

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y CONTROL DE UN PROTOTIPO
AERODINÁMICO

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL

CHRISTIAN DANIEL VELOZ SALAZAR

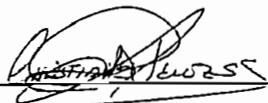
DIRECTOR: Ing. Marco Barragán

Quito, Abril 2001

DECLARACION

Yo, Christian Daniel Veloz Salazar, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

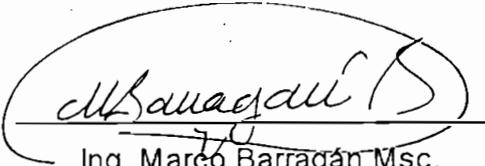
A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.



Christian D. Veloz S.

CERTIFICACION

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Christian Daniel Veloz Salazar, bajo mi supervisión.



Ing. Marco Barragán Msc.

DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por darme salud y vida, y por haberme permitido culminar mi carrera, a mi Madre por todo su amor y sacrificio, a mi familia que han sido de gran apoyo durante las diferentes etapas de mi estudio, a mis amigos por su amistad y en especial al Ing. Marco Barragán por su paciencia y comprensión en la elaboración del proyecto.

DEDICATORIA

El presente trabajo lo dedico a mi Madre por haberme dado la vida, todo su cariño y amor, a mi tía Judith(†) por todo su amor y apoyo incondicional. A Gicela por su apoyo en la culminación de mi carrera.

CONTENIDO

CAPITULO 1

ANALISIS MATEMATICO DEL SISTEMA AERODINAMICO	1
1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA PROPUESTO.....	1
<i>1.1.1 DESCRIPCION FISICA DEL PROBLEMA.....</i>	<i>1</i>
<i>1.1.2 EXPLICACION DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA PROPUESTO.....</i>	<i>2</i>
1.2 DETERMINACION DE LOS MODELOS Y PARAMETROS DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA.....	3
<i>1.2.1 MODELO MATEMATICO DE LA PLANTA.....</i>	<i>4</i>
1.2.1.1 Determinación de la constante de la lámina.....	8
<i>1.2.2 MODELO MATEMATICO DEL ACTUADOR.....</i>	<i>9</i>
1.3 MODELO MATEMATICO DEL SISTEMA AERODINAMICO.....	13
<i>1.3.1 REPRESENTACION A VARIABLES DE ESTADO.....</i>	<i>14</i>
1.4 ANALISIS DEL SISTEMA SIN COMPENSAR.....	15
<i>1.4.1 PUNTOS DE EQUILIBRIO DEL SISTEMA.....</i>	<i>15</i>
1.4.1.1 Definiciones básicas.....	15
1.4.1.2 Puntos de equilibrio del sistema aerodinámico sin perturbaciones.....	16
1.4.1.3 Puntos de equilibrio del sistema aerodinámico con perturbaciones.....	17
<i>1.4.2 LINEALIZACION.....</i>	<i>20</i>
1.4.2.1 Linealización del sistema aerodinámico.....	21
<i>1.4.3 CONTROLABILIDAD Y OBSERVABILIDAD.....</i>	<i>23</i>
1.4.3.1 Controlabilidad de estado completo del sistema aerodinámico.....	23
1.4.3.2 Controlabilidad de salida completa del sistema aerodinámico.....	23
1.4.3.3 Observabilidad del sistema aerodinámico.....	24
<i>1.4.4 ANALISIS DE ESTABILIDAD.....</i>	<i>24</i>
1.4.4.1 Método del plano de fase.....	25
1.4.4.1.1 Métodos para encontrar las trayectorias del plano de fase.....	26
1.4.4.1.2 Clasificación de los puntos singulares.....	27
1.4.4.2 Trayectorias del sistema aerodinámico.....	28

1.4.4.2.1 Retrato de fase del sistema no lineal.....	30
1.4.4.2.2 Retrato de fase del sistema linealizado.....	32
1.4.5 RESPUESTA EN EL TIEMPO.....	34

CAPITULO 2

SISTEMA AERODINAMICO CON

COMPENSACION.....37

2.1 INTRODUCCION.....37

2.2 ANALISIS Y SIMULACION DEL SISTEMA AERODINAMICO CON REALIMENTACION UNITARIA.....38

2.3 DISEÑO DEL CONTROLADOR MEDIANTE LA UBICACION DE POLOS.....40

2.3.1 SIMULACION DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO PARA UNA SEÑAL DE REFERENCIA

R≠0.....40

2.3.2 SIMULACION DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO PARA UNA SEÑAL DE REFERENCIA

NULA.....47

2.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR PID.....49

2.4.1 SIMULACION DEL SISTEMA AERODINAMICO CON CONTROL PID.....54

CAPITULO 3

CONSTRUCCION DEL PROTOTIPO AERODINAMICO.....58

3.1 INTRODUCCION.....58

3.2 DISEÑO DEL ACCIONAMIENTO DEL ACTUADOR.....59

3.2.1 SELECCION DEL ACTUADOR.....59

3.2.2 SELECCION DEL CONVERTOR.....60

3.2.3 SELECCION DEL ELEMENTO SEMICONDUCTOR.....63

3.3 DISEÑO DE LAS FUENTES.....65

3.3.1 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION AL CHOPPER DE DC.....65

3.3.2 DISEÑO DE LAS FUENTES DE POLARIZACION.....	70
3.4 SENSOR DE POSICION.....	74
3.4.1 SELECCION DEL SENSOR DE POSICION.....	74
3.4.2 ACONDICIONAMIENTO DEL SENSOR.....	76
3.5 ALGORITMO DE CONTROL EN TIEMPO REAL.....	80
3.5.1 DISCRETIZACION DEL CONTROL PID.....	80
3.5.2 REALIMENTACION DE ESTADO.....	82
3.6 DESARROLLO DEL PROGRAMA DE CONTROL EN UN MICROCONTROLADOR.....	83
3.7 VISUALIZACION DE LOS PARAMETROS.....	89

CAPITULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS OBTENIDOS.....	93
4.1 INTRODUCCION.....	93
4.2 RESPUESTA A LA ENTRADA PASO O ESCALON.....	94
4.3 RESPUESTA A PERTURBACIONES EN EL FLUJO DE AIRE.....	96
4.4 RESPUESTA A PERTURBACIONES EN LA CARGA.....	98
4.5 VARIACION DE LAS CONSTANTES DEL CONTROL.....	100
4.6 VARIACION DE LA REFERENCIA.....	102

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	103
-------------------------------------	-----

RESUMEN

El presente proyecto de titulación consiste en el diseño, construcción y control de un prototipo aerodinámico, el mismo que está constituido por una lámina de acrílico de poco peso que constituye la planta del sistema y un ventilador con su motor de accionamiento que constituye el actuador. Como elemento sensor utilizamos un potenciómetro con respuesta lineal y baja fricción.

El proyecto consta de cinco capítulos, en el primer capítulo tratamos la modelación de cada una de las partes que constituyen el prototipo aerodinámico. Determinación del modelo a variables de estado, linealización alrededor del punto de equilibrio para realizar análisis de controlabilidad observabilidad, estabilidad y respuesta del sistema en lazo abierto.

El capítulo dos analiza todo lo referente al sistema en lazo cerrado, primeramente vemos realimentación unitaria para posteriormente diseñar dos tipos de algoritmos de control el primero utiliza los conceptos del control moderno como es el diseño por ubicación de polos o realimentación de estado; y el segundo algoritmo en estudio es el controlador proporcional – integral – derivativo (PID) que utiliza los conceptos del control clásico. Cada uno de estos algoritmos son simulados mediante las ayudas computacionales al utilizar el paquete conocido como MATLAB.

En el tercer capítulo encontramos el diseño del hardware como el acondicionamiento de la señal sensada, diseño de fuentes de polarización y diseño de un chopper de DC para el accionamiento del actuador, en este capítulo también consta el algoritmo de control implementado en el microcontrolador; y al final del capítulo tenemos la implementación de un software para la visualización de los principales parámetros del prototipo construido, este software fue implementado en LabVIEW 5.0.

Las pruebas y resultados obtenidas podemos encontrarlas en el cuarto capítulo. Terminando el proyecto con el quinto capítulo en el que constan las conclusiones y recomendaciones.

CAPITULO 1

ANALISIS MATEMATICO DEL SISTEMA AERODINAMICO

1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA PROPUESTO

En la figura 1.1 presentamos el diagrama de bloques del sistema aerodinámico propuesto, en donde podemos observar sus principales elementos.

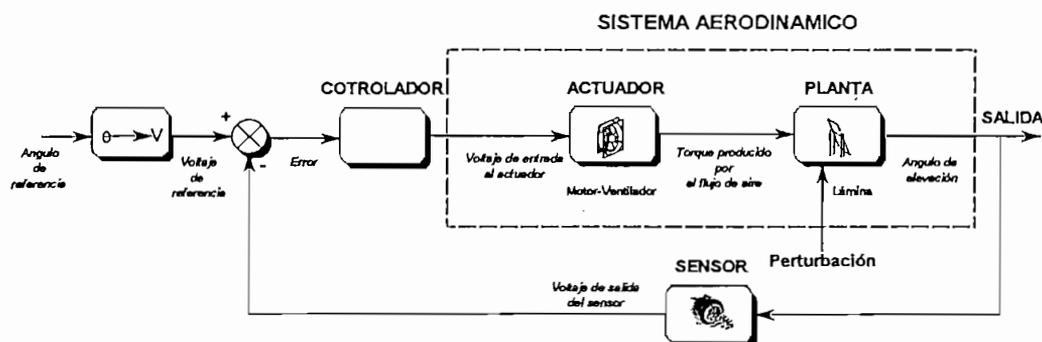


Figura 1.1 Diagrama de bloques del sistema aerodinámico

En el presente capítulo realizaremos el análisis del sistema aerodinámico propuesto en lazo abierto; es decir, analizaremos el modelo matemático del actuador y de la planta.

En capítulo siguiente analizaremos el sistema en lazo cerrado y justificaremos el tipo de control a implementarse desde el punto de vista de la calidad del sistema, para lo cual analizaremos dos tipos de control.

1.1.1 DESCRIPCIÓN FÍSICA DEL PROBLEMA

El sistema propuesto básicamente está constituido por el actuador y la planta. Adicionalmente, tenemos un elemento sensor y un controlador.

El actuador está constituido por el ventilador y el motor, y es el encargado de producir el flujo de aire suficiente para vencer la inercia de la lámina. El que nosotros emplearemos será un actuador de corriente continua, la selección de este tipo de accionamiento explicaremos en el capítulo 3.

La planta está constituida por una lámina de acrílico (de poco peso en comparación con otro tipo de material y su costo económico es accesible). Las dimensiones de la lámina son de 45 [cm] de largo, 30 [cm] de ancho y un espesor de 2 [mm], el espesor fue escogido de tal manera que la lámina presente rigidez en su forma y no sufra deformaciones en el momento de manipular la misma. En cuanto al largo y al ancho, son valores escogidos de forma aleatoria, pero teniendo en cuenta que la planta a construir debe ser compacta.

El sensor de posición que emplearemos debe cumplir con características de linealidad entre la señal de entrada y la señal de salida, por lo tanto utilizaremos un potenciómetro rotacional de variación lineal.

1.1.2 EXPLICACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA PROPUESTO

El objetivo principal del sistema es el de controlar el ángulo de elevación de la lámina que se encuentra en posición vertical; el control principal es por medio del flujo de aire sobre la lámina al variar la velocidad del ventilador. El ventilador es accionado por medio de un motor de corriente continua, por lo tanto para variar la velocidad del ventilador debemos variar el voltaje que suministramos al motor.

El ángulo de elevación mediremos por medio de un potenciómetro de baja fricción y de variación lineal, tal como manifestamos en la sección anterior.

El actuador se encuentra sobre unos rieles, con la finalidad de variar la distancia que existe entre éste y la lámina; de esta manera puede ser cambiado el retardo de transporte del aire, variando por lo tanto el parámetro a ser controlado. La distancia que existe entre el ventilador y la lámina no debe ser demasiado grande por características propias de los elementos que intervienen en la construcción del sistema y debido a que se trata de construir un sistema compacto, por lo tanto,

la máxima distancia que existirá entre el ventilador y la lámina será de 35 [cm] (medidos experimentalmente).

Además como perturbación a la carga, colocaremos unos pesos (torque externo) en la parte superior de la lámina, estos pesos pueden ser cambiados antes o durante la experimentación del control. El propósito de estos pesos es el de permitir que la lámina adquiera un ángulo de elevación adecuado, pero no mayor a 90° , al darse esta situación la lámina dará la vuelta y se perderá el control de la misma. Por lo tanto el rango permitido lo determinaremos de manera experimental.

El eje de rotación de la lámina se encuentra a 20 [cm] de su extremo superior. Con esta posición del eje de rotación obtuvimos de manera experimental el mayor rango de variación del ángulo de elevación de la lámina.

1.2 DETERMINACIÓN DE LOS MODELOS Y PARÁMETROS DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA.

La modelación es un procedimiento mediante el cual se obtiene un modelo analítico, mediante la aplicación de leyes y principios de ciencias fundamentales y de ingeniería conociendo la estructura y los componentes del sistema.

Existen diferentes clases de modelos tales como analíticos o matemáticos y físicos. Los modelos matemáticos son modelos representados por ecuaciones diferenciales, variables de estado, por una función de transferencia o por un algoritmo (numéricos). Los modelos físicos, son modelos a pequeña escala (prototipos) y generalmente encontramos en un laboratorio o en grandes proyectos. Los modelos numéricos encontramos en procesos de manufactura y robótica.

De igual manera existen diferentes métodos para la determinación del modelo de la planta; entre ellos encontramos al: directo, de redes y al variacional, que describimos brevemente a continuación:

El método directo aplica la definición de los componentes, es decir, las características dinámicas y constitutivas del elemento o componente físico a modelarse.

El método de redes, como su nombre lo indica utiliza la equivalencia de la teoría de redes eléctricas con sistemas no eléctricos. Este método de redes se aplica a sistemas lineales.

El método variacional, es una aplicación de la mecánica Lagrangiana a sistemas en general.

Debemos indicar que *la modelación moderna*, es un procedimiento mediante el cual obtenemos el modelo analítico o matemático del sistema mediante mediciones de entrada y salida las cuales tipifican el modelo de la planta y no requiere de la estructura interna ni los componentes del sistema sino que se tiene una estructura preestablecida, este tipo de modelación moderna es conocida también como *identificación del sistema*.

Con esta introducción, procedemos a la determinación de los modelos del sistema.

1.2.1 MODELO MATEMÁTICO DE LA PLANTA

Para determinar el modelo matemático de la planta, utilizaremos el método directo y para esto debemos considerar el diagrama del cuerpo libre, el mismo que ilustramos en la figura 1.2.

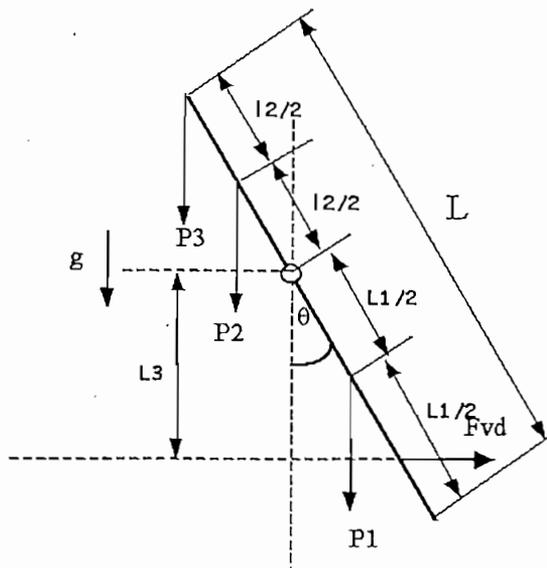


Figura 1. 2 Diagrama del cuerpo libre de la planta (lámina, vista de perfil).

Donde:

L = longitud de la lámina

l_1 = longitud del eje de rotación al extremo inferior (25 cm)

l_2 = longitud del eje de rotación al extremo superior (20 cm)

l_3 = longitud del eje de rotación a la fuerza F_{vd} (19 cm)

θ = ángulo de elevación de la lámina

F_{vd} = fuerza producida por el flujo de aire del ventilador, sobre la lámina.¹

P_1 = peso de la parte inferior de la lámina (extremo inferior – eje de rotación)

P_2 = peso de la parte superior de la lámina (extremo superior – eje de rotación)

P_3 = pesos adicionales, los mismos que se colocan en la parte superior de la lámina.

g = aceleración de la gravedad ($9.78 \text{ [m/s}^2\text{]}$)

Según el diagrama del cuerpo libre se debe cumplir la segunda ley de Newton para sistemas rotativos:

$$J\ddot{\theta} = \sum T \quad (1.1)$$

¹ Para el análisis asumimos que toda la fuerza del flujo de aire se concentra en un punto, el mismo que se encuentra a la misma altura del centro del ventilador.

