señal de CH4

comeback2:    if(i<20){

confcapture2();    // Configura la captura de la señal del receptor
capture2();    // Toma toma el tiempo del primer flaco
tiempo1=receptT;    // Guarda el tiempo que tomo en captar el primer flanco;
capture();    // Toma el tiempo del segundo flanco
tiempo2=receptT;    // Guarda el tiempo que tomo en captar el segundo flanco;

dutyycle=tiempo2-tiempo1;

if(dutyycle>0x58){dutyycle=768-dutyycle;
}

promduty=dutyycle+promduty;
i++;
PTAD_PTAD2=PTAD_PTAD2^0xFF; //Toogle el PTA2
goto comeback2;
}

else{ dutyycleF=promduty/i;
tiempo1=0;

```

```

        tiempo2=0;
        dutycycle=0;
        promduty=0;
        i=0;
    }

    CH5=dutycycleF;
    PTAD_PTAD2=0b0;
}

//*****
// Programa *****
//*****

void main(void) {

    EnableInterrupts; /* enable interrupts */
    /* include your code here */

//*****
// P1.1 Configuración de perifericos *****
//*****

    adc_config();
    puertos();

//*****
// P1.2 Adquirir parametros *****
//*****

    espere();          // Tiempo para que los componentes se estabilicen

    sp=0;              // El set point en grados es igual a cero, por que la posición deseada es 0 grados.
    Kd=0.00143;        // Constante del compensador PD
    T=0.075;           // Tiempo de muestreo de 75ms

//*****
// P1.3 Adquisición de señales de encendido *****
//*****

    signalinit();

otra: espere();
    pwmint=round(CH4); // Se convierte la el valor a entero;
    PWM();             // Se cuadra el motor a la mitad
    CH4L=CH4-0x05;     //se obtienen rango para la ubicación cntral del servo
    CH4H=CH4+0x04;
    confcapture();     // Configura la captura de la señal del receptor
}

```

```

capture();          // Toma toma el tiempo del primer flaco
tiempo1=recepT;    // Guarda el tiempo que tomo en captar el primer flanco;
capture();          // Toma el tiempo del segundo flanco
tiempo2=recepT;    // Guarda el tiempo que tomo en captar el segundo flanco;

dutyycle=tiempo2-tiempo1;

if((dutyycle>=CH4H) || (dutyycle<=CH4L)){

  if(dutyycle<0x58){
    pwmint=round(dutyycle);    // Se convierte la el valor a entero;
    PWM();
    goto otra;
  }

  else{ dutyycle=768-dutyycle;
    pwmint=round(dutyycle);    // Se convierte la el valor a entero;
    PWM();
    goto otra;
  }
}
gyro: else{ if((pv<0.1)&&(pv>-0.1)){

  goto otra;
}
else{

  espere();          // ajuste para el tiempo de muestreo
  trimer();          // Se toma la muestra del timer para configurar la ganancia del controlador
  //confcapture2();  // Configura la captura de la señal del receptor
  //capture2();      // Toma toma el tiempo del primer flaco
  //tiempo1=recepT;  // Guarda el tiempo que tomo en captar el primer flanco;
  //capture2();      // Toma el tiempo del segundo flanco
  //tiempo2=recepT;  // Guarda el tiempo que tomo en captar el segundo flanco;

  //dutyycle=tiempo2-tiempo1;
  //if(dutyycle>0x58){dutyycle=768-dutyycle;
  // }
  //gainwire=(CH5-dutyycle)/38;
  //K=K+gainwire;    // Configurar la ganacia desde el control remoto

  muestra();          // Se toma la muestra la cual es la velocidad angular con que se movio la cola
del helicoptero

  integral();        // Se integra este valor para saber la posición de la cola del helicoptero
  pv=intrape;        // Se le asigna a la variable pv la posición de la cola.

  //*****
  // Programa GYRO PD+Adelanto De Fase

```

```

//*****

    error=sp-pv;          // Calcula el error

    derterm=Kd*error;     // Calcula el termino derivativo
    deltaD=(derterm-dertermold)/T;// Calcula el coomponente de control derivativo
    dertermold=derterm;   // Guarda el actual valor del termino derivativo para convertirlo en la
muestra anterior
    deltaDold=deltaD;     // Guarda el actual valor de la salida del bloque PD, para convertirlo en la
muestra anterior

    PDCout=0.457*PDCold+K*deltaD-K*0.8869*deltaDold; // Aplica el compensador adelanto de fase.

    PDCold=PDCout;       // Guarda el actual valor de la salida del controlador PD, para convertirlo
en la muestra anterior

    if(PDCout>2047.5){    // Saturación del controlador

        PDCout=2047.5;

    } else{ if(PDCout<-2047.5){

        PDCout=-2047.5;

        }

    }

    PDCout2=PDCout+2047.5; // Se le agrega el Bias

    cycle=(0.05*PDCout2)/4095+.05; // Se calcula el porcentaje de ciclo util al cual corresponde
    pwmtotal=cycle*0x0300; // Calucula el valor para a poner en los registros del PWM
    pwmint=round(pwmtotal); // Se convierte la el valor a entero
    PWM(); // Se llama subrutina para generar el PWM correspondiente