Donde:

T = Torque

J = Momento de inercia de la lámina

Para la sumatoria de torques que actúan sobre la lámina, consideramos torques positivos aquellos que ayudan al movimiento cuando este es positivo, mientras los que se oponen al movimiento consideramos con signo negativo, por lo tanto:

$$\sum T = -T_1 + T_2 + T_3 + T_{F_{vd}} \quad (1.2)$$

Donde:

T_1 = Torque debido a P_1

T_2 = Torque debido a P_2

T_3 = Torque debido a P_3

$T_{F_{vd}}$ = Torque debido a F_{vd} , es decir debido al actuador.

Debemos mencionar que el torque es el producto entre la fuerza que lo produce y la distancia al eje de rotación, donde la fuerza y la distancia deben ser perpendiculares.

De la figura 1.2 se obtiene que:

$$T_1 = P_1 * \frac{l_1}{2} * \text{sen} \theta \quad (1.3)$$

$$T_2 = P_2 * \frac{l_2}{2} * \text{sen} \theta \quad (1.4)$$

$$T_3 = P_3 * l_2 * \text{sen} \theta \quad (1.5)$$

$$T_{F_{vd}} = F_{vd} * l_3 \quad (1.6)$$

Si sustituimos las Ecuaciones (1.3),(1.4) y (1.5) en (1.2), e igualando con la ecuación (1.1) tenemos que:

$$J\ddot{\theta} = -P_1 * \frac{l_1}{2} * \text{sen } \theta + P_2 * \frac{l_2}{2} * \text{sen } \theta + P_3 * l_2 * \text{sen } \theta + T_{F_{ad}} \quad (1.7)$$

$$J\ddot{\theta} = \left(-P_1 * \frac{l_1}{2} + P_2 * \frac{l_2}{2} + P_3 * l_2 \right) \text{sen } \theta + T_{F_{ad}} \quad (1.8)$$

Sea:

$$K_L = -P_1 * \frac{l_1}{2} + P_2 * \frac{l_2}{2} \quad (1.9)$$

$$K_P = P_3 * l_2 \quad (1.10)$$

Donde:

K_L = constante de la lámina

K_P = constante determinada por los pesos externos colocados en la parte superior de la lámina

Entonces, el modelo matemático general de la planta encontramos representado por la siguiente ecuación:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L + K_P}{J} * \text{sen } \theta + \frac{1}{J} * T_{F_{ad}} \quad (1.11)$$

Sin embargo es muy importante mencionar que la constante K_P , cambiará durante la experimentación de control, tal como mencionamos en la sección 1.1.2. Por lo tanto, para cada valor del peso adicional que coloquemos a la lámina tendremos una diferente expresión para el modelo de la planta; entonces, para análisis posteriores consideraremos a la planta como ideal, es decir, que $P_3=0$ y, en consecuencia $K_P=0$, por lo que el modelo de la planta lo determinamos a partir de la siguiente ecuación:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L}{J} * \text{sen } \theta + \frac{1}{J} * T_{F_{ad}} \quad (1.12)$$

1.2.1.1 Determinación de la constante de la lámina: K_L

Primeramente debemos conocer los diferentes parámetros de la lámina (pesos). Las masas tanto de la lámina como los pesos extras, se pesaron en una balanza SARTORIUS-WERKEGMBH con una precisión de 0.1 g.

Como la lámina es un cuerpo de forma rectangular y regular, consideramos que existe uniformidad en todo el cuerpo por lo tanto la masa m_1 que corresponde al peso P_1 será $5/9$ de la masa total; mientras que la masa m_2 que corresponde al peso P_2 será $4/9$ de la masa total.

Un resumen de las mediciones realizadas, presentamos en la tabla 1.1.

Parámetros de la lámina			
Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Masa Total	m_T	384.4	gr
Masa de la parte inferior de la lámina (extremo inferior – eje de rotación) $m_1 = (5/9) * m_T$	m_1	213.56	gr
Masa de la parte superior de la lámina (extremo superior – eje de rotación) $m_2 = (4/9) * m_T$	m_2	170.84	gr
Peso de la parte inferior de la lámina ⁻	P_1	2.089	N
Peso de la parte superior de la lámina ⁻	P_2	1.67	N

Tabla 1.1 Parámetros de la lámina

⁻ Para determinar el valor de los pesos consideramos que el valor de la constante de la aceleración de la gravedad es $9.78 [m/s^2]$.

Reemplazando los valores de la tabla 1.1 en la ecuación (1.9) obtenemos el valor de la constante K_L .

Por lo tanto:

$$K_L = -0.0941 \text{ [N.m]}$$

La razón por la cual resulta negativo K_L es porque el peso P_1 es mayor que el peso P_2 (ver tabla 1.1). Este signo negativo significa que K_L es un torque que se opone al movimiento positivo de la lámina.

1.2.2 MODELO MATEMÁTICO DEL ACTUADOR

Debido a que no conocemos, la estructura interna del actuador (motor más ventilador), para la modelación de mismo emplearemos el concepto de la modelación moderna (identificación del sistema), este concepto lo mencionamos en la sección 1.2.

Por lo tanto, de acuerdo con la figura 1.1 debemos encontrar una relación entre el torque que produce el flujo de aire sobre la lámina (salida del actuador) y el voltaje de entrada al actuador.

En consecuencia debemos tomar mediciones tanto de la entrada como la salida del actuador. Pero como no contamos con un instrumento de medida para determinar la salida del actuador (torque), tomaremos mediciones del ángulo de elevación de la lámina y posteriormente encontraremos una relación que permita conocer el valor del torque producido por el flujo de aire a partir del ángulo de elevación.

En la tabla 1.2 ilustramos los datos experimentales tomados del ángulo de elevación, para diferentes valores de: voltaje de entrada al actuador y una distancia de 25 [cm] entre la lámina y el actuador. Es muy importante mencionar que los datos tomados son para una planta ideal, como explicamos en la sección 1.2.1.

P3=0 [N]		
V	I	θ [°]
[V]	[A]	d= 25 cm
6,04	0,17	8
7,9	0,26	11
9,9	0,35	15
12	0,44	18
13,7	0,5	21

Tabla 1.2 Mediciones experimentales

Para determinar la relación que existe entre el ángulo de elevación y el torque (T_{Fvd}), partiremos del modelo matemático de la planta (lámina). Nosotros sabemos según la figura 1.1 que la entrada a la planta es el torque y que la salida de la misma es el ángulo de elevación; por lo tanto igualando la ecuación (1.12) a cero (condición de equilibrio de la planta ideal, aceleración angular nula) encontramos una relación entre el ángulo de elevación y el torque.

La ecuación (1.12) dice que:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L}{J} * \text{sen } \theta + \frac{1}{J} * T_{Fvd}$$

Igualando a cero tenemos que el torque es:

$$T_{Fvd_e} = -K_L * \text{sen } \theta_e \quad (1.13)$$

En donde los subíndices e indican condiciones de equilibrio.

Sustituyendo el valor de K_L determinado en la sección anterior; y recordando que el análisis es para una planta ideal (sin perturbaciones $K_p=0$), tenemos:

$$T_{Fvd_e} = 0.0941 * \text{sen } \theta_e \quad (1.14)$$

Simplemente por conocer la ecuación general de la ecuación (1.14), debido a las perturbaciones partiremos de la ecuación (1.11), e igualando esta a cero tenemos que el torque T_{FVde} es:

$$T_{FVde} = -(K_L + K_p) * \text{sen } \theta_e$$

Según la tabla 1.2 para una distancia constante, al variar el voltaje de entrada al actuador variamos el ángulo de elevación.

Sustituyendo los valores de la tabla 1.2 del ángulo de elevación para una distancia constante (25 [cm]) en la ecuación (1.13), obtenemos los valores del torque producido por el flujo de aire sobre la lámina en condiciones de equilibrio en función del voltaje de entrada al actuador.

V [V]	T_{FVde} [N.m]
6,04	0,0131
7,9	0,0180
9,9	0,0244
12	0,0291
13,7	0,0337

Tabla 1.3

Para encontrar la relación matemática que existe entre estos dos parámetros procedemos a graficar los resultados obtenidos en la tabla 1.3, dando como resultado la siguiente gráfica:

Voltaje de entrada al actuador vs TFvd

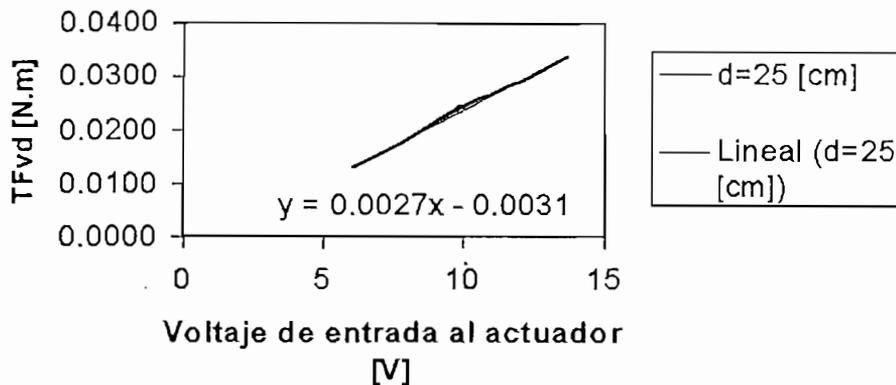


Gráfico 1.1 Respuesta del torque T_{Fvd} al variar el voltaje de entrada al actuador desde 6[V] hasta 14[V]

Con estos datos, y haciendo regresión lineal se tiene que:

$$T_{Fvd} = 0.0027 * V_{ina} - 0.0031 \quad [Nm]$$

La ecuación anterior tiene la forma $mx+b$, la misma que constituye la ecuación de la recta del gráfico 1.1. Supondremos $b=0$, porque el modelo a determinarse es alrededor del punto de operación, es decir, obtendremos el valor de pendiente que relaciona a la entrada con la salida del actuador, en las proximidades del punto de operación.

Por lo tanto:

$$T_{Fvd} = 0.0027 * V_{ina} \quad [Nm] \quad (1.15)$$

Donde:

V_{ina} = voltaje de entrada al actuador

La ecuación (1.15) representa el modelo matemático del actuador en condiciones de equilibrio.

1.3 MODELO MATEMÁTICO DEL SISTEMA AERODINÁMICO PROPUESTO

Para el análisis del modelo del sistema aerodinámico consideremos la figura 1.3, en donde podemos observar que la variable de entrada al sistema es el voltaje proporcionado por el controlador y la salida del sistema es el ángulo de elevación.

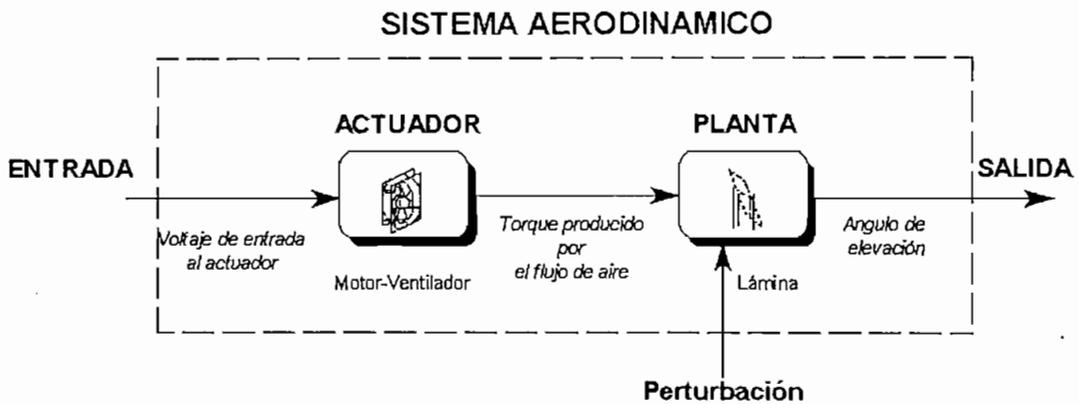


Figura 1.3 Sistema Aerodinámico

A partir de la ecuación (1.11) y la ecuación (1.15), que corresponden a los modelos de la planta y del actuador respectivamente, podemos determinar el modelo matemático del sistema aerodinámico propuesto.

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L + K_P}{J} * \text{sen } \theta + \frac{1}{J} * T_{F_{ad}}$$

$$T_{F_{ad}} = 0.0027 * V_{ina} \quad [N.m]$$

Al sustituir la segunda expresión en la primera se tiene:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L + K_P}{J} * \text{sen } \theta + \frac{0.0027}{J} * V_{ina} \quad (1.16)$$

La señal de control V_{ina} es proporcionado por el controlador del sistema, el mismo que analizaremos en el siguiente capítulo y su algoritmo es implementado en el capítulo 3.

La ecuación (1.16) representa la dinámica del sistema aerodinámico con perturbaciones.

Si no consideramos las perturbaciones ($K_p=0$), la ecuación que representa la dinámica del sistema escribimos a continuación:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L}{J} * \text{sen} \theta + \frac{0.0027}{J} * V_{ina} \quad (1.17)$$

1.3.1 REPRESENTACIÓN A VARIABLES DE ESTADO

Sea el vector de estado del sistema:

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

Entonces el sistema no lineal aerodinámico expresado a variables de estado, es el siguiente:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{K_L + K_P}{J} * \text{sen} x_1 + \frac{0.0027}{J} * V_{ina} \end{aligned} \quad (1.18)$$

Si no existen perturbaciones el sistema no lineal aerodinámico expresado a variables de estado es:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{K_L}{J} * \text{sen} x_1 + \frac{0.0027}{J} * V_{ina} \end{aligned} \quad (1.19)$$

1.4 ANÁLISIS DEL SISTEMA SIN COMPENSAR

1.4.1 PUNTOS DE EQUILIBRIO DEL SISTEMA

1.4.1.1 Definiciones Básicas

Estado de equilibrio

Sea el sistema:

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (1.20)$$

donde x es un vector de estado, \dot{x} es la derivada con respecto al tiempo de x y $f(x, t)$ es un vector n dimensional.

Para el sistema de la ecuación (1.20) a un estado x_e donde:

$$f(x_e, t) = 0 \quad \forall t \quad (1.21)$$

Se denomina estado de equilibrio (punto de equilibrio) del sistema, es decir x_e , si es solución de la ecuación (1.20).

La determinación de los estados de equilibrio involucra la solución de la ecuación (1.21) y no la solución del sistema de ecuaciones diferencial del sistema de la ecuación (1.20).

Con este conocimiento teórico procedemos a la determinación de los puntos de equilibrio del sistema. Realizaremos un análisis para el sistema con perturbación y otro para el sistema sin perturbación (ideal).

1.4.1.2 Puntos de equilibrio del sistema aerodinámico sin perturbaciones

Aplicando la definición de estado de equilibrio, al sistema no lineal aerodinámico expresado a variables de estado ecuación (1.19), para una señal de control igual a cero se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 = x_2 \Big|_{x_e} &= 0 \\ x_{2e} &= 0 \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$\dot{x}_2 = \left(\frac{K_L}{J} * \text{sen } x_1 + \frac{0.0027}{J} * V_{ina} \right) \Big|_{x_e} = 0$$

$$\text{sen } x_{1e} = -\frac{0.0027}{K_L} * V_{ina} \quad (1.23)$$

En la sección 1.1.2, mencionamos que la lámina se encuentra en posición vertical, es decir, con un ángulo de elevación nulo (condición inicial); además mencionamos que el ángulo máximo que tendremos será menor a 90°. Por lo tanto tenemos que:

$$0 \leq \text{sen } x_{1e} < 1$$

Resolviendo la ecuación (1.23) para el caso más crítico de la expresión anterior

$$-\frac{0.0027}{K_L} * V_{ina} = 1$$

obtenemos que:

$$V_{ina} = 34.85 \text{ [V]}$$

Por lo tanto el voltaje de entrada al actuador debe ser menor a 34.85 [V] para cumplir con las condiciones del ángulo de elevación mencionadas anteriormente.

Por las características eléctricas del actuador, para su correcto funcionamiento el voltaje de entrada a éste debe encontrarse entre 6 y 14 voltios (valor mínimo y máximo respectivamente), estos valores son menores a 34.85 [V], en consecuencia tenemos que:

$$6 \leq V_{ina} \leq 14 \text{ [V]}$$

De acuerdo con la condición anterior, tenemos que la posición de equilibrio del ángulo de elevación (x_{1e}) posee un valor máximo y un valor mínimo. Estos valores los determinamos al sustituir los valores límites de la condición anterior, en la ecuación (1.23), con lo que obtenemos:

$$9.91^\circ \leq x_{1e} < 23.7^\circ$$

Como un ejemplo, si escogemos:

$$x_{1e} = 17^\circ$$

Para una condición inicial de 17° tenemos que el voltaje de entrada al actuador V_{ina} es de 10.2 [V] según la ecuación (1.23).

Por lo tanto el estado de equilibrio del sistema aerodinámico no lineal para este ejemplo es:

$$\underline{x_e} = \begin{bmatrix} x_{1e} \\ x_{2e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 17 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

1.4.1.3 Puntos de equilibrio del sistema aerodinámico con perturbaciones

En este caso, aplicamos la definición de estado de equilibrio a la ecuación (1.18) que representa el modelo no lineal del sistema aerodinámico expresado a variables de estado con perturbación, para una señal de control nula tenemos:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 = x_2 \Big|_{x_e} &= 0 \\ x_{2e} &= 0 \end{aligned} \quad (1.25)$$

$$\dot{x}_2 = \left(\frac{K_L + K_P}{J} * \text{sen} x_1 + \frac{0.0027}{J} * V_{ina} \right) \Big|_{x_e} = 0$$

$$\text{sen} x_{1e} = -\frac{0.0027}{K_L + K_P} * V_{ina} \quad (1.26)$$

El efecto de variar K_P , según la ecuación (1.26) es el de tener posiciones de equilibrio positivas y negativas. Las posiciones de equilibrio (x_{1e}) negativas resulta cuando en valor absoluto K_P es mayor que el valor absoluto de K_L , en caso contrario las posiciones de equilibrio son positivas.

Según mencionamos en la sección 1.1.2 tenemos que:

$$0 \leq \text{sen} x_{1e} < 1$$

Resolviendo la ecuación (1.26) para el caso más crítico de la expresión anterior tenemos:

$$-\frac{0.0027}{K_L + K_P} * V_{ina} = 1$$

y reemplazando el valor de K_L determinado en la sección 1.2.1.1 en la ecuación anterior tenemos:

$$K_P = 0.0941 - 0.0027 * V_{ina} \quad (1.27)$$

El valor crítico de K_P obtenemos cuando $V_{ina} = 14$ [V] (valor máximo de voltaje permitido por el actuador), reemplazando este valor en la ecuación (1.27) tenemos que:

$$K_{Peritico} = 0.0563 \text{ [N.m]} \quad (1.28)$$

Por lo tanto los valores de K_P deben ser menores al crítico. Entonces, el valor máximo de peso adicional que debemos colocar a la lámina (P_3) es:

$$P_3 = 0.28 \text{ [N]} \text{ ó } m_3 = 28.78 \text{ [gr]}$$

El valor de P_3 lo determinamos reemplazando el valor de K_P en la ecuación (1.10) y el valor de su masa lo encontramos simplemente al dividir el peso para el valor de la constante de gravedad ($9.78 \text{ [m/s}^2\text{]}$).

La ecuación (1.26) es función del voltaje de entrada al actuador y del valor que tenga K_P , por lo tanto el valor del punto de equilibrio x_{1e} dependerá de estos valores.

Entonces el mínimo valor de x_{1e} tenemos cuando $K_P=0$ y $V_{ina}=6 \text{ [V]}$, en cambio el valor máximo obtenemos cuando $K_P=0.0563 \text{ [N.m]}$ y $V_{ina}=14 \text{ [V]}$. Reemplazando estos valores en la ecuación (1.26) obtenemos:

$$9.91^\circ \leq x_{1e} < 90^\circ$$

Por lo tanto al colocar los pesos adicionales a la lámina (perturbaciones) extendemos el rango del punto de equilibrio.

Como un ejemplo, si escogemos $K_P=0.03 \text{ [N.m]}$ y $V_{ina}=10.2 \text{ [V]}$ tenemos que el punto de equilibrio según la ecuación (1.26) es:

$$x_{1e}=25.5^\circ$$

Por lo tanto para este ejemplo tenemos que el estado de equilibrio del sistema no lineal aerodinámico es:

$$\underline{x_e} = \begin{bmatrix} x_{1e} \\ x_{2e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 25.5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

1.4.2 LINEALIZACIÓN

El objetivo de linealizar un sistema es por la facilidad que se tiene al aplicar las numerosas herramientas de análisis de sistemas lineales invariantes en el tiempo, para obtener información sobre el comportamiento del sistema, tales como análisis de estabilidad, controlabilidad, observabilidad, etc.

Sea el sistema no lineal:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (1.29)$$

Donde:

x = vector de estado $n \times 1$

u = vector de entrada $r \times 1$

Si la condición normal de operación corresponde a (x_e, u_e) , entonces la ecuación (1.29) puede ser expandida en serie de Taylor alrededor del punto de operación, así:

$$\begin{aligned} \dot{x} = & f(x_e, u_e) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_e} (x-x_e) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f}{dx^2} \right|_{x=x_e} (x-x_e)^2 + \dots \\ & + \left. \frac{df}{du} \right|_{u=u_e} (u-u_e) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f}{du^2} \right|_{u=u_e} (u-u_e)^2 + \dots \end{aligned} \quad (1.30)$$

Si asumimos una pequeña variación de x alrededor del punto de operación x_e , entonces podemos despreciar los términos de orden superior de la serie de Taylor, por lo tanto la ecuación (1.30) puede escribirse como:

$$\dot{x} = \dot{x}_e + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_e} (x-x_e) + \left. \frac{df}{du} \right|_{u=u_e} (u-u_e) \quad (1.31)$$

Donde:

$$\dot{x}_e = f(x_e, u_e) \text{ de acuerdo a la ecuación (1.29).}$$

Sea:

$$\Delta \dot{x} = \dot{x} - \dot{x}_e$$

$$\Delta x = x - x_e$$

$$\Delta u = u - u_e$$

Entonces la ecuación (1.31) puede escribirse como:

$$\Delta \dot{x} = \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_e} * \Delta x + \left. \frac{df}{du} \right|_{u=u_e} * \Delta u \quad (1.32)$$

La ecuación (1.32) representa el modelo matemático lineal del sistema no lineal dado por la ecuación (1.29).

La forma general de un sistema lineal con n estados y r entradas viene dado por la siguiente expresión:

$$\dot{x} = A * x + B * u \quad (1.33)$$

Donde:

$$A = [a_{ij}] = \left[\left. \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right] \right|_{x_e} \quad i, j = 1, 2, \dots, n$$

$$B = [b_{ij}] = \left[\left. \frac{\partial f_i}{\partial u_j} \right] \right|_{u_e} \quad i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, \dots, r$$

1.4.2.1 Linealización del Sistema Aerodinámico

De aquí en adelante consideraremos el modelo a variables de estado del sistema aerodinámico no lineal ideal (sin perturbaciones), es decir, consideraremos el modelo expresado por la ecuación (1.19).

De acuerdo con la información teórica mencionada anteriormente para la linealización del sistema igualaremos los segundos miembros de la ecuación (1.19) a f_1 y f_2 respectivamente:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}_{x_e}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix}_{x_e} \quad \text{Donde: } u = V_{inc}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{K_L}{J} * \cos x_{1e} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{0.0027}{J} \end{bmatrix}$$

Donde:

$$J = \frac{189}{2187} m_T * L^2 \quad ^2$$

$$J = 0.006727 \text{ [kg.m}^2\text{]}$$

Sustituyendo los respectivos valores de K_L y J así como el valor del estado de equilibrio obtenido en el ejemplo del numeral a) de la sección 1.4.1.2 tenemos:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -13.4 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix}$$

El sistema aerodinámico linealizado alrededor del punto de equilibrio será:

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -13.4 & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix} u \quad (1.34)$$

² Ver Anexo A

1.4.3 CONTROLABILIDAD Y OBSERVABILIDAD

1.4.3.1 Controlabilidad de Estado Completo del Sistema Aerodinámico

“Se dice que un sistema es controlable en t_0 si es posible transferir un sistema por medio de un vector de control no restringido, desde cualquier estado inicial $x(t_0)$ a cualquier otro estado en un intervalo de tiempo finito.” [1]

Un sistema es de estado completamente controlable, si y solo si la matriz $M_c = [B \ AB \ \dots \ A^{n-1}B]$ es de rango n .

$$M_c = [B \ AB] = \begin{bmatrix} 0 & 0.4 \\ 0.4 & 0 \end{bmatrix}$$

Donde:

M_c = matriz de controlabilidad de estado completo

El rango de la matriz M_c es 2, en consecuencia el sistema aerodinámico es controlable de estado completo.

1.4.3.2 Controlabilidad de Salida Completa del Sistema Aerodinámico

“Se dice que un sistema es de salida completamente controlable si es posible transferir un sistema por medio de un vector de control no restringido, desde cualquier salida inicial $y(t_0)$ a cualquier salida final $y(t_1)$ en un intervalo de tiempo finito $t_0 \leq t \leq t_1$.” [2]

El sistema es controlable de salida completa si y sólo si la matriz $M_{csc} = [CB \ CAB \ \dots \ CA^{n-1}B]$ es de rango m .

$$M_{csc} = [CB \ CAB] = [0 \ 0.4]$$

Donde:

M_{csc} = matriz de controlabilidad de salida completa

El rango de la matriz M_{csc} es 1; por lo tanto, el sistema aerodinámico es controlable de salida completa.

1.4.3.3 Observabilidad del Sistema Aerodinámico

"Se dice que un sistema es observable en el tiempo t_0 si, con el sistema en el estado $x(t_0)$, es posible determinar este estado partiendo de la observación de la salida durante un intervalo de tiempo finito". [3]

Este concepto de observabilidad es muy importante cuando se requiere reconstruir variables de estado no medibles, a partir de las medibles en el espacio mínimo de tiempo posible.

El sistema es observable completamente si y sólo si la matriz $M_o = [C^T \quad A^T C^T \quad \dots \quad (A^T)^{n-1} C^T]$ es de rango n .

$$M_o = [C^T \quad A^T C^T] = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Donde:

M_o = matriz de observabilidad

El sistema aerodinámico es completamente observable, debido a que el rango de la matriz M_o es 2.

1.4.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Existen varios métodos para el estudio de estabilidad de sistemas no lineales, tal como el *Método de la Función Descriptiva*, *Método del Plano de Fase* y el *segundo método de Liapunov*.

El método de la Función Descriptiva, analiza la estabilidad de sistemas de cualquier orden, pero no tiene una información exacta sobre la respuesta temporal del sistema.

En cambio, *el método del Plano de Fase* da información tanto de estabilidad como de la respuesta temporal del sistema, pero el análisis se limita sólo para sistemas de primer y segundo orden.

El segundo método de Liapunov, puede ser aplicado para el análisis de estabilidad de cualquier sistema no lineal, pero la dificultad que presenta es en encontrar las funciones de Liapunov para sistemas complejos.

El análisis de estabilidad del sistema aerodinámico será mediante el método del plano de fase, debido a que éste nos brinda información sobre estabilidad y a su vez la respuesta del sistema en el tiempo. Como nuestro sistema en estudio es de segundo orden, entonces no se tiene ninguna restricción en emplear éste método.

1.4.4.1 Método del plano de fase

El diagrama del plano de fase de un sistema es una familia de trayectorias (curvas) que describe la respuesta dinámica del sistema para todas las condiciones iniciales posibles.

Es muy importante señalar que las trayectorias son curvas que no se cortan, es decir, por un punto del plano de fase pasa una y solo una trayectoria, excepto en los puntos singulares.

El método del plano de fase, resuelve las ecuaciones diferenciales de primer orden siguientes:

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, x_2) \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1, x_2) \end{aligned} \quad (1.35)$$

donde $f_1(x_1, x_2)$ y $f_2(x_1, x_2)$ son funciones lineales o no lineales de las variables x_1 y x_2 , respectivamente. El plano determinado por las coordenadas rectangulares x_1 y x_2 , se denomina *plano de fase*.

1.4.4.1.1 Métodos para construir las trayectorias del plano de fase

Existen varios métodos para la construcción de las trayectorias, entre ellos tenemos a los analíticos y gráficos.

Uno de los métodos analíticos para la construcción de las trayectorias consiste en integrar la siguiente ecuación:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{f_2(x_1, x_2)}{f_1(x_1, x_2)} \quad (1.36)$$

Encontrando de esta manera una relación entre x_1 y x_2 , para realizar directamente la gráfica de la trayectoria.

El método gráfico se caracteriza porque no tiene que resolver las ecuaciones diferenciales que representan al sistema. Uno de estos métodos mencionamos a continuación:

Método de las isoclinas

Isóclina, es una curva sobre la cual todas las trayectorias tienen igual pendiente, es decir:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = S = \text{constante} \quad (1.37)$$

Entonces, el método de las isoclinas es aplicable a la ecuación (1.36), por lo tanto, igualando la ecuación (1.36) y la ecuación (1.37), tenemos que:

$$f_2(x_1, x_2) = S^* f_1(x_1, x_2) \quad (1.38)$$

Para diferentes valores de S , se pueden trazar sus isoclinas correspondientes, entonces podemos obtener las direcciones del campo de tangentes a las trayectorias.

1.4.4.1.2 Clasificación de los puntos singulares

Los puntos singulares son puntos de equilibrio. Para los sistemas lineales, la característica de las trayectorias se encuentran determinadas por la ubicación de las raíces de la ecuación característica del sistema.

Sea la ecuación diferencial de segundo orden del sistema lineal:

$$\ddot{x} + a\dot{x} + bx = 0 \quad (1.39)$$

La solución de la ecuación anterior es determinada por las dos raíces λ_1 y λ_2 de la siguiente ecuación característica del sistema:

$$\lambda^2 + a\lambda + b = 0 \quad (1.40)$$

En donde a y b son constantes y $b \neq 0$. La ubicación de λ_1 y λ_2 dentro del plano complejo determina la característica del punto singular. Se tienen los siguientes seis casos:

- a) λ_1 y λ_2 son complejas conjugadas y están en el semiplano izquierdo.
- b) λ_1 y λ_2 son complejas conjugadas y están en el semiplano derecho.
- c) λ_1 y λ_2 son reales y están en el semiplano izquierdo.
- d) λ_1 y λ_2 son reales y están en el semiplano derecho.
- e) λ_1 y λ_2 son complejas conjugadas y están sobre el eje jw .

f) λ_1 y λ_2 son reales; λ_1 está en el semiplano izquierdo y λ_2 en el semiplano derecho.

Para el caso a) y c) el sistema es estable, por lo tanto la curva de respuesta es una trayectoria que empieza en cualquier condición inicial y converge al punto de equilibrio.

Para el caso b) y d) el sistema es inestable, por lo tanto la curva de respuesta es una trayectoria que empieza en cualquier condición inicial y diverge al infinito.

Si las raíces se encuentran sobre el eje jw , el sistema es puramente oscilatorio, por lo tanto la trayectoria es una curva cerrada sobre sí misma, es decir, que empieza en cualquier condición inicial y regresa a dicha condición después de un determinado tiempo.

Para el caso f) el sistema posee trayectorias particulares que separan al plano de fase en sectores de movimiento distinto. Estas trayectorias se denominan separatrices. En general el sistema es inestable.

Las gráficas del plano de fase de cada uno de los casos anteriores, podemos observar en la tabla 1.4, las mismas que se encuentran asociados con sus respectivos puntos singulares y nombres.

1.4.4.2 Trayectorias del Sistema Aerodinámico

Para la construcción de las trayectorias del sistema aerodinámico, empleamos un paquete computacional [4], el mismo que nos permite graficar las trayectorias en el plano de fase tanto de sistemas lineales como no lineales. Este software nos evita el desarrollo matemático o analítico y gráfico, en la construcción de las trayectorias; ahorrándonos de esta manera tiempo.

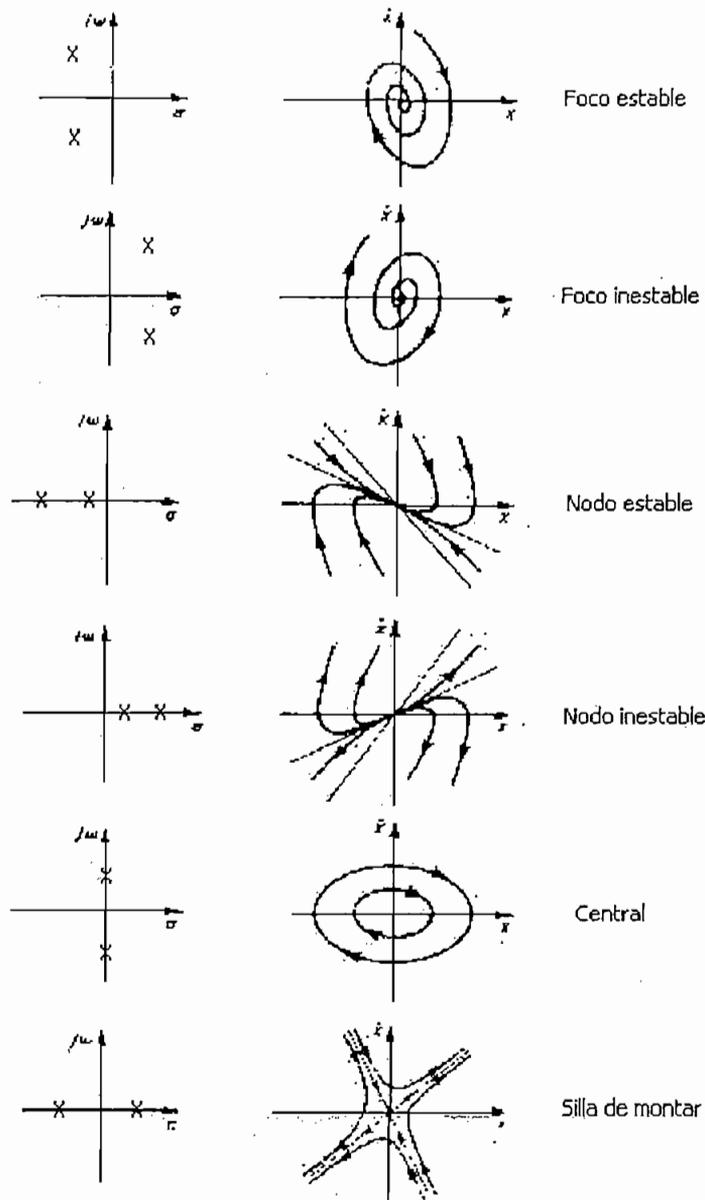


Tabla 1.4 Puntos singulares (Tomado de [5])

Debido a las facilidades que brinda el software (TRAYFAS) empleado en la construcción de las trayectorias, realizaremos el retrato de fase tanto para el sistema no lineal, como para el sistema linealizado.