    goto gyro;
}
}
}

```

10.3 ANEXO C - HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES USADOS

Se adjuntan las hojas de datos de los componentes utilizados en el desarrollo de este proyecto.



High Accuracy Ultralow I_Q , 200 mA, SOT-23, anyCAP™ Low Dropout Regulator

ADP3330

FEATURES

- High Accuracy Over Line and Load: $\pm 0.7\%$ @ $+25^\circ\text{C}$, $\pm 1.4\%$ Over Temperature
- Ultralow Dropout Voltage: 140 mV (Typ) @ 200 mA
- Requires Only $C_O = 0.47 \mu\text{F}$ for Stability
- anyCAP = Stable with Any Type of Capacitor (Including MLCC)
- Current and Thermal Limiting
- Low Noise
- Low Shutdown Current: $< 2 \mu\text{A}$
- 2.9 V to 12 V Supply Range
- -40°C to $+85^\circ\text{C}$ Ambient Temperature Range
- Ultrasmall Thermally Enhanced Chip-on-Lead™
- SOT-23-6 6-Lead Package

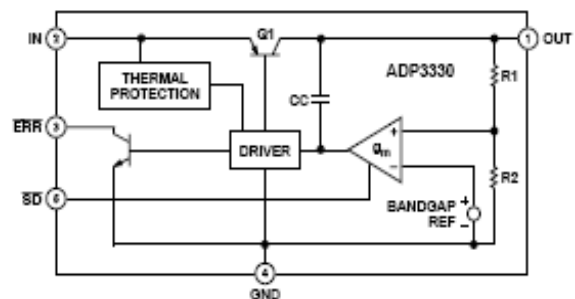
APPLICATIONS

- Cellular Telephones
- Notebook, Palmtop Computers
- Battery Powered Systems
- PCMCIA Regulator
- Bar Code Scanners
- Camcorders, Cameras

GENERAL DESCRIPTION

The ADP3330 is a member of the ADP330x family of precision low dropout anyCAP voltage regulators. The ADP3330 operates with an input voltage range of 2.9 V to 12 V and delivers a load current up to 200 mA. The ADP3330 stands out from the conventional LDOs with a novel architecture and an enhanced process that enables it to offer performance advantages and higher output current than its competition. Its patented design requires only a $0.47 \mu\text{F}$ output capacitor for stability. This device is insensitive to output capacitor Equivalent Series Resistance (ESR), and is stable with any good quality capacitor, including ceramic (MLCC) types for space-restricted applications. The ADP3330 achieves exceptional accuracy of $\pm 0.7\%$ at room temperature and $\pm 1.4\%$ over temperature, line and load variations. The dropout voltage of the ADP3330 is only 140 mV (typical) at 200 mA. This device also includes a safety current limit, thermal overload protection and a shutdown feature. In shutdown mode, the ground current is reduced to less than $2 \mu\text{A}$. The ADP3330 has ultralow quiescent current $34 \mu\text{A}$ (typ) in light load situations.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The SOT-23-6 package has been thermally enhanced using Analog Devices' proprietary Chip-on-Lead feature to maximize power dissipation.

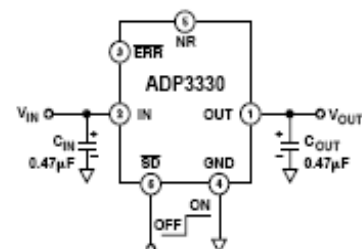


Figure 1. Typical Application Circuit

ADP3330-2.5—SPECIFICATIONS (@ $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, $V_{IN} = +7\text{V}$, $C_{IN} = 0.47\ \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 0.47\ \mu\text{F}$, unless otherwise noted)^{1,2}

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
OUTPUT VOLTAGE ACCURACY	V_{OUT}	$V_{IN} = +2.9\text{V}$ to $+12\text{V}$ $I_L = 0.1\text{mA}$ to 200mA $T_A = +25^\circ\text{C}$	-0.7		+0.7	%
		$V_{IN} = +2.9\text{V}$ to $+12\text{V}$ $I_L = 0.1\text{mA}$ to 150mA $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	-1.4		+1.4	%
		$V_{IN} = +2.9\text{V}$ to $+12\text{V}$ $I_L = 0.1\text{mA}$ to 200mA $T_A = -20^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	-1.4		+1.4	%
LINE REGULATION	$\frac{\Delta V_O}{\Delta V_{IN}}$	$V_{IN} = +2.9\text{V}$ to $+12\text{V}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$		0.04		mV/V
LOAD REGULATION	$\frac{\Delta V_O}{\Delta I_L}$	$I_L = 0.1\text{mA}$ to 200mA $T_A = +25^\circ\text{C}$		0.04		mV/mA
GROUND CURRENT	I_{GND}	$I_L = 200\text{mA}$, $T_A = -20^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		1.6	4.0	mA
		$I_L = 150\text{mA}$		1.2	3.1	mA