En el programa digital TRAYFAS, debemos escoger la opción 2 del menú principal, es decir la opción ecuaciones de estado. A continuación seleccionar

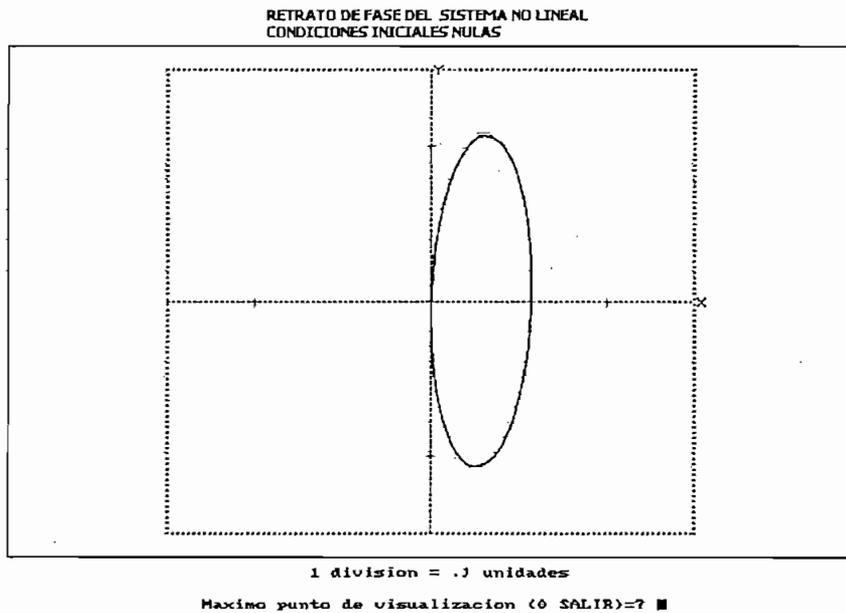
sistemas lineales o sistemas no lineales según sea el caso y a continuación escoger nuevos datos, posteriormente el orden del sistema, luego se debe ingresar los datos como se indica en el programa y finalmente el número de trayectorias y sus respectivas condiciones iniciales. Para un mejor manejo del programa digital referirse a [6].

1.4.4.2.1 Retrato de fase del sistema no lineal

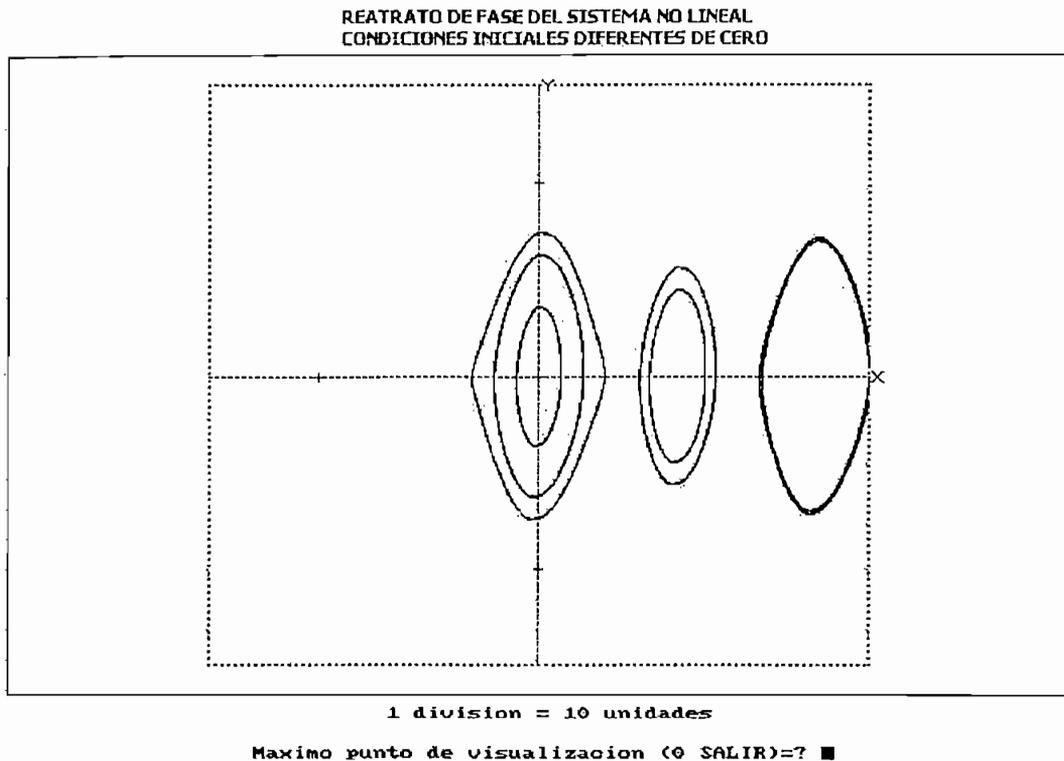
El sistema que analizaremos es el determinado por la ecuación (1.19)

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{K_L}{J} * \text{sen } x_1 + \frac{0.0027}{J} * V_{ina}\end{aligned}$$

Las trayectorias descrita por la ecuación no lineal anterior presentamos en la figura 1.4.



a)



b)

Figura 1.4 Retrato de fase del sistema no lineal. a) Condiciones iniciales nulas
b) Condiciones iniciales diferente de cero

Para condiciones inicial nulas, podemos decir que se trata de un tipo de singularidad centro (figura 1.4a). Por lo tanto, la respuesta del sistema será oscilatorio.

Los sistemas no lineales pueden tener uno o más puntos singulares, de los ilustrados en la tabla 1.4, por lo tanto, no se tiene una clasificación de sus retratos de fase (figura 1.4b), pero podemos observar que para ciertas condiciones iniciales tenemos un tipo de singularidad centro.

La existencia de diferentes puntos singulares en la figura 1.4b como mencionamos anteriormente es debido a no linealidades, en nuestro modelo estas no linealidades debemos a la presencia de la función sen . La distancia que existe entre el segundo y el primer punto singular es de 6.5 grados (obtenidos gráficamente), esto puede explicarse físicamente como: al existir condiciones

iniciales (*c.i.*) elevadas, la lámina gira una vuelta completa o más, según el valor de las *c.i.*, al ocurrir esto la lámina no llega al punto de equilibrio anterior.

1.4.4.2 Retrato de fase del sistema linealizado

El sistema aerodinámico linealizado está representado por la ecuación (1.34). Es decir por:

$$\underline{\dot{X}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -13.4 & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix} u$$

Antes de proceder a realizar la construcción de las trayectorias, es conveniente que determinemos las raíces de la ecuación característica del sistema, con el objetivo de obtener una información previa del tipo de singularidad y de la gráfica del plano de fase.

La ecuación característica del sistema determinamos de la siguiente manera:

$$P(\lambda) = \det(\lambda I - A) \quad (1.41)$$

Donde:

$P(\lambda)$ = ecuación característica del sistema

I = matriz de identidad

A = matriz $n \times n$.

Por lo tanto la ecuación característica resulta:

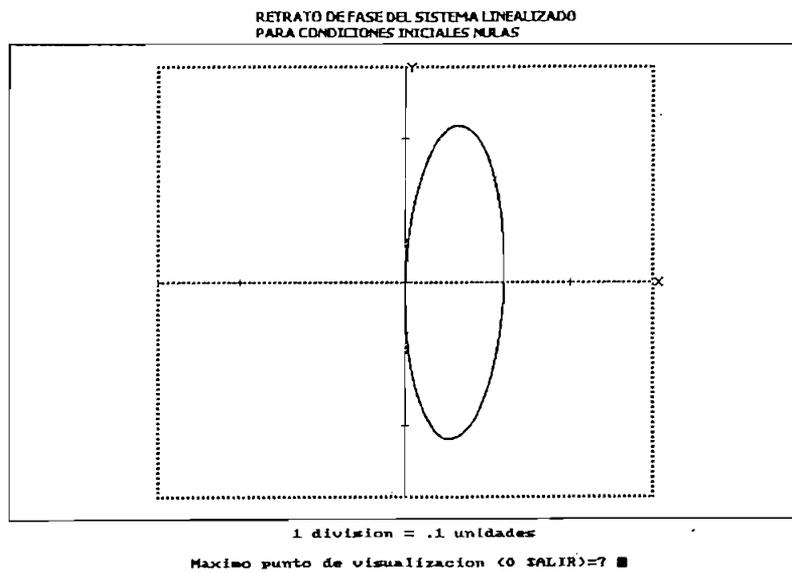
$$P(\lambda) = \lambda^2 + 13.4 \quad (1.42)$$

Las raíces de la ecuación (1.42) son:

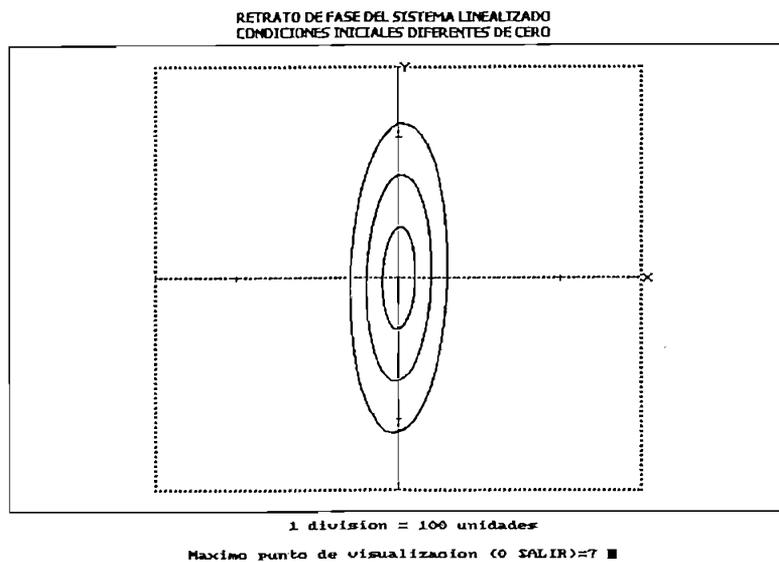
$$\lambda_{1,2} = \pm j3.66$$

Entonces, de acuerdo con la teoría de la clasificación de los puntos singulares nos encontramos en el caso que las raíces son conjugadas sobre el eje $j\omega$, entonces el retraso de fase resultará una curva cerrada sobre sí misma.

El retrato de fase del sistema linealizado de segundo orden, obtenido mediante el programa digital TRAYFAS, mostramos en la figura 1.5.



a)



b)

Figura 1.5 Retrato de fase del sistema linealizado. a) Condiciones iniciales nulas
b) Condiciones iniciales diferentes de cero

El resultado obtenido del retrato de fase fue el previsto teóricamente, por lo tanto la respuesta temporal del sistema es puramente oscilatorio. De acuerdo con la gráfica obtenida el tipo de singularidad que presenta el sistema es CENTRAL (tabla 1.4).

1.4.5 RESPUESTA EN EL TIEMPO

Para analizar la respuesta en el tiempo del sistema propuesto, partiremos de las ecuaciones de estado del sistema linealizado, ecuación (1.34).

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -13.4 & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix} u$$

Para conocer la respuesta en el tiempo del sistema de la ecuación (1.34), a una entrada paso de amplitud uno, utilizamos el paquete computacional MATLAB. En donde debemos digitar el siguiente texto:

```

» A=[0 1;-13.4 0];
» B=[0;0.4];
» C=[1 0];
» D=[0];
» t=0:0.01:10;
» u=ones(size(t));
» lsim(A,B,C,D,u,t)

```

El comando *ones*, nos permite tener una matriz de unos del mismo tamaño que la matriz *t*. Si se desea cambiar la amplitud de la entrada paso, simplemente multiplicamos por la amplitud deseada.

El comando *lsim*, permite simular el tiempo de respuesta del sistema para cualquier entrada.

El resultado obtenido en MATLAB podemos observar en la figura 1.6.

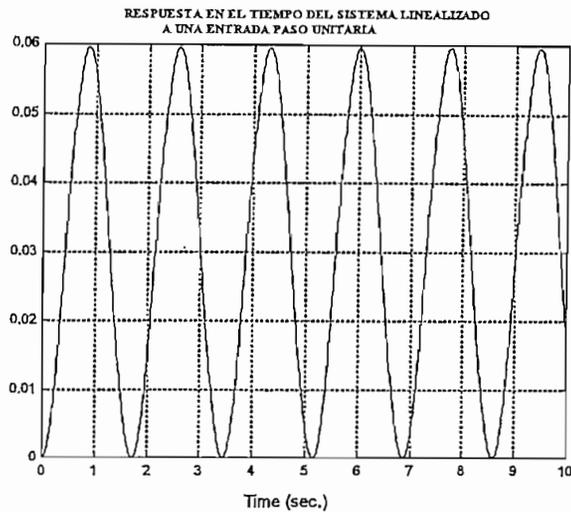


Figura 1.6. Respuesta del sistema aerodinámico linealizado

Como podemos observar la respuesta del sistema es puramente oscilatoria, tal como lo manifestamos anteriormente, esto se debe a que las raíces de la ecuación característica del sistema son conjugadas y no tienen parte real.

Otra alternativa para observar la respuesta en el tiempo del sistema, es la utilización de la herramienta SIMULIK que se encuentra en MATLAB. En donde debemos implementar el circuito de la figura 1.7.

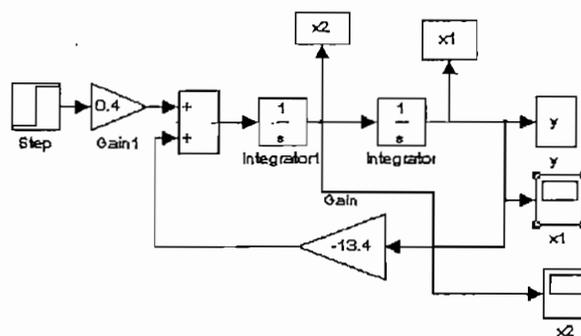


Figura 1.7. Modelo matemático del sistema aerodinámico implementado en Simulink, con una entrada paso.

El gráfico de la respuesta en el tiempo a una entrada paso por este método, es la misma de la figura 1.6.

Por lo tanto, debido al comportamiento oscilatorio del sistema en el capítulo siguiente realizaremos un análisis del sistema en lazo cerrado, con el fin de conocer si el sistema requiere algún tipo de controlador.

CAPITULO 2

SISTEMA AERODINAMICO CON COMPENSACION

2.1 INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo tratamos sobre el análisis y simulación del sistema de control en lazo cerrado. Para su diseño primeramente realizamos un análisis de la respuesta con realimentación unitaria.

En cuanto a la selección del compensador, podemos decir que existen diversos algoritmos de control basados en la teoría de control convencional y en la teoría de control moderna.

El control convencional considera importantes las señales de entrada, salida y la del error; el análisis y diseño del sistema de control es a partir de la función de transferencia, junto con una serie de técnicas semigráficas como el lugar geométrico de las raíces y el diagrama de Bode. La desventaja de este tipo de diseño es que solo lo aplicamos a sistemas lineales invariantes en el tiempo, con una entrada y con una salida. Además el diseño de sistemas de control con la teoría convencional se basa en procedimientos de prueba y corrección, que en general no producen sistemas óptimos de control y tomando en consideración factores como tiempo de establecimiento, máximo sobreimpulso, error en estado estable si el análisis de la respuesta del sistema es en el dominio del tiempo; en cambio, si el análisis de la respuesta es en el dominio de la frecuencia se

consideran factores como el margen de fase, margen de ganancia, valor pico de resonancia o ancho de banda.

En cambio, en el diseño mediante la teoría de control moderna (por medio de los métodos en el espacio de estado), el ingeniero puede escoger sistemas con los polos deseados en lazo cerrado o sistemas de control óptimo respecto a índices determinados de desempeño. Estas son unas de las ventajas del control moderno con lo que se eliminan los cálculos tediosos.