		$I_L = 50\text{mA}$		0.4	1.1	mA
		$I_L = 0.1\text{mA}$		34	50	μA
GROUND CURRENT IN DROPOUT	I_{GND}	$V_{IN} = V_{OUTNOISE} - 100\text{mV}$ $I_L = 0.1\text{mA}$		37	55	μA
DROPOUT VOLTAGE	V_{DROOP}	$V_{OUT} = 98\%$ of $V_{OUTNOISE}$ $I_L = 200\text{mA}$, $T_A = -20^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		0.14	0.4	V
		$I_L = 150\text{mA}$		0.11	0.3	V
		$I_L = 10\text{mA}$		0.042	0.06	V
		$I_L = 1\text{mA}$		0.025	0.05 ²	V
PEAK LOAD CURRENT	I_{LPEAK}	$V_{IN} = V_{OUTNOISE} + 1\text{V}$		300		mA
OUTPUT NOISE ³	V_{NOISE}	$f = 10\text{Hz}$ - 100kHz , $C_L = 10\ \mu\text{F}$ $I_L = 200\text{mA}$, $C_{SR} = 10\text{nF}$, $V_{OUT} = 3\text{V}$		47		$\mu\text{V rms}$
		$f = 10\text{Hz}$ - 100kHz , $C_L = 10\ \mu\text{F}$ $I_L = 200\text{mA}$, $C_{SR} = 0\text{nF}$, $V_{OUT} = 3\text{V}$		95		$\mu\text{V rms}$
SHUTDOWN THRESHOLD	V_{THSD}	ON	2.0			V
		OFF			0.4	V
SHUTDOWN PIN INPUT CURRENT	I_{SD}	$V_{IN} = 12\text{V}$, $0 < \overline{\text{SD}} \leq 12\text{V}$		1.9	9	μA
		$0 < \overline{\text{SD}} \leq 5\text{V}$		1.4	6	μA
GROUND CURRENT IN SHUTDOWN MODE	I_{GNDSD}	$\overline{\text{SD}} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 12\text{V}$		0.01	2	μA
OUTPUT CURRENT IN SHUTDOWN MODE	I_{OISD}	$T_A = +25^\circ\text{C}$ @ $V_{IN} = 12\text{V}$			1	μA
		$T_A = +85^\circ\text{C}$ @ $V_{IN} = 12\text{V}$			2	μA
ERROR PIN OUTPUT LEAKAGE	I_{EL}	$V_{EO} = 5\text{V}$			1	μA
ERROR PIN OUTPUT "LOW" VOLTAGE	V_{EOL}	$I_{EOL} = 400\ \mu\text{A}$		0.10	0.40	V

NOTES

¹Ambient temperature of $+85^\circ\text{C}$ corresponds to a junction temperature of $+125^\circ\text{C}$ under typical full load test conditions.²Application stable with no load.³See detail in Figure 19 and Application section of data sheet.

Specifications subject to change without notice.



LISY300AL

MEMS inertial sensor:
single-axis $\pm 300^\circ/\text{s}$ analog output yaw rate gyroscope

Features

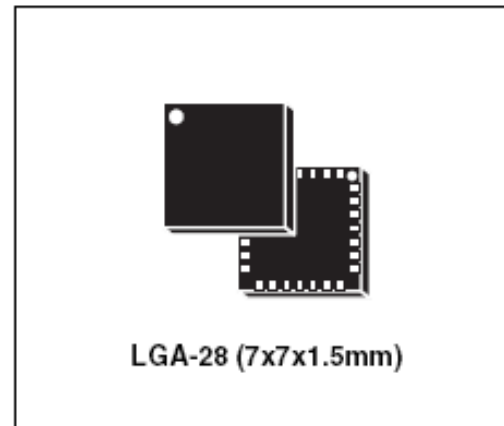
- 2.7 V to 3.6 V single supply operation
- Low power consumption
- Embedded power-down
- $\pm 300^\circ/\text{s}$ full scale
- Absolute analog rate output
- Integrated low-pass filters
- Embedded self-test
- High shock survivability
- ECOPACK[®] RoHS and "Green" compliant (see [Section 4](#))

Description

The LISY300AL is a low-power single-axis yaw rate sensor. It includes a sensing element and an IC interface able to provide the measured angular rate to the external world through an analog output voltage.

The sensing element, capable of detecting the yaw rate, is manufactured using a dedicated micromachining process developed by ST to produce inertial sensors and actuators on silicon wafers.

The IC interface is manufactured using a CMOS process that allows a high level of integration to design a dedicated circuit which is trimmed to better match the sensing element characteristics.



The LISY300AL has a full scale of $\pm 300^\circ/\text{s}$ and is capable of measuring rates with a -3 dB bandwidth up to 88 Hz.

The LISY300AL is available in a plastic land grid array (LGA) package and can operate within a temperature range from -40 °C to +85 °C.

The LISY300AL belongs to a family of products suitable for a variety of applications, including:

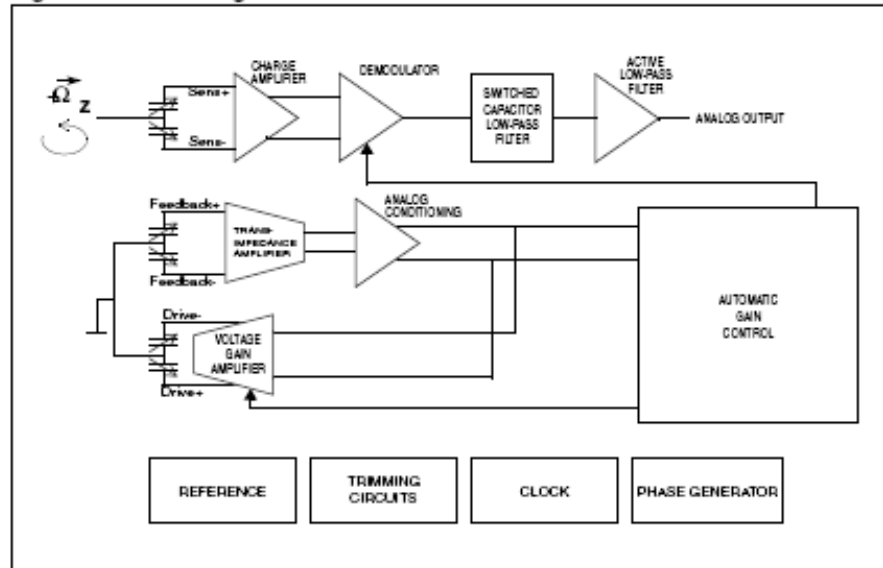
- Gaming and virtual reality input devices
- Motion control with MMI (man-machine interface)
- Image stabilization for digital video and digital still cameras
- GPS navigation systems
- Appliances and robotics

Table 1. Device summary

Order code	Temperature range (°C)	Package	Packing
LISY300AL	-40 to +85	LGA-28 (7x7x1.5)	Tray
LISY300ALTR	-40 to +85	LGA-28 (7x7x1.5)	Tape and reel

1 Block diagram and pin description

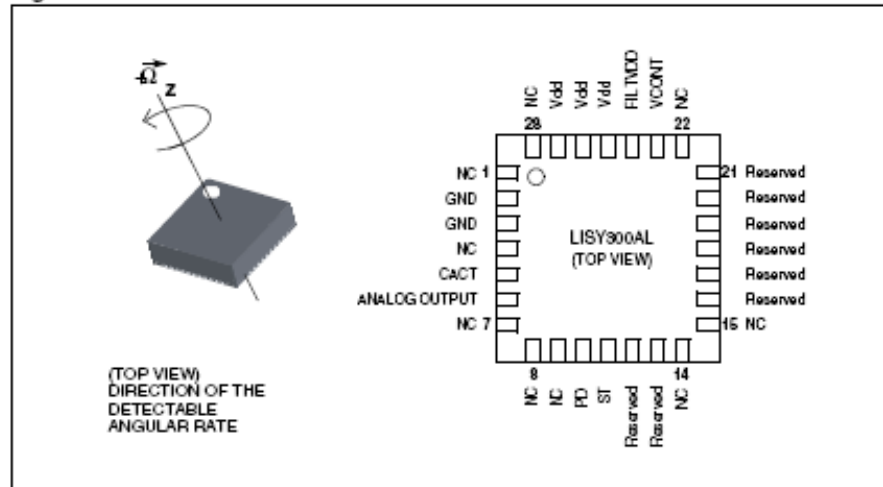
Figure 1. Block diagram



The vibration of the structure is maintained by a drive circuitry in a feedback loop. The sensing signal is filtered and appears as an analog signal at the output.

1.1 Pin description

Figure 2. Pin connection



2 Mechanical and electrical specifications

2.1 Mechanical characteristics

Table 3. Mechanical characteristics @ Vdd = 3.3 V, T = 25 °C unless otherwise noted⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
FS	Measurement range			±300		°/s
So	Sensitivity			3.3		mV/°/s
SoDr	Sensitivity change vs. temperature	From -40 °C to +85 °C		4		%
Voff	Zero-rate level ⁽³⁾			1.65		V
OffDr	Zero-rate level change vs. temperature	From -40 °C to +85 °C		5		°/s
NL	Non linearity ⁽⁴⁾	Best fit straight line		±0.8		% FS
BW	-3dB bandwidth ⁽³⁾⁽⁵⁾	C _{ACT} = 10 nF		88		Hz
Rn	Rate noise density			0.1		°/s / √/Hz
Vt	Self-test output voltage change ⁽⁶⁾			+300		mV
Sup	Start-up time	Settling to ±5 °/s		300		ms
Fres	Sensing element resonant frequency			4.5		kHz
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C
Wh	Product weight			160		mg

1. The product is factory calibrated at 3.3 V. The operational power supply range is specified in [Table 4](#).
2. Typical specifications are not guaranteed
3. The product is capable of sensing angular rates extending from DC to the selected bandwidth
4. Guaranteed by design
5. User selectable by external capacitor C_{ACT}
6. "Self-test output voltage change" is defined as $V_{out}(V_{st} = \text{logic } 1) - V_{out}(V_{st} = \text{logic } 0)$

2.2 Electrical characteristics

Table 4. Electrical characteristics @ Vdd =3.3 V, T=25 °C unless otherwise noted⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
Vdd	Supply voltage		2.7	3.3	3.6	V
Idd	Supply current	PD pin connected to GND		4.8		mA
IddPdn	Supply current in power-down mode	PD pin connected to Vdd		1		μA
Vst	Self-test input	Logic 0 level	0		0.2*Vdd	V
		Logic 1 level	0.8*Vdd		Vdd	
Vpd	Power-down input	Logic 0 level	0		0.2*Vdd	V
		Logic 1 level	0.8*Vdd		Vdd	
C _{ACT}	Active low-pass filter capacitor		10			nF
OVS	Output voltage swing ⁽³⁾	I _{out} = ±100μA	0.4		V _{odr} -0.4	V
C _{LOAD}	Capacitive load drive ⁽³⁾		0.4		10	nF
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C

1. The product is factory calibrated at 3.3 V
2. Typical specifications are not guaranteed
3. Referred to ANALOG OUTPUT pin #6

MCF51JM128 ColdFire Microcontroller

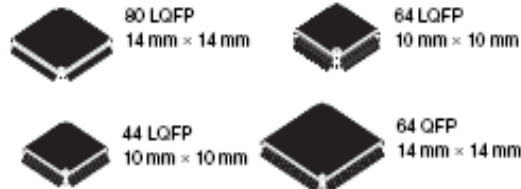
The MCF51JM128 is a member of the ColdFire[®] family of 32-bit reduced instruction set computing (RISC) microprocessors. This document provides an overview of the MCF51JM128 series, focusing on its highly integrated and diverse feature set.

The MCF51JM128 series is based on the V1 ColdFire core and operates at processor core speeds up to 50.33 MHz. As part of Freescale's Controller Continuum[®], it is an ideal upgrade for designs based on the MC9S08JM60 series of 8-bit microcontrollers.

The MCF51JM128 features the following functional units:

- V1 ColdFire core with background debug module
- Up to 128 KBytes of flash memory
- Up to 16 Kbytes of static RAM (SRAM)
- Multipurpose clock generator (MCG)
- Dual-role Universal Serial Bus On-The-Go device (USBOTG)
- Controller-area network (MSCAN)
- Cryptographic acceleration unit (CAU)
- Random number generator accelerator (RNGA)
- Analog comparators (ACMP)
- Analog-to-digital converter (ADC) with up to 12 channels
- Two Inter-integrated circuit (IIC) modules