Otra ventaja muy importante del control moderno es la libre elección que tenemos al escoger las variables de estado, es decir podemos elegir aquellas variables que no representen necesariamente magnitudes físicas del sistema o que no son medibles ni observables.

Dentro de las técnicas de diseño convencional de sistemas de control o control clásico nosotros analizaremos *el controlador PID (proporcional – integral – derivativo)*, por su versatilidad.

El método que nosotros analizaremos empleando la teoría de control moderna es *el diseño mediante la ubicación de polos* con realimentación de estado, para lo que el sistema debe ser de estado completamente controlable y observable.

2.2 ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DEL SISTEMA AERODINÁMICO CON REALIMENTACIÓN UNITARIA

La realimentación unitaria permite obtener la calidad mediante la respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado a una entrada (por ejemplo una señal paso de amplitud uno), este análisis es importante antes de proceder a diseñar el compensador (controlador) del sistema, debido a que dependiendo de esta respuesta determinaremos si es o no necesario introducir el controlador o compensador en el sistema aerodinámico.

Para determinar la respuesta del sistema utilizamos una de las herramientas del MATLAB conocida como SIMULINK, el mismo que permite realizar la simulación de diferentes tipos de sistemas; para la simulación no se consideran las perturbaciones incluidas en el desarrollo teórico del capítulo 1.

El sistema implementado en SIMULINK lo observamos en la figura 2.1:

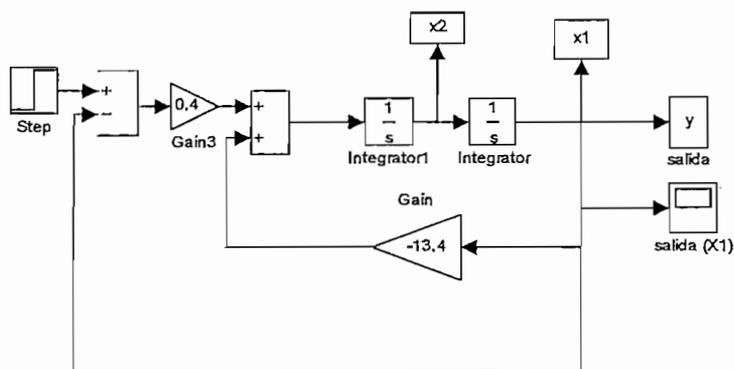


Figura 2.1 Sistema Aerodinámico con realimentación unitaria

Al realizar la simulación del sistema presentado en la figura 2.1, obtenemos que la respuesta es oscilatoria (figura 2.2), en consecuencia, no sigue a la señal de entrada, por lo tanto debemos insertar un compensador para cumplir con las especificaciones requeridas de diseño que las señalaremos posteriormente.

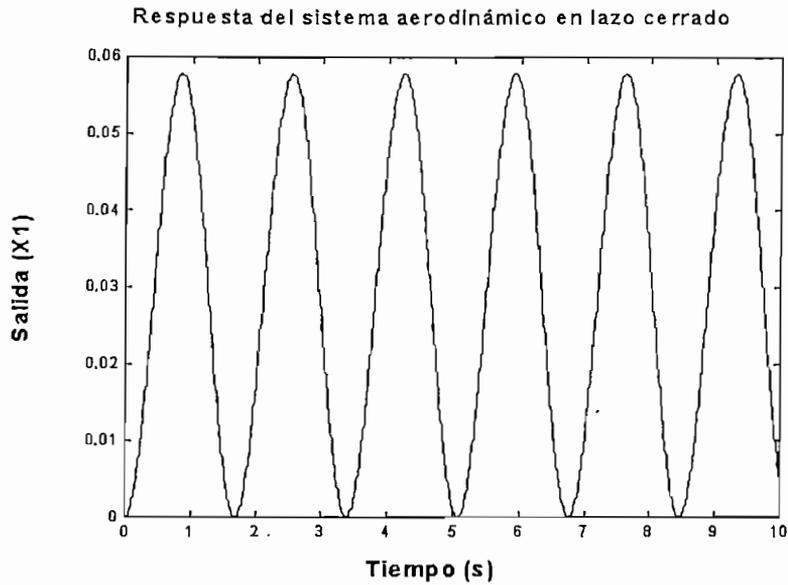


Figura 2.2 Respuesta del sistema aerodinámico en lazo cerrado (realimentación unitaria)

En las secciones siguientes procedemos al diseño de los dos tipos de controladores antes anotados, esto es realimentación de estado y el PID.

2.3 DISEÑO DEL CONTROLADOR MEDIANTE LA UBICACIÓN DE POLOS

Presentamos el sistema con realimentación de estado en la figura 2.3.

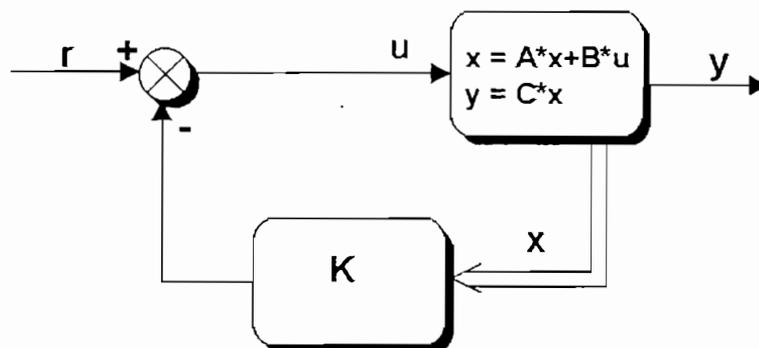


Figura 2.3 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado

Antes de proceder con el diseño, debemos establecer las especificaciones de diseño que debe cumplir la respuesta del sistema. Consideremos un máximo sobreimpulso $M_p \leq 5\%$ y un tiempo de establecimiento $T_s \leq 1s$.

A continuación debemos determinar las raíces deseadas para el polinomio característico del sistema en lazo cerrado, para lo cual aplicamos la siguiente ecuación:

$$\lambda_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \quad (2.1)$$

Donde:

ξ = índice de amortiguamiento (es el coseno del ángulo entre la línea radial y el eje negativo del plano s cuando las raíces se encuentra en el semiplano izquierdo).

ω_n = frecuencia natural no amortiguada (distancia radial de las raíces al origen del plano s).

$\lambda_{1,2}$ = raíces deseadas del polinomio característico

Además sabemos que:

$$M_p = 100 * e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (\text{Máximo sobrenivel o sobreimpulso porcentual}) \quad (2.2)$$

$$T_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (\text{Tiempo de establecimiento con criterio del 2\%}) \quad (2.3)$$

Para una mejor explicación y demostración de las Ecs. (2.1), (2.2) y (2.3) podemos referirnos a cualquier texto de sistemas de control.

Resolviendo las Ecs. (2.2) y (2.3) para las especificaciones de diseño y sustituyendo estos valores en la Ec. (2.1) obtenemos que los valores de los polos deseados son:

$$\lambda_{1,2} = -4 \pm j4.2$$

Y el polinomio característico es:

$$P_d = (s - \lambda_1)(s - \lambda_2) = (s - 4 - j4)(s - 4 + j4)$$

Una vez conocidos los polos deseados procedemos a determinar el valor de la matriz de realimentación K . Pero antes no debemos olvidarnos de verificar si el sistema es de estado completo controlable. El sistema es controlable y observable así lo demostramos en la sección 1.4.3.

Consideremos el sistema de la figura 2.3, cuyas ecuaciones son:

$$\dot{x} = A * x + B * u \quad (2.4)$$

y la señal de control:

$$u = -K * x + r \quad (2.5)$$

Donde:

K = matriz de ganancia de realimentación de estado

r = señal de referencia

Sustituyendo la Ec. (2.5) en la Ec. (2.4) tenemos:

$$\dot{x} = (A - B * K)x + B * r$$

Sea $A - B * K = A_c$ entonces:

$$\dot{x} = A_c * x + B * r$$

Donde:

A_c = matriz de lazo cerrado

Uno de los métodos para determinar la matriz K es utilizar la Fórmula de Ackermann (Ec. 2.6):

$$K = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] M_c^{-1} P(A_c) \quad (2.6)$$

Donde:

M_c = matriz de controlabilidad

$$P(A_c) = A_c^n + \lambda_1 A_c^{n-1} + \dots + \lambda_{n-1} A_c + \lambda_n I$$

n = orden del sistema

Para la demostración de la fórmula de Ackermann referirse a [7].

Según ya mencionamos, este método de diseño nos permite emplear paquetes computacionales como el MATLAB, con el propósito de ahorrar tiempo al momento de trabajar con operaciones con matrices.

Mediante la instrucción *acker* (ésta instrucción utiliza la fórmula de Ackermann) que es una función propia de MATLAB, la misma que tiene la siguiente sintaxis.

$$K = \text{acker}(A, B, Pd)$$

Donde:

A, B = matrices del modelo del sistema aerodinámico

Pd = vector de los polos deseados en lazo cerrado

Como podemos observar para el cálculo de la matriz de realimentación K , a más de los polos deseados del sistema en lazo cerrado necesitamos las matrices A y B del sistema aerodinámico linealizado sin perturbaciones (Ec. 2.37):

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -13.4 & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix} u$$

Entonces la matriz de realimentación resulta:

$$K = [50.6 \quad 20]$$

Nota: En MATLAB la instrucción *place* también permite obtener los valores de la matriz de realimentación K . La sintaxis de la instrucción *place* es similar a la de *acker*. Es decir:

$$K = \text{place}(A, B, Pd)$$

2.3.1 SIMULACIÓN DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO PARA UNA SEÑAL DE REFERENCIA $R \neq 0$

Introducimos una señal de referencia porque nuestro sistema físicamente lo requiere y además para comprobar; por lo tanto, la respuesta del sistema debe seguir a la señal de entrada (escalón o paso). Entonces en MATLAB creamos el siguiente archivo .m:

```

» A=[0 1; -13.4 0];
» B=[0; 0.4];
» C=[1 0];
» D=[0];
» Pd=[-4+4.2i -4-4.2i];
» K=acker(A,B,pd);
» Ac=A-B*K
» t=0:0.01:5;
» r=ones(size(t));
» X0=[0];
» lsim(Ac,B,C,D,r,t,X0)

```

La instrucción *ones* permite obtener una matriz de unos de la misma dimensión de t , y la instrucción *lsim* permite obtener la respuesta del sistema para cualquier tipo de entrada.

El resultado obtenido para condiciones iniciales nulas presentamos en la figura 2.4, donde observamos que la señal de salida no sigue a la entrada paso de

amplitud uno. Esto ocurre, porque nosotros no comparamos la señal de salida con respecto a la referencia, como podemos observar en el diagrama de bloques de la figura 2.3. Nosotros estamos realimentado todos las variables de estado multiplicadas por una ganancia K , por este motivo $K*x$ no será igual a la señal de referencia.

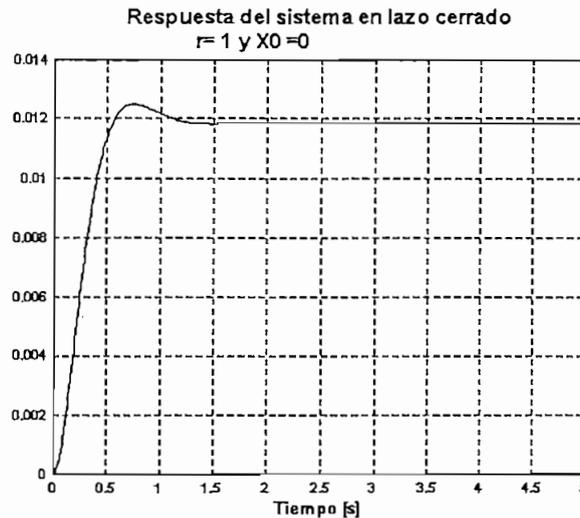


Figura 2.4 Respuesta del sistema en lazo cerrado para $r \neq 0$

Para eliminar este problema debemos multiplicar la señal de referencia, por una determinada ganancia, a la cual llamaremos K_c , tal como ilustramos en la figura 2.5.

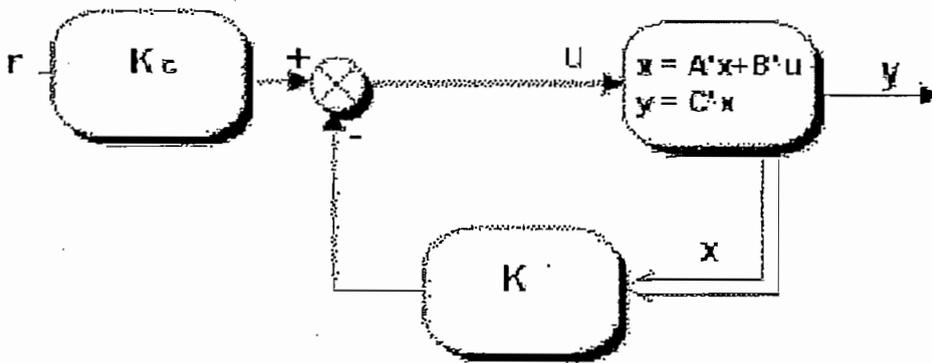


Figura 2.5 Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado con compensación a la entrada

Para obtener el valor de K_c , recurrimos a la función *rscale*, que nos permite dar una determinada ganancia a la señal de entrada. La función *rscale* no es una función estándar de MATLAB. Por lo tanto, nosotros debemos crear un archivo .m de nombre *rscale*, éste archivo fue tomado de [8].

Sintaxis de la función *rscale*:

$$Kc=rscale(A,B,C,D,K);$$

Esta función tiene como parámetros de entrada las matrices de la planta linealizada (A,B,C,D ,) y la matriz de realimentación K .

Entonces:

$$Kc = 84.1$$

Con las ganancias obtenidas K y Kc y de acuerdo con la figura 2.5 implementamos en SIMULINK el siguiente diagrama de bloques (figura 2.6) para observar la respuesta del sistema:

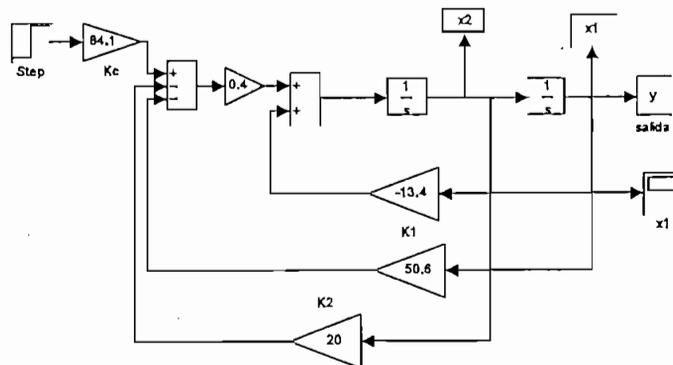


Figura 2.6 Diagrama de bloques del sistema aerodinámico con realimentación de estado.

El resultado obtenido de la simulación de la figura 2.6 es:

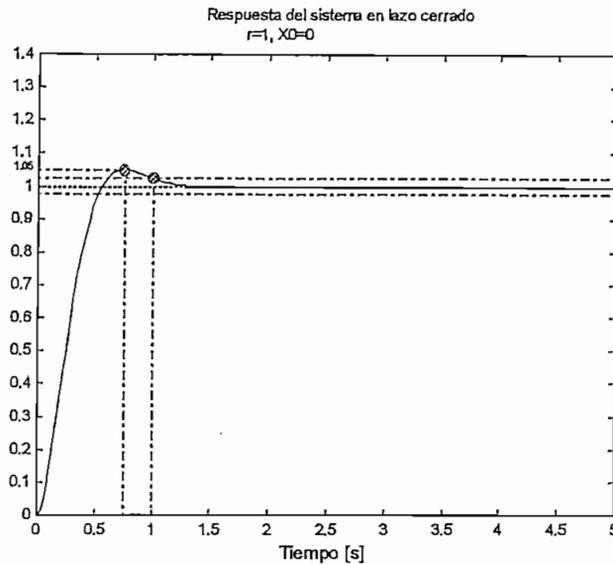


Figura 2.7 Respuesta del sistema en lazo cerrado mediante ubicación de polos (realimentación de estado)

Como podemos observar en la figura 2.7 la señal de salida sigue a la señal de entrada (función paso de amplitud uno). De la figura anterior tenemos que:

$$M_p=5\%$$

$$T_s=1s$$

Por lo tanto, la respuesta del sistema cumple con las especificaciones de diseño establecidas al inicio del diseño.

2.3.2 SIMULACIÓN DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO PARA UNA SEÑAL DE REFERENCIA NULA

Con las ganancias obtenidas, y con el propósito de conocer el comportamiento del sistema, realizamos la simulación del sistema para una señal de control $r=0$ (no existe señal de referencia), y condiciones iniciales ($X0$) diferente de cero.

Para lo cual en el archivo `.m` creado anteriormente reemplazamos el valor de la referencia y las condiciones iniciales por:

$$\gg r=0*t;$$

» $X0=[5 \ 0];$

El resultado obtenido de la respuesta del sistema en lazo cerrado presentamos a continuación:

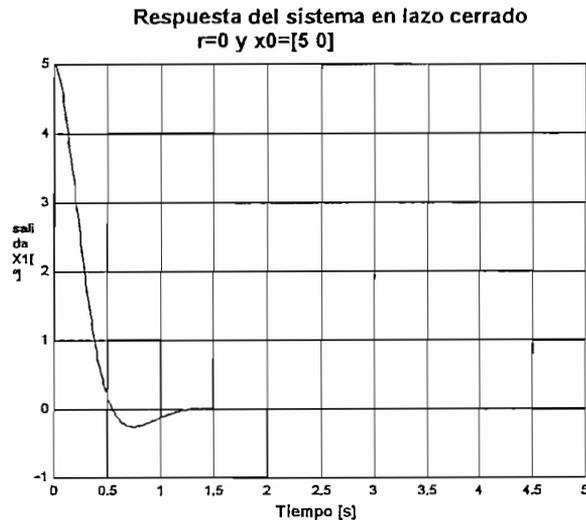


Figura 2.8 Respuesta del sistema en lazo cerrado para $r=0$

Como podemos observar la salida del sistema tiende a cero, debido a que la señal de referencia es cero. Algo muy importante que debemos notar es que no existe un sobreimpulso en la condición inicial, por lo tanto, los polos escogidos son bastante buenos, caso contrario si existiera sobreimpulso en la condición inicial deberíamos recorrer los polos más hacia la izquierda (es decir, respuesta del sistema más rápida) [9].

Para conocer las raíces del sistema en lazo cerrado recurrimos a la función *eig* de MATLAB, para lo cual editamos lo siguiente:

» $Pd=eig(Ac)$

$Pd =$

$-4.0000 + 4.2000i$

$-4.0000 - 4.2000i$

Por lo tanto las raíces del sistema en lazo cerrado corresponden a las raíces deseadas planteadas al inicio del diseño.

2.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR PID

El controlador PID combina las características del controlador proporcional (P), integral (I) y derivativo (D) para obtener la respuesta deseada del sistema o la planta a controlar.

La función de transferencia del controlador es:

$$G_C = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.7)$$

ó

$$G_C = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.8)$$

Donde:

K_p = ganancia proporcional

T_i = tiempo integral

T_d = tiempo derivativo

K_i = ganancia integral

K_d = ganancia derivativa

La figura 2.9 representa el diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado con compensador PID.

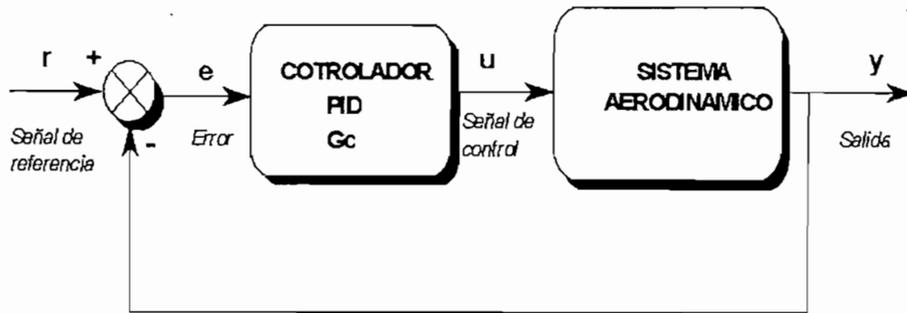


Figura 2.9 Diagrama de bloques del sistema aerodinámico con control PID

La diferencia que existe entre la señal de referencia deseada y la salida la definimos como error (e), esta señal es enviada al controlador PID, y la salida u proporcionada por el controlador está dada por:

$$u = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (2.9)$$

Esta señal u generada por el controlador PID determina el control del sistema aerodinámico.

Como mencionamos al inicio del presente capítulo, para el diseño del controlador PID (control clásico) partimos de la función de transferencia del sistema y del método conocido como lugar geométrico de las raíces. La función de transferencia del sistema aerodinámico (G_{SA}) podemos obtenerla directamente a partir de la ecuación (1.34) mediante la ecuación (2.10), la misma que resulta:

$$G_{SA} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (2.10)$$

$$G_{SA} = \frac{0.4}{s^2 + 13.4} \quad (2.11)$$

El lugar geométrico del sistema de control con $G_C=1$ podemos observar en la figura 2.10:

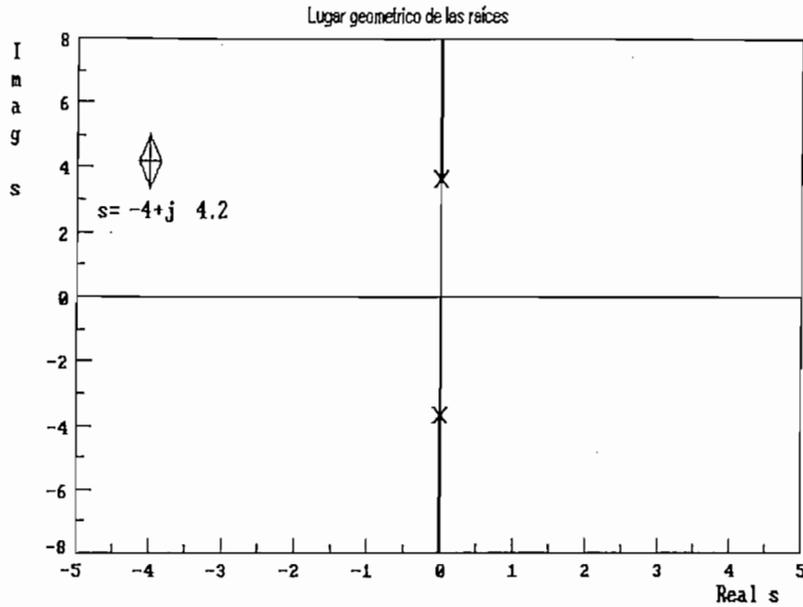


Figura 2.10 Lugar geométrico de las raíces del sistema de control con $G_c=1$ y punto de prueba s .

Para cumplir con las condiciones de diseño establecidas en la sección anterior, las raíces deseadas del polinomio característico debe pertenecer al lugar geométrico, por lo tanto se debe cumplir con las siguientes condiciones:

Condición de magnitud: la ganancia total del sistema es el cociente entre el producto de las distancias a los polos desde el punto de prueba y el producto de las distancias a los ceros desde el mismo punto de prueba.

$$|K_T| = \frac{\prod_{i=1}^n |s + p_i|}{\prod_{j=1}^m |s + z_j|} \quad (2.12)$$

Condición de fase o ángulo: "La diferencia entre las sumas de los ángulos de los vectores dibujados desde los ceros y aquellos desde los polos de $G(s)H(s)$ a s es un múltiplo impar de 180° " [10]. Según la figura 2.9 $H(s)=1$.

$$\sum_{j=1}^m \phi_j - \sum_{i=1}^n \theta_i = (2 * l + 1) - 180^\circ \quad ; \quad l = \text{cualquier entero} \quad (2.13)$$

Donde:

K_T = ganancia total del sistema

ϕ_j = ángulo que forma el punto de prueba s (raíz deseada) con el polo j

θ_i = ángulo que forma el punto de prueba s (raíz deseada) con el cero i

n, m = número de polos y ceros respectivamente.

La ecuación (2.8) del controlador PID puede ser escrita como:

$$G_C = \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_I}{s} = K_d \frac{s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{K_I}{K_d}}{s} \quad (2.14)$$

Por lo tanto nuestro controlador posee un polo en el origen y dos ceros, tal como ilustramos en la figura 2.11:

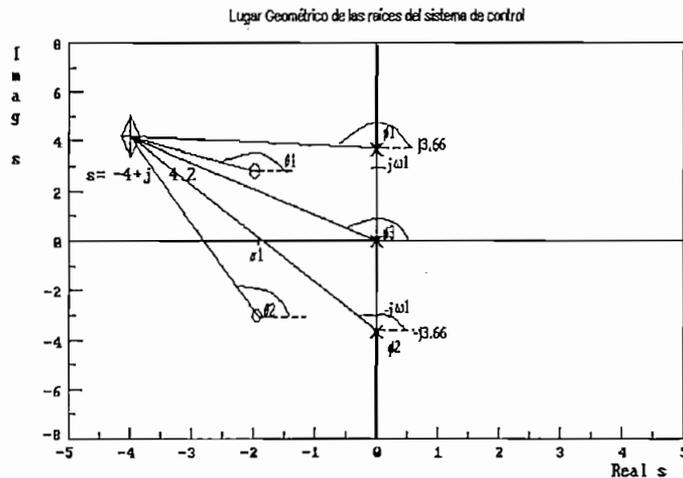


Figura 2.11 Lugar geométrico del sistema de control

De la figura anterior y aplicando la ecuación 2.13 tenemos:

$$\phi_1 + \phi_2 - \theta_1 - \theta_2 - \theta_3 = -180^\circ \quad (2.15)$$

Aplicando las reglas trigonométricas tenemos que:

$$\theta_1 = 172.3^\circ$$

$$\theta_2 = 116.97^\circ$$

$$\theta_3 = 133.6^\circ$$

$$\phi_1 = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{4.2 - \omega_1}{4 - \sigma_1}$$

$$\phi_2 = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{4.2 + \omega_1}{4 - \sigma_1}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 2.15 tenemos:

$$\tan^{-1} \frac{4 - \omega_1}{4 - \sigma_1} + \tan^{-1} \frac{4 + \omega_1}{4 - \sigma_1} = 117.13^\circ$$

Resolviendo la ecuación anterior tenemos que:

$$1.95(4 - \sigma_1)^2 + 8.4(4 - \sigma_1) + 1.95\omega_1^2 - 34.398 = 0 \quad (2.16)$$

Por lo tanto, debemos asumirnos un valor para σ_1 o para ω_1 .

Sea $\omega_1 = 2$, entonces $\sigma_1 = 1.88$

De donde los ceros del controlador son:

$$z_{1,2} = -1.88 \pm j2$$

Conocido la ubicación de los ceros del controlador podemos aplicar la ecuación 2.12 (condición de magnitud), por lo que la ganancia total del sistema representado por la figura 2.9 resulta:

$$K_T = 25.78$$

De la figura 2.9 tenemos que la función de transferencia total del sistema (G_T) es:

$$G_T = G_C * G_{SA}$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.11) y (2.12) en la expresión anterior, tenemos:

$$G_T = 0.4 * K_D \frac{s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{K_I}{K_d}}{s} = K_T \frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s}$$

Entonces las constantes del controlador PID son:

$$K_d = 25.78$$

$$K_p = 96.93$$

$$K_I = 194.12$$

El lugar geométrico de las raíces del sistema de la figura 2.9 resulta:

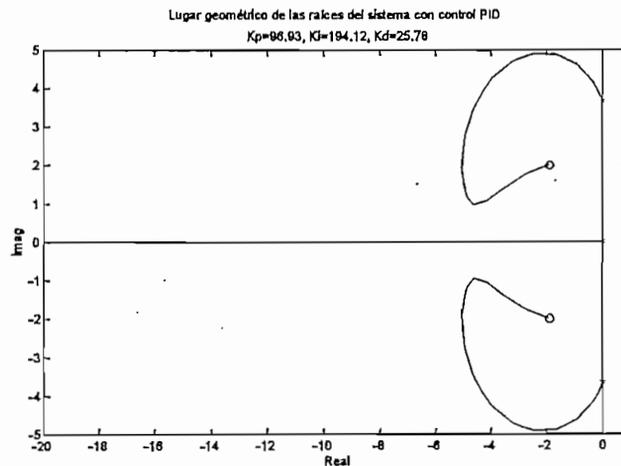


Figura 2.12 Lugar geométrico de las raíces del sistema con control PID

2.4.1 SIMULACIÓN DEL SISTEMA AERODINÁMICO CON CONTROL PID

El propósito de la simulación es para comprobar si el sistema cumple con las especificaciones de diseño establecidas.

A continuación del diseño implementamos en SIMULINK el diagrama de bloques del sistema compensado de acuerdo con la figura 2.9 y con las constantes encontradas anteriormente.

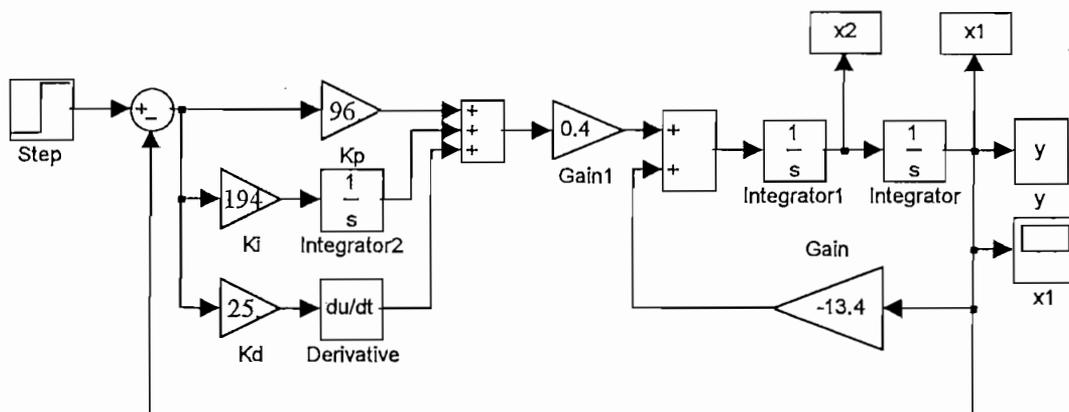


Figura 2.13 Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado con control PID

La respuesta obtenida para la figura 2.13 presentamos a continuación:

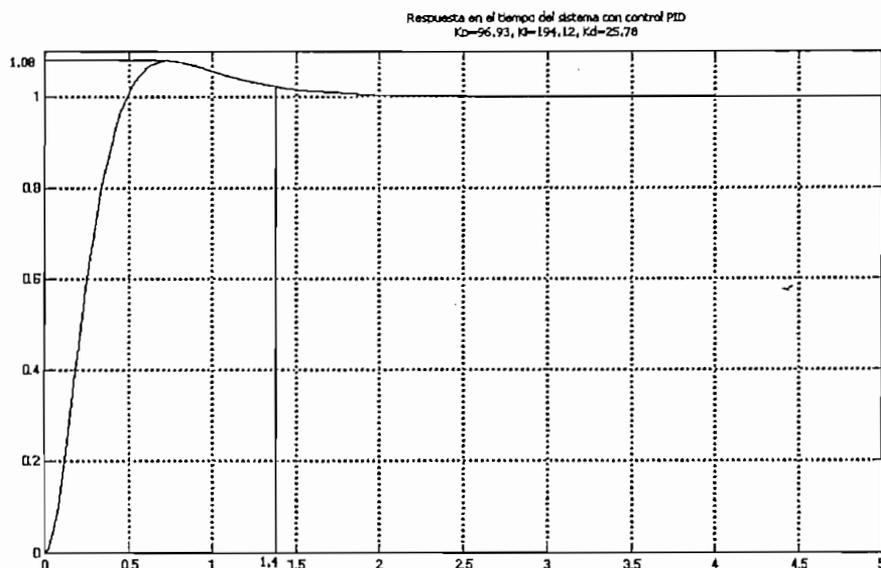


Figura 2.14 Respuesta del sistema aerodinámico con control PID

De la figura 2.14 tenemos que el Máximo sobrenivel porcentual es del 8% y el tiempo de establecimiento es de 1.4 segundos; por lo tanto, nuestro compensador no cumple con las condiciones requeridas de diseño, entonces debemos rediseñar nuestro controlador para esto seguimos los mismos pasos de diseño anteriores, es decir asumiéndonos un valor para ω_1 y sustituyendo en la

ecuación (2.16) obtenemos la parte real del cero del controlador; para $\omega_1=1.6$ tenemos que los ceros resultantes son:

$$z_{1,2} = -1.71 \pm j1.6$$

Para estos ceros tenemos que los nuevos valores de las constantes del controlador PID son:

$$K_p = 81.7$$

$$K_i = 130.9$$

$$K_d = 23.9$$

Sustituyendo estos valores en el diagrama de simulink de la figura 2.13 tenemos que la respuesta del sistema compensado cumple con las condiciones de diseño requeridas; es decir, $M_p \leq 5\%$ y $T_s \leq 1s$.

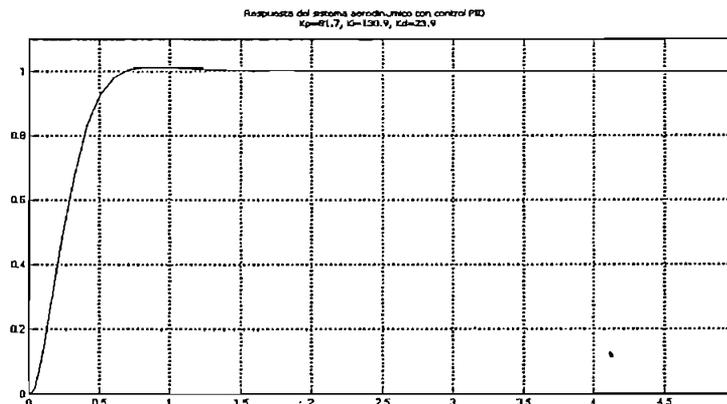


Figura 2.15 Respuesta del sistema en lazo cerrado con control PID

Con los nuevos parámetros del controlador en la figura 2.16 presentamos el lugar geométrico de las raíces del sistema compensado con la finalidad de observar si para estas constantes el punto de prueba o raíz deseada pertenece al lugar geométrico.