- Two serial peripheral interfaces (SPI)
- Two serial communications interfaces (SCI)
- Carrier modulation timer (CMT)
- Eight-channel timer/pulse-width modulators (TPM)
- Real-time counter (RTC)
- 66 general-purpose input/output (GPIO) modules plus Interrupt request input
- Eight keyboard interrupts (KBI)
- 16-bit Rapid GPIO

MCF51JM128



1 MCF51JM128 Family Configurations

1.1 Device Comparison

The MCF51JM128 series consists of two devices. These are compared in [Table 1](#).

Table 1. MCF51JM128 Series Device Comparison

Feature	MCF51JM128			MCF51JM64		
	80-pin	64-pin	44-pin	80-pin	64-pin	44-pin
Flash memory size (Kbytes)	128			64		
RAM size (Kbytes)	16			8		
V1 ColdFire core with BDM (background debug module)	Yes					
ACMP (analog comparator)	Yes					
ADC (analog-to-digital converter) channels (12-bit)	12		8	12		8
CAN (controller area network)	Yes		No	Yes		No
CAU (cryptographic acceleration unit)	Yes	No	No	Yes	No	No
CMT (carrier modulator timer)	Yes					
COP (computer operating properly)	Yes					
IIC1 (inter-integrated circuit)	Yes					
IIC2	Yes	No		Yes	No	
IRQ (interrupt request input)	Yes					
KBI (keyboard interrupts)	8	8	6	8	8	6
LVD (low-voltage detector)	Yes					
MCG (multipurpose clock generator)	Yes					
Port I/O ¹	66	51	33	66	51	33
RGPIO (rapid general-purpose I/O)	16	6	0	16	6	0
RNGA (random number generator accelerator)	Yes					
RTC (real-time counter)	Yes					
SCI1 (serial communications interface)	Yes					
SCI2	Yes					
SPI1 (serial peripheral interface)	Yes					
SPI2	Yes					
TPM1 (timer/pulse-width modulator) channels	6	6	4	6	6	4
TPM2 channels	2					
USB On-The-Go (Dual-role OTG device with on-chip transceiver)	Yes					
XOSC (crystal oscillator)	Yes					

¹ Up to 16 pins on Ports A, H, and J are shared with the ColdFire Rapid GPIO module.

1.2 Block Diagram

Figure 1 shows the connections between the MCF51JM128 series pins and modules.

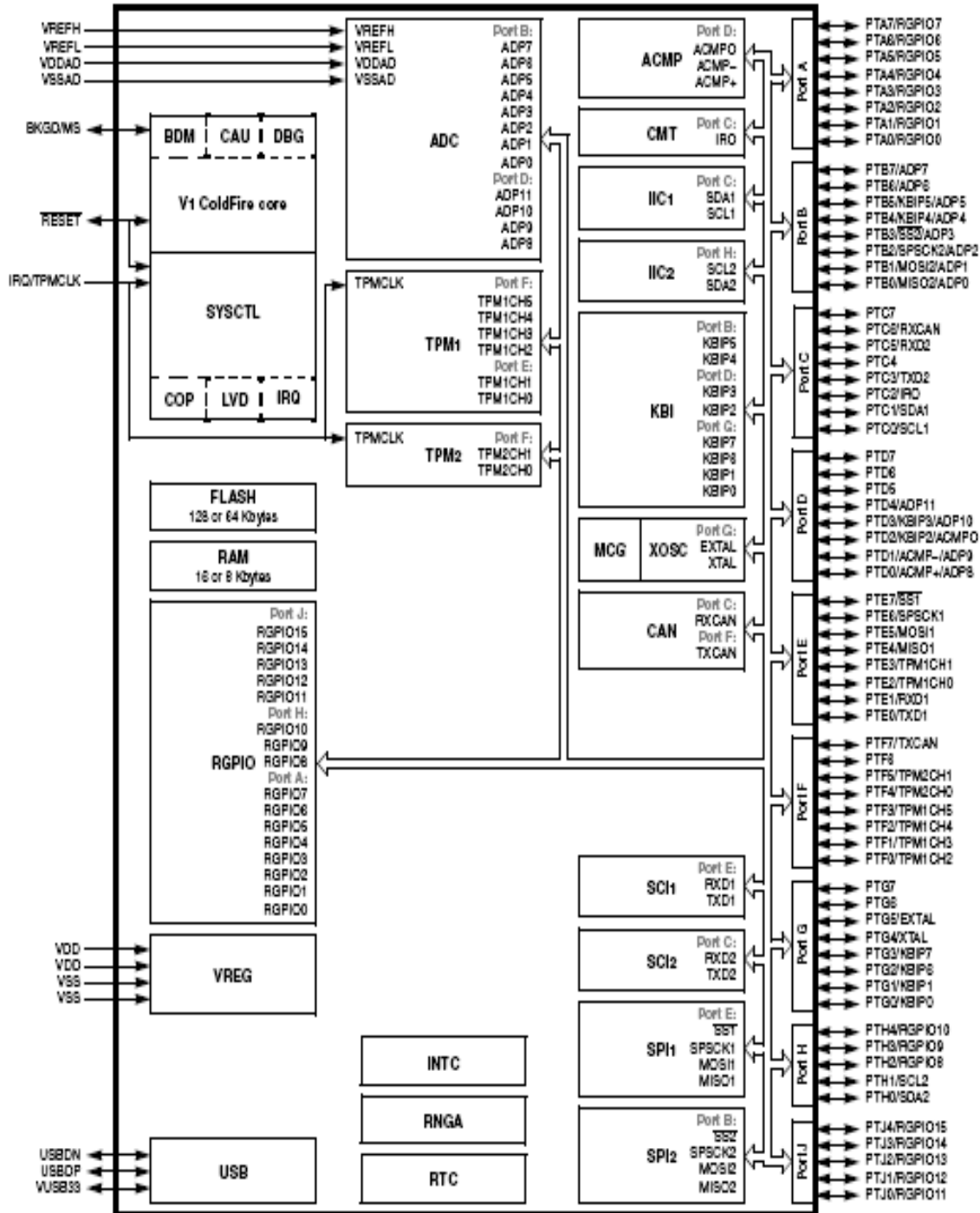


Figure 1. MCF51JM128 Block Diagram

Table 2. MCF51JM128 Series Functional Units

Unit	Function
CF1CORE (V1 ColdFire core)	Executes programs and interrupt handlers
BDM (background debug module)	Provides a single-pin debugging interface (part of the V1 ColdFire core)
DBG (debug)	Provides debugging and emulation capabilities (part of the V1 ColdFire core)
SYSCCTL (system control)	Provides LVD, COP, external interrupt request, and so on
FLASH (flash memory)	Provides storage for program code and constants
RAM (random-access memory)	Provides storage for program code, constants, and variables
RGPIO (rapid general-purpose input/output)	Allows I/O port access at CPU clock speeds
VREG (voltage regulator)	Controls power management throughout the device
USBOTG (USB On-The-Go)	Supports the USB On-The-Go dual-role controller
ADC (analog-to-digital converter)	Measures analog voltages at up to 12 bits of resolution
TPM1, TPM2 (timer/pulse-width modulators)	Provide a variety of timing-based features
CF1_INTC (interrupt controller)	Controls and prioritizes all device interrupts
CAU (cryptographic acceleration unit)	Co-processor support DES, 3DES, AES, MD5, and SHA-1
RNGA (random number generator accelerator)	32-bit random number generator that complies with FIPS-140
RTC (real-time counter)	Provides a constant-time base with optional interrupt
ACMP (analog comparator)	Compares two analog inputs
CMT (carrier modulator timer)	Infrared output used for the Remote Controller
IIC1, IIC2 (inter-integrated circuits)	Supports the standard IIC communications protocol
KBI (keyboard interrupt)	Provides pin interrupt capabilities
MCG (multipurpose clock generator)	Provides clocking options for the device, including a phase-locked loop (PLL) and frequency-locked loop (FLL) for multiplying slower reference clock sources
XOSC (crystal oscillator)	Supports low/high range crystals
CAN (controller area network)	Supports standard CAN communications protocol
SCI1, SCI2 (serial communications interfaces)	Serial communications UARTs that can support RS-232 and LIN protocols
SP1, SPI2 (serial peripheral interfaces)	Provide a 4-pin synchronous serial interface

1.3.1 Feature List

- 32-Bit Version 1 ColdFire® Central Processor Unit (CPU)
 - Up to 50.33 MHz at 2.7 V – 5.5 V
 - Performance (Dhrystone 2.1):
 - 0.94 Dhrystone 2.1 MIPS per MHz when running from internal RAM
 - 0.76 Dhrystone 2.1 MIPS per MHz when running from flash
 - Implements Instruction Set Revision C (ISA_C)
 - Supports up to 30 peripheral interrupt requests and seven software interrupts
- On-chip memory

MCF51JM128 Family Configurations

- Up to 128 KBytes Flash memory with read/program/erase over full operating voltage and temperature range
- Up to 16 KBytes static random access memory (RAM)
- Security circuitry to prevent unauthorized access to RAM and flash contents
- Power-saving modes
 - Two low-power stop plus wait modes
 - Peripheral clock enable register can disable clocks to unused modules, thereby reducing currents; this behavior allows clocks to remain enabled to specific peripherals in Stop3 mode
 - Very lower power real-time counter for use in run, wait, and stop modes with internal and external clock sources
- Four Clock Source Options
 - Oscillator (XOSC) — Loop-control Pierce oscillator; crystal or ceramic resonator range of 31.25 kHz to 38.4 kHz or 1 MHz to 16 MHz
 - FLL/PLL controlled by internal or external reference
 - Trimmable internal reference allows 0.2% resolution and 2% deviation
- System protection features
 - Watchdog computer operating properly (COP) reset with option to run from dedicated 1 kHz internal clock source or bus clock
 - Low-voltage detection with reset or interrupt; selectable trip points
 - Illegal opcode and illegal address detection with programmable reset or exception response
 - Flash block protection
- Debug support
 - Single-wire Background debug interface
 - 4 Program Counters plus two address (optional data) breakpoint registers with programmable 1- or 2-level trigger response
 - 64-entry processor status and debug data trace buffer with programmable start/stop conditions
- Universal Serial Bus (USB) On-The-Go dual-role controller
 - Full-speed USB device controller
 - Fully compliant with USB specification 1.1 and 2.0
 - 16 bidirectional endpoints, with double buffering to provide the maximum throughput
 - Supports control, bulk, interrupt, and isochronous endpoints
 - Supports bus-powered capability with low-power consumption
 - Full-speed / low-speed host controller
 - Host mode allows control, bulk, interrupt, and isochronous transfers
 - OTG protocol logic
 - On-chip USB transceiver
 - On-chip 3.3 V USB regulator and pull-up/down resistors save system cost
- Controller area network (MSCAN)
 - Implementation of the CAN protocol — Version 2.0A/B
 - Five receive buffers with FIFO storage scheme
 - Three transmit buffers with internal prioritization using a “local priority” concept
 - Flexible maskable identifier filter programmable as 2x32-bit, 4x16-bit, or 8x8-bit
 - Programmable wakeup functionality with integrated low-pass filter
 - Programmable loopback mode supports self-test operation
 - Programmable bus-off recovery functionality
 - Internal timer for time-stamping of received and transmitted messages