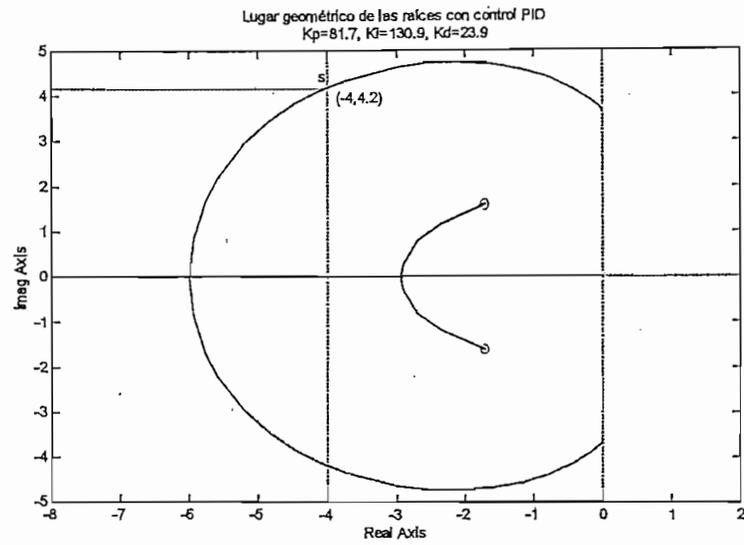


Figura 2.16 Lugar geométrico de las raíces del sistema compensado

Como podemos observar en el gráfico anterior el punto de prueba s pertenece al lugar geométrico de las raíces.

CAPITULO 3

CONSTRUCCION DEL PROTOTIPO AERODINAMICO

3.1 INTRODUCCION

En el presente capítulo consta todo lo referente a la construcción y diseño físico del prototipo aerodinámico.

Primero analizaremos el actuador. Así la variable a controlar es el ángulo de elevación de la lámina y el parámetro de control es el torque producido por el ventilador para sustentarla; en definitiva para controlar el ángulo de elevación debemos controlar el voltaje de entrada al actuador, y para esto utilizaremos una técnica conocido como PWM (modulación por ancho de pulso).

También tenemos el diseño de los diferentes componentes del circuito de control, tal como diseño de fuentes, acondicionamiento de la señal sensada, etc.

En el capítulo anterior realizamos la simulación del sistema para los dos tipos de control estudiados, esto es para el controlador PID, como para el diseño mediante la ubicación de polos (realimentación de estado); y las respuestas obtenidas para los dos casos varían, sin embargo, podríamos implementar cualquiera de los dos controladores. Una de las ventajas del controlador PID es que este necesita sólo la realimentación de la señal de salida (ángulo de elevación). En cambio, el diseño por ubicación de polos necesita realimentar todas las variables de estado; esto es, tanto el ángulo de elevación como su derivada.

El algoritmo de control lo implementaremos en base a la utilización de un microcontrolador, por lo tanto, el algoritmo debe ser expresado en tiempo discreto para esto utilizamos el método de la transformada z. Dependiendo de la complejidad que represente la señal de control (desde el punto de vista de facilidad de implementarla en un microcontrolador) de los dos tipos de controles

estudiados realizaremos su implementación. Recordemos que el objetivo es realizar un algoritmo de control en tiempo real.

Finalmente para la visualización de los parámetros más importantes del sistema como la señal de salida, entrada, constantes de control, etc., utilizamos un computador y el paquete LabVIEW 5.0 (programación gráfica) de National Instruments el mismo que utiliza la tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200 de la misma casa de fabricación.

En la figura 3.1 presentamos un esquema general mediante diagramas de bloques del prototipo a construirse:

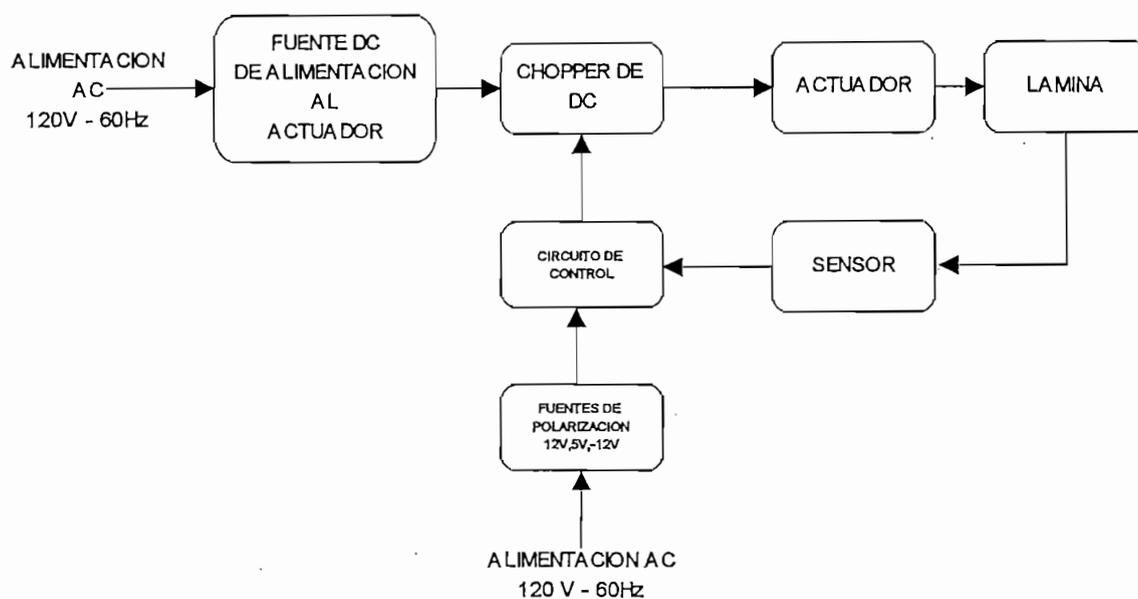


Figura 3.1 Esquema general del prototipo a implementarse

3.2 DISEÑO DEL ACCIONAMIENTO DEL ACTUADOR

3.2.1 SELECCION DEL ACTUADOR

En el capítulo 1, manifestamos que el actuador está compuesto por un motor y un ventilador, en el mercado existen ventiladores (con su respectivo motor incluido internamente) de corriente directa (DC) como de corriente alterna (AC).

Para la selección del tipo de accionamiento del ventilador consideramos las siguientes ventajas y desventajas que presentan los accionamientos de DC sobre los de AC:

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Accionamiento DC	
Tecnología bien establecida	Costo del motor (tamaño / peso)
Convertor de Potencia simple y barato	Ambientalmente insensible
Sistema de Control simple	Mantenimiento del motor
No tiene problemas a bajas velocidades	Costo no depende de la tecnología de estado sólido
Amplio rango de variación de velocidad	Bajo factor de potencia (para fuente rectificadas)
Respuesta rápida	

Tabla 3.1 Ventajas y Desventajas de los Accionamientos de DC [11].

El objetivo del presente proyecto es controlar el ángulo de elevación de la lámina mediante el flujo de aire producido por el ventilador, entonces debemos controlar la velocidad del motor, desde este punto de vista escogemos un ventilador de DC, porque debido a las ventajas presentadas en la tabla 3.1 el sistema de control es simple y el convertor de potencia es simple y barato, entre otras.

A continuación presentamos las principales características del actuador empleado:

Voltaje nominal : 12 [V]

Corriente nominal : 0.6 [A]

Variación de voltaje: 6 [V] – 14 [V]

Potencia: 7.2 [W]

3.2.2 SELECCION DEL CONVERTOR

Para determinar el tipo de convertor que utilizaremos tomamos en cuenta las siguientes características:

Tipo de fuente de alimentación y,
 Tipo de carga (ventilador de DC)

De acuerdo con estas características tenemos los siguientes tipos de convertidores:

- Convertidores AC/DC (Rectificadores) monofásicos: controlados, semicontrolados y no controlados.
- Convertidores AC/DC (rectificadores) trifásicos: controlados, semicontrolados y no controlados.
- Choppers de DC (Convertidor DC/DC)

El tipo de suministro de energía disponible en el Laboratorio de Sistemas de Control es 120 V_{AC}. Tomando en cuenta el tipo de suministro de energía, número de elementos semiconductores y facilidad del control escogemos el convertidor DC/DC o Chopper de DC, su circuito básico podemos observar en la siguiente figura:

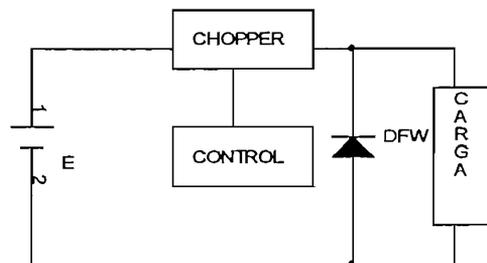


Figura 3.2 Esquema general de un chopper de DC

El voltaje medio aplicado a la carga (actuador) es:

$$V_{in} = \delta * E$$

Donde:

V_{in} = Voltaje medio de entrada al actuador

δ = relación de trabajo

E = Voltaje DC de alimentación (máximo voltaje que debe soportar el actuador)

D_{FW} = Diodo de marcha libre

La relación de trabajo podemos observar en la figura 3.3 y está dada por la siguiente relación:

$$\delta = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}$$

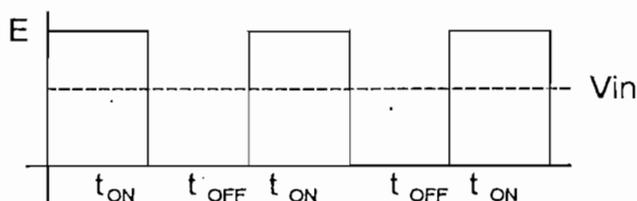


Figura 3.3 Voltaje aplicado a la carga

Si el tiempo t_{ON} variamos manteniendo el período constante ($T = t_{ON} + t_{OFF}$), el control se denomina modulación por ancho de pulso (PWM), por lo tanto, el voltaje aplicado a la carga puede ser controlado variando la relación de trabajo.

El elemento semiconductor para el chopper (o switch) puede ser un Transistor, SCR, MOSFET ó IGBT, entre otros.

El diodo de marcha libre D_{FW} , para un chopper de DC debe colocarse en paralelo con la carga, para protección del elemento semiconductor. Este diodo debe ser de recuperación rápida y soportar la corriente de carga; el elemento utilizado es el RU2YX (ECG588), que tiene las siguientes características:

ECG Tipo	Descripción y Aplicación	PRV Max [V]	I_o [A] max	I_{FRM} pico [A] max	t_{rr}	V_F Max	Paquete
588	Sw, Recuperación ultra rápida Si	200	3	125	35 ns	0.95V sobre 3A	Z71

Tabla 3.1 Especificaciones del Diodo de marcha libre D_{FW} [12]

3.2.3 SELECCION DEL ELEMENTO SEMICONDUCTOR

Como mencionamos anteriormente podemos tener diferentes elementos semiconductores para la conmutación, cuando el elemento se encuentre cerrado (t_{ON}), el voltaje de alimentación E es aplicado al actuador; mientras que si el elemento conductor está abierto, el voltaje sobre el actuador es cero si la corriente de armadura continua circulando, debido a la acción del diodo de conmutación D_{FW} . Por lo tanto, el voltaje que debe soportar el elemento semiconductor es el voltaje de alimentación E .

Además el semiconductor seleccionado debe soportar la corriente nominal del actuador, alta velocidad de conmutación, debe tener bajo consumo de energía, pérdidas pequeñas, disponible en el mercado nacional y el circuito de control debe ser simple; con estas consideraciones seleccionamos un MOSFET.

El MOSFET que cumple con las condiciones anteriormente establecidas y disponibles en el mercado es el IRF720 (ECG2391), sus principales características mencionamos a continuación:

ECG Tipo	Descripción y Aplicación	Gfs Umhos	BV_{DSS} [V]	BV_{GS} [V]	I_D [A]	$V_{GS(th)}$ [V]	$R_{DS(on)}$ Ohms	C_{ISS} [pF]	P_D [W]	Paquete
ECG2391	MOSFET, N-ch Velocidad de conmutación alta	2.1 Min	400 Min	± 30 Max	4	4 Max	1.8 Max	500	75 Max	TO-220
						$t_d(off) = 65$ ns; $t_d(on) = 20$ ns, $t_f = 40$ ns $t_r = 60$ ns				

Tabla 3.2 Características del MOSFET IRF720 [13]

Para la protección del MOSFET utilizamos una red de Snubber en paralelo con el elemento semiconductor y consta básicamente de una resistencia R_s en serie con un capacitor C_s , tal como observamos en la figura 3.4:

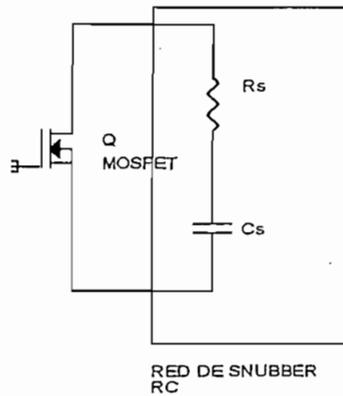


Figura 3.4 Red de Snubber básica

La red de Snubber protege al elemento semiconductor contra los picos de voltaje (dv/dt), para la protección contra el di/dt se utilizan inductancias en serie con el elemento semiconductor, pero como la corriente de trabajo es pequeña y debido a que el motor del elemento actuador tiene inductancia en su interior no utilizamos este tipo de protección.

Los manuales y fabricantes recomiendan que los valores de resistencia y capacitancia de la red de Snubber debe encontrarse dentro de los siguientes rangos:

$$10\Omega < R_s < 1K\Omega$$

$$10 \text{ nF} < C_s < 1 \text{ uF}$$

Además debe cumplir con las siguientes ecuaciones:

$$C_s > \frac{t_d(\text{off})}{2 * E} I_o \text{ y}$$

$$R_s = \frac{1}{3 * f_{ch} * C_s}$$

Donde:

I_o = Corriente de salida en la carga

f_{ch} = frecuencia de conmutación (7 KHz aproximadamente)

De acuerdo con las condiciones anteriores seleccionamos:

$$C_S = 100 \text{ nF}$$

$$R_S = 470 \Omega$$

Para protección de sobrevoltajes en la compuerta del elemento semiconductor utilizamos un diodo zener, el voltaje del zener debe ser menor al voltaje máximo entre la compuerta y Source que puede soportar el Mosfet (ver tabla 3.2).

La figura 3.5 muestra el circuito implementado.