- Cryptographic acceleration unit (CAU)
 - Co-processor support of DES, 3DES, AES, MD5, and SHA-1

- Only available on MCF51JM128EVLK
- Random number generator accelerator (RNGA)
 - 32-bit random number generator that complies with FIPS-140
- Analog-to-digital converter (ADC)
 - 12-channel, 12-bit resolution
 - Output formatted in 12-, 10-, or 8-bit right-justified format
 - Single or continuous conversion, and selectable asynchronous hardware conversion trigger
 - Operation in Stop3 mode
 - Automatic compare function
 - Internal temperature sensor
- Analog comparators (ACMP)
 - Selectable interrupt on rising edge, falling edge, or either rising or falling edges of comparator output
 - Option to compare to fixed internal bandgap reference voltage
 - Option to route output to TPM module
 - Operation in Stop3 mode
- Inter-integrated circuit (IIC)
 - Up to 100 kbps with maximum bus loading
 - Multi-master operation
 - Programmable slave address
 - Supports broadcast mode and 10-bit address extension
- Serial communications interfaces (SCI)
 - Two SCIs with full-duplex, non-return-to-zero (NRZ) format
 - LIN master extended break generation
 - LIN slave extended break detection
 - Programmable 8-bit or 9-bit character length
 - Wake up on active edge
- Serial peripheral interfaces (SPI)
 - Two serial peripheral interfaces with full-duplex or single-wire bidirectional
 - Double-buffered transmit and receive
 - Programmable transmit bit rate, phase, polarity, and Slave Select output
 - MSB-first or LSB-first shifting
- Timer/pulse width modulator (TPM)
 - 16-bit free-running or modulo up/down count operation
 - Up to eight channels, where each channel can be an input capture, output compare, or edge-aligned PWM
 - One interrupt per channel plus terminal count interrupt
- RTC
 - 8-bit modulus counter with binary- or decimal-based prescaler
 - External clock source for precise time base, time-of-day, calendar or task scheduling functions
 - Free running on-chip low power oscillator (1 kHz) for cyclic wake-up without external components
- Carrier modulator timer (CMT)
 - carrier generator, modulator, and transmitter drive the infrared out (IRO) pin
 - operation in independent high/low time control, baseband, FSK, and direct IRO control modes
- Input/Output
 - 66 GPIOs, 1 input-only pin, and 1 output-only pin
 - Eight keyboard interrupt pins with selectable polarity

Table 6. Absolute Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply voltage	V_{DD}	-0.3 to +5.8	V
Input voltage	V_{In}	-0.3 to $V_{DD} + 0.3$	V
Instantaneous maximum current (applies to all port pins) ^{1, 2, 3}	I_D	±25	mA
Maximum current into V_{DD}	I_{DD}	120	mA
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150	°C
Maximum junction temperature	T_J	150	°C

¹ Input must be current limited to the value specified. To determine the value of the required current-limiting resistor, calculate resistance values for positive (V_{DD}) and negative (V_{SS}) clamp voltages, then use the larger of the two resistance values.

² All functional non-supply pins are internally clamped to V_{SS} and V_{DD} .

³ Power supply must maintain regulation within operating V_{DD} range during instantaneous and operating maximum current conditions. If positive injection current ($V_{In} > V_{DD}$) is greater than I_{DD} , the injection current may flow out of V_{DD} and could result in external power supply going out of regulation. Ensure external V_{DD} load shunt current is greater than maximum injection current. This is the greatest risk when the MCU is not consuming power. Examples: if no system clock is present or if the clock rate is low, which would reduce overall power consumption.

2.3 Thermal Characteristics

This section provides information about operating temperature range, power dissipation, and package thermal resistance. Power dissipation on I/O pins is usually small compared to the power dissipation in on-chip logic and it is user-determined rather than being controlled by the MCU design. To take $P_{I/O}$ into account in power calculations, determine the difference between actual pin voltage and V_{SS} or V_{DD} and multiply by the pin current for each I/O pin. Except in cases of unusually high pin current (heavy loads), the difference between pin voltage and V_{SS} or V_{DD} is small.

Table 7. Thermal Characteristics

Rating	Symbol	Value	Unit
Operating temperature range (packaged)	T_A	-40 to +105	°C
Thermal resistance ^{1,2,3,4}			
80-pin LQFP			
	1s	52	
	2s2p	40	
64-pin LQFP			
	1s	65	
	2s2p	47	°C/W
64-pin QFP			
	1s	54	
	2s2p	40	
44-pin LQFP			
	1s	69	
	2s2p	48	

¹ Junction temperature is a function of die size, on-chip power dissipation, package thermal resistance, mounting site (board) temperature, ambient temperature, air flow, power dissipation of other components on the board, and board thermal resistance.

Table 9. ESD and Latch-Up Protection Characteristics

Num	Rating	Symbol	Min	Max	Unit
1	Human Body Model (HBM)	V_{HBM}	+/- 2000	—	V
2	Charge Device Model (CDM)	V_{CDM}	+/- 500	—	V
3	Latch-up Current at $T_A = 85^\circ\text{C}$	I_{LAT}	+/- 100	—	mA

2.5 DC Characteristics

This section includes information about power supply requirements, I/O pin characteristics, and power supply current in various operating modes.

Table 10. DC Characteristics

Num	C	Parameter	Symbol	Min	Typ ¹	Max	Unit
1		Operating voltage ²		2.7	—	5.5	V
2	P	Output high voltage — Low Drive (PTxDSn = 0) 5 V, $I_{\text{Load}} = -2$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = -0.6$ mA 5 V, $I_{\text{Load}} = -0.4$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = -0.24$ mA	V_{OH}	$V_{\text{DD}} - 1.5$	—	—	V
		$V_{\text{DD}} - 1.5$ $V_{\text{DD}} - 0.8$ $V_{\text{DD}} - 0.8$		—	—		
3	P	Output high voltage — High Drive (PTxDSn = 1) 5 V, $I_{\text{Load}} = -10$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = -3$ mA PTC2/I/O 3 V, $I_{\text{Load}} = -10$ mA 5 V, $I_{\text{Load}} = -2$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = -0.4$ mA	V_{OH}	$V_{\text{DD}} - 1.5$	—	—	V
		$V_{\text{DD}} - 1.5$ $V_{\text{DD}} - 0.5$ $V_{\text{DD}} - 0.8$ $V_{\text{DD}} - 0.8$		—	—		
3	P	Output low voltage — Low Drive (PTxDSn = 0) 5 V, $I_{\text{Load}} = 2$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = 0.6$ mA 5 V, $I_{\text{Load}} = 0.4$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = 0.24$ mA	V_{OL}	—	—	1.5	V
		—		—	1.5		
4	P	Output low voltage — High Drive (PTxDSn = 1) 5 V, $I_{\text{Load}} = 10$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = 3$ mA PTC2/ I/O 3 V, $I_{\text{Load}} = 16$ mA 5 V, $I_{\text{Load}} = 2$ mA 3 V, $I_{\text{Load}} = 0.4$ mA	V_{OL}	—	—	1.5	V
		—		—	1.2		
4	P	Output high current — Max total I_{OH} for all ports 5V 3V	I_{OHT}	—	—	100 60	mA
5	P	Output low current — Max total I_{OL} for all ports 5V 3V	I_{OLT}	—	—	100 60	mA

10.4 ANEXO C – ESQUEMÁTICO Y LAYOUT DEL CIRCUITO DESARROLLADO

Se adjunta el esquemático del circuito implementado.

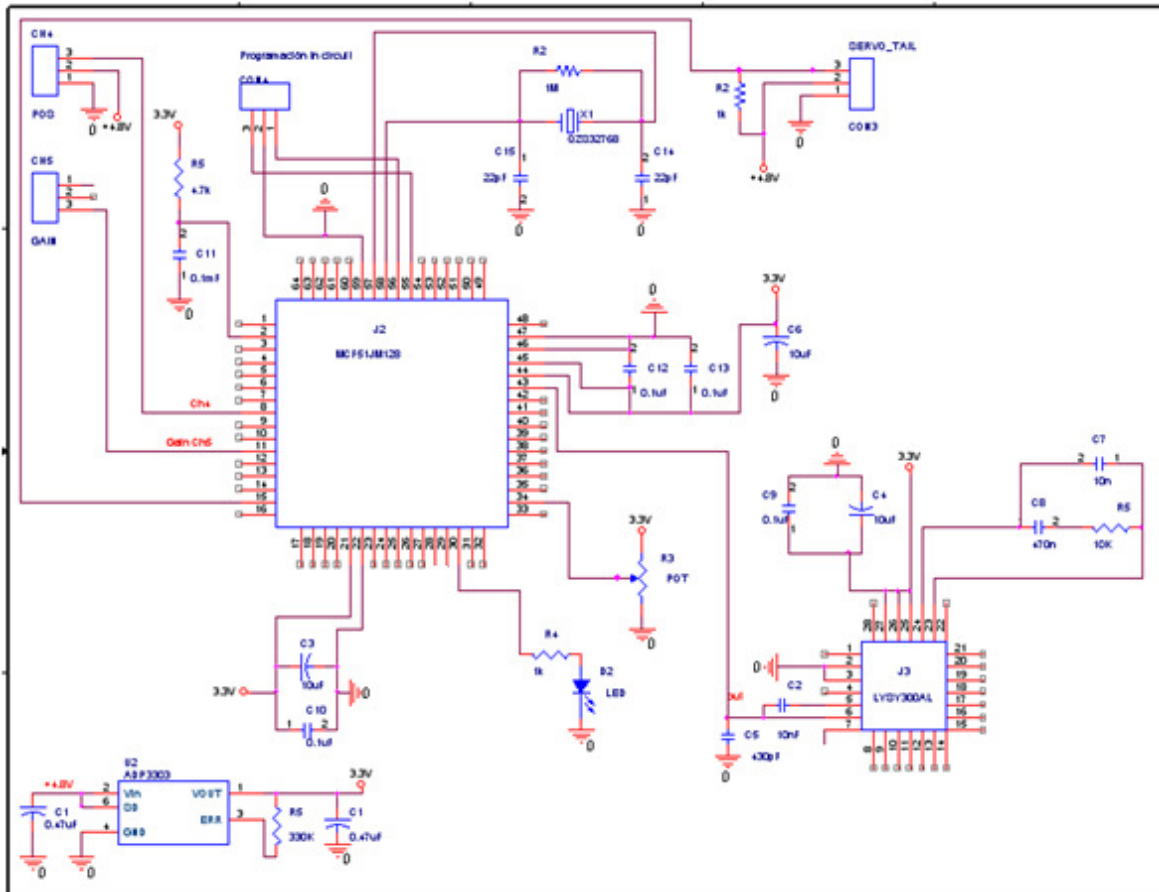


Figura 10-8. Esquemático del circuito implementado en Orcad

Fuente: Autores

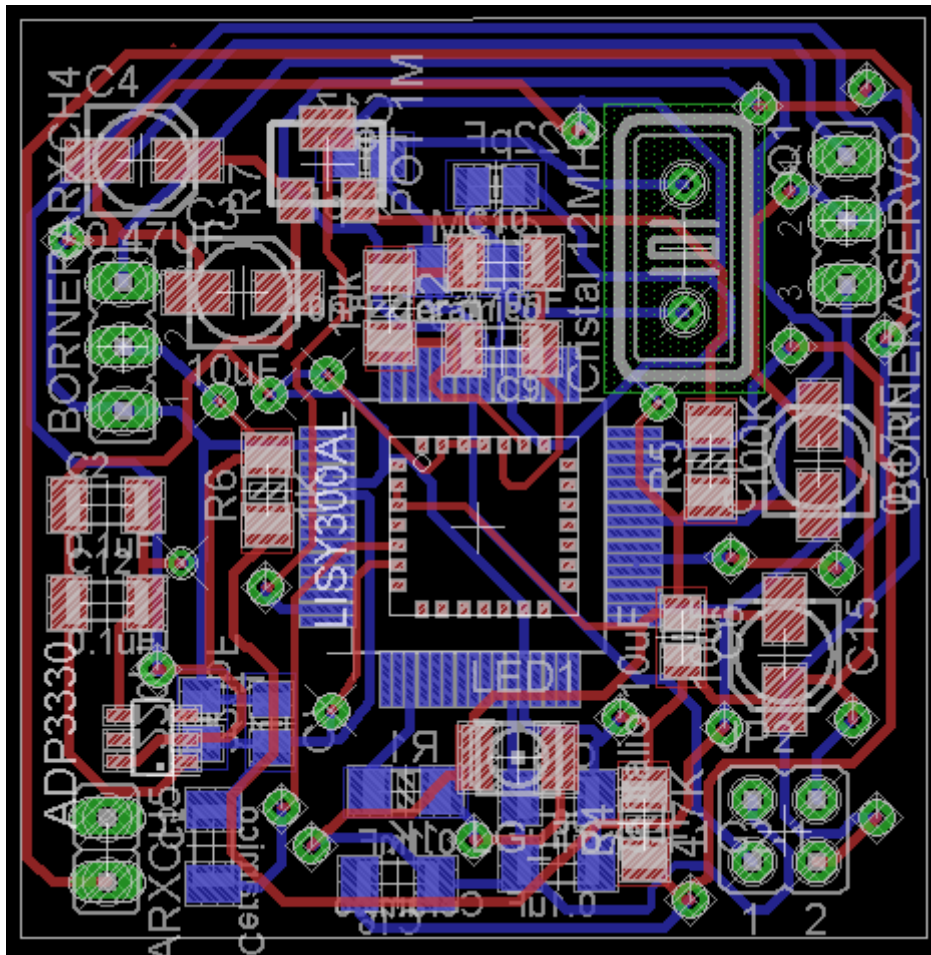


Figura 10-9. Layout del circuito implementado

Fuente: Autores