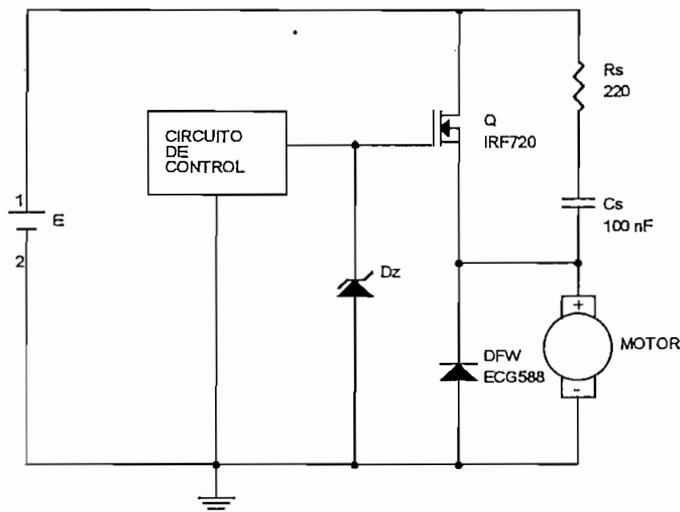


Figura 3.5 Chopper de DC implementado

3.3 DISEÑO DE LAS FUENTES

3.3.1 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION AL CHOPER DC

Una fuente de alimentación puede construirse usando un transformador conectado a la línea de alimentación AC para cambiar el voltaje AC a la amplitud deseada, luego rectificamos la señal de voltaje, la filtramos con un capacitor y por último podemos regular el voltaje DC mediante un circuito integrado regulador, como podemos observar en la figura 3.6:

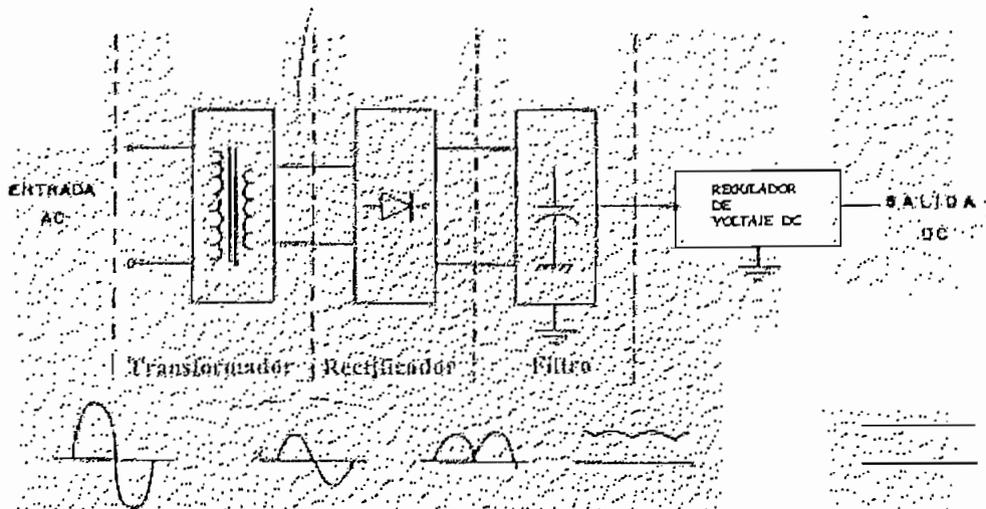


Figura 3.6 Esquema general de una fuente DC

Por lo tanto para el diseño debemos considerar cada una de las partes ilustradas en el esquema general de la figura 3.5, es decir:

- Transformador de entrada
- Rectificador
- Filtro y
- Regulador de fuente DC (si se trata de una fuente regulada)

Para la selección de las diferentes partes de la figura 3.5 es muy importante definir la corriente total de la carga. Para esto debemos considerar la corriente nominal que consume el motor (corriente nominal 0.6 A)

Sobredimensionando la corriente consideramos una $I_{\text{carga}} = 1.1 \text{ A}$.

a) Selección del regulador

Necesitamos un regulador de voltaje porque una fuente no regulable posee dos desventajas como son el voltaje de DC disminuye y el voltaje de rizado de AC aumenta conforme se incrementa la corriente en la carga.

El voltaje máximo que soporta el ventilador es de 14 V, como este valor no es un valor estándar para reguladores, utilizaremos un regulador de voltaje DC variable,

para tener facilidad de variar el voltaje de alimentación al motor al valor deseado. El regulador empleado tiene las siguientes características:

Elemento	$V_{\text{salida(DC)}} [V]$ $\pm 5 \%$	$I_{\text{salida(DC)}} [A]$	$V_{\text{entrada(DC)}} [V]$ Min.	$V_{\text{entrada(DC)}} [V]$ Max.	$P_D [W]$
LM317	1.2 – 37	1.5	3.7	40	15

Tabla 3.3 Características del regulador de voltaje LM317 [14]

b) Cálculo del filtro capacitivo

Para el cálculo del filtro capacitivo empleamos la formulas básicas de la referencia [15]

$$V_{r_{rms}} = \frac{(\%rizado) * V_{DCNL}}{100} \quad (3.1)$$

Donde:

$V_{r_{rms}}$ = Voltaje de rizado .rms

V_{DCNL} = Voltaje DC sin carga (14 V)

$\%rizado$ = porcentaje de rizado de la fuente de DC (consideremos un rizado del 5%)

Entonces:

$$V_{r_{rms}} = 0.7 [V]$$

$$\Delta V_o = 3.5 V_{r_{rms}} \quad (3.2)$$

ΔV_o = voltaje pico a pico del rizado

$$C = \frac{I_{carga}}{200 * \Delta V_o} \quad (3.3)$$

$$C = \frac{1.1 A}{200 * 3.5 * 0.7 V}$$

$$C = 2244.9 [uF]$$

Seleccionamos un capacitor de 2200 uF por ser un valor estándar.

c) Selección del rectificador

Utilizamos un puente rectificador de onda completa (BR66) el mismo que tiene una capacidad de 8 A y 600 PRV (Disponible en el mercado).

d) Selección del transformador

Para determinar el voltaje en el secundario del transformador realizamos las siguientes suposiciones (tomadas de [16]) para un rectificador de onda completa:

Caída de voltaje en el regulador (V_{reg}) = 3 V o más

Caída de voltaje en el rectificador (V_{rect}) = 1.5 V

Voltaje de rizado (V_{riz}) = 5 % del voltaje DC de salida

Con estos datos procedemos a utilizar la siguiente fórmula tomado de la referencia [17]:

$$V_{acsec} = \frac{V_{DCsalida} + V_{reg} + V_{rect} + V_{riz}}{0.92} * \frac{V_{nom}}{V_{bajo-línea}} * \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.4)$$

Donde:

V_{acsec} : Voltaje AC en el secundario del transformador

V_{nom} : Voltaje AC nominal de la línea

$V_{bajo-línea}$: Voltaje más bajo de las condiciones de línea (80% del V_{nom})

El valor 0.92 es el valor típico de la eficiencia del rectificador

Entonces:

$$V_{acsec} = \frac{14+3+1.5+0.7}{0.92} * \frac{120}{96} * \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$V_{acsec\ rms} = 18.44\ V$$

Entonces se toma un valor de 18 V por ser un valor normalizado para la fabricación de transformadores en el mercado.

Otro factor muy importante en la selección del transformador es el valor de la potencia aparente (S):

$$S = V_{rms} * I_{rms} \quad (3.5)$$

El valor de la corriente rms cuando se utiliza un filtro capacitivo y un puente rectificador de onda completa es [18]:

$$I_{rms} = 1.8 * I_{carga} \quad (3.6)$$

Entonces:

$$I_{rms} = 1.98 \text{ A}$$

Por lo tanto la potencia aparente del transformador es:

$$S = 35.64 \text{ VA}$$

A continuación tenemos el circuito implementado:

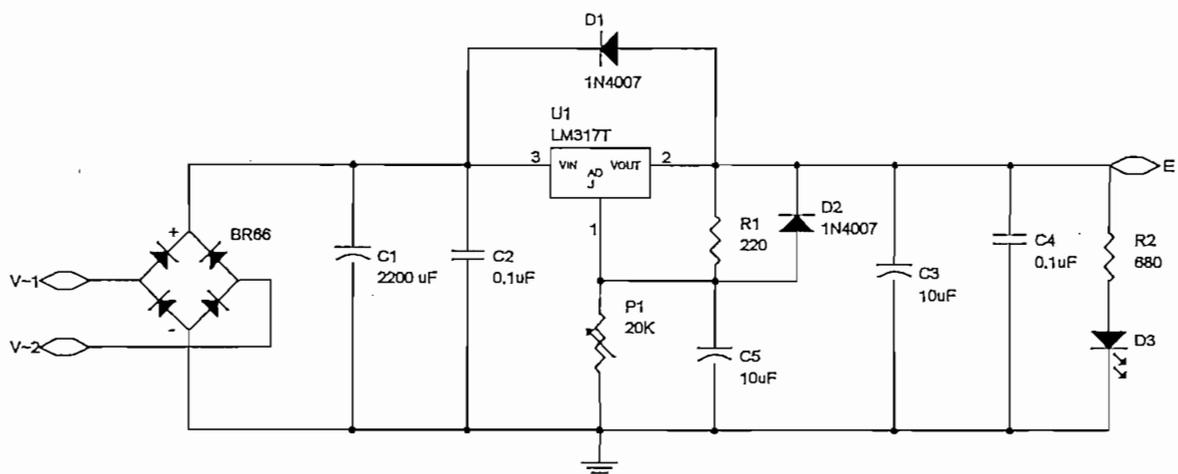


Figura 3.7 Fuente de alimentación al Chopper de DC

Adicionalmente colocamos capacitores de 0.1 uF a la entrada, de 10uF y 0.1uF a la salida del regulador, con el objetivo de mejorar las condiciones de rizado de la fuente. Además tenemos un led para señalización del funcionamiento de la

fuelle. EL diodo D_1 protege al regulador de cortocircuito en la entrada y D_2 de los cortocircuitos en la salida.

3.3.2 DISEÑO DE LAS FUENTES DE POLARIZACION

Para la polarización de los diferentes circuitos electrónicos que intervienen en la unidad de control tenemos fuentes de $\pm 12V$, pero existen otros elementos que requieren una polarización de $+5V$. Estas fuentes de alimentación son de baja corriente, por lo tanto la corriente de carga será menor a $1A$.

Para el diseño de las fuentes partimos de la figura 3.5.

a) Selección de los reguladores

Los reguladores de voltaje seleccionados son LM7812, LM7912 y LM7805. A continuación mencionamos sus principales características:

Elemento	$V_{salida(DC)}$ [V] $\pm 5\%$	$I_{salida(DC)}$ [A]	$V_{entrada(DC)}$ [V] Min.	$V_{entrada(DC)}$ [V] Max.	P_D [W]
LM7812	12	1.0	14	35	15
LM7912	-12	1.0	-14	-35	15
LM7805	5	1.0	7	35	15

Tabla 3.4 Características de los reguladores de voltaje [18]

La fuente de $+12V$ denominamos como $V+$, la de $-12V$ como $V-$, a la de $+5V$ como V_{cc} y la tierra del circuito de control como GNDC.

Los consumos de corriente estimados para cada uno de las fuentes son:

- Fuente $V+$: 300 mA
- Fuente $V-$: 300 mA
- Fuente V_{cc} : 200 mA

Es muy importante señalar que las fuentes positivas se encuentran en paralelo, por lo tanto la corriente total requerida será de 500 mA, además consideramos un voltaje de rizado del 5%.

Las fuentes V+ y V- son semejantes, entonces procedemos a diseñar la fuente positiva que es la que requiere mayor corriente.

b) Cálculo del filtro capacitivo

Utilizando las ecuaciones (3.1), (3.2) Y (3.3) tenemos que:

$$C=1190 \mu\text{F}$$

Entonces escogemos un capacitor de 1000 μF para cada fuente, por ser un valor estándar.

c) Selección del rectificador

Se utiliza un puente rectificador de onda completa (KBP206) el mismo que tiene una capacidad de 2A y 1000 PRV.

d) Selección del transformador

Para el cálculo del voltaje en el secundario del transformador utilizamos la ecuación (3.4):

$$V_{ac_{sec,rms}} = 16.42V$$

Se toma un voltaje en el secundario de 18V por ser un valor normalizado.

$$S = V_{rms} * I_{rms}$$

La corriente rms en el secundario del transformador de acuerdo a la ecuación (3.6) es:

$$I_{rms} = 1.44 \text{ A}$$

Por lo tanto la potencia aparente del transformador resulta:

$$S = 25.92 \text{ VA}$$

En la figura 3.8 ilustramos el circuito implementado para las fuentes de polarización.

Adicionalmente colocamos capacitores de 0.1 uF a la entrada, de 10uF y 0.1uF a la salida del regulador, con el objetivo de mejorar las condiciones de rizado de las fuentes. Además colocamos leds de señalización de funcionamiento de las fuentes.

Como utilizamos fuentes de polarización y una fuente para alimentación del Chopper de DC, emplearemos un solo transformador que conste de dos devanados independientes (figura 3.9), en donde uno de los devanados debe ser de tap central para la implementación de la fuente positiva y negativa. La potencia aparente total (S_T) del transformador debe ser la suma de las potencias aparentes de cada uno de los transformadores diseñados anteriormente, es decir:

$$S_T = 35.64 + 25.92 = 61.56 \text{ [VA]}$$

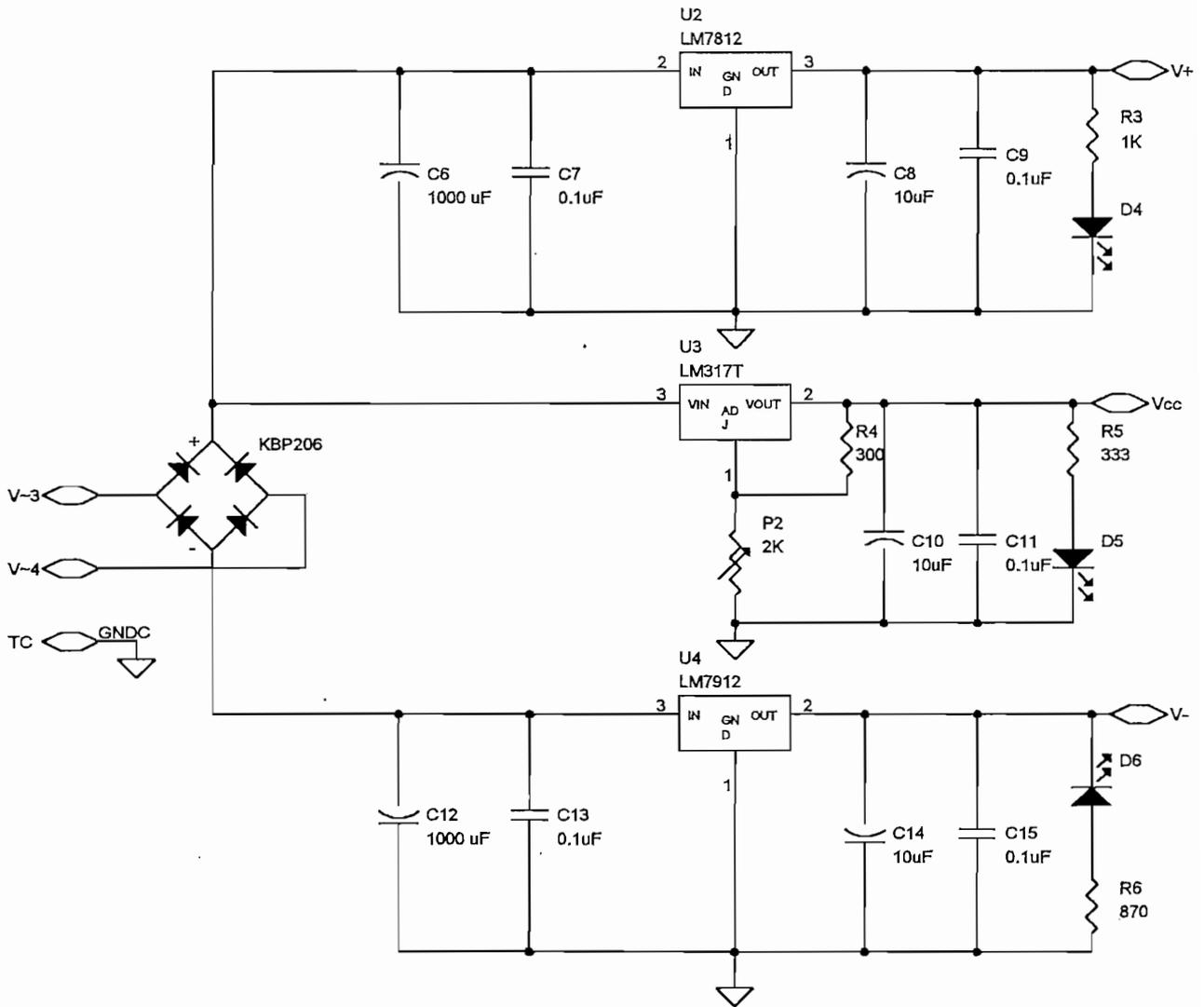


Figura 3.8 Fuentes de Polarización del circuito de control

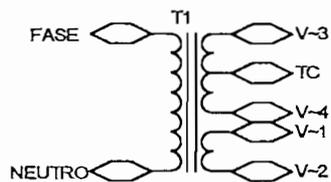


Figura 3.9 Transformador

Para las fuentes de polarización del circuito de control, la fuente de alimentación al Chopper de DC y al elemento semiconductor de conmutación (con sus respectivas protecciones) hemos empleado una sola tarjeta, la cual podemos observar en los anexos.

3.4 SENSOR DE POSICION

3.4.1 SELECCIÓN DEL SENSOR DE POSICION

Los elementos sensores son muy importantes para supervisar el desempeño y para la realimentación en sistemas de control. La variable a ser medida, es para nosotros el ángulo de elevación θ , para esto existen varios elementos que nos permiten medir la posición angular, entre los principales tenemos los codificadores ópticos y los potenciómetros lineales de precisión. El que nosotros emplearemos es un potenciómetro lineal de precisión por su fácil manejo y bajo costo económico comparado con los codificadores ópticos.

Los potenciómetros son transductores electromecánicos que convierten señales de energía mecánica en señales de energía eléctrica. La entrada al dispositivo es un desplazamiento mecánico (lineal o rotacional).

Como mencionamos, para tener una relación lineal entre el desplazamiento de entrada y la salida emplearemos un potenciómetro de alambre embobinado por su vida prolongada y bajo ruido. Cabe indicar que también existen potenciómetros que están hechos de material resistente plástico conductor. Los potenciómetros comerciales disponibles son de una o varias vueltas, y el que nosotros utilizaremos es de 10 vueltas, por su bajo costo (en comparación con uno de similares características de una sola vuelta) y por su disponibilidad en el mercado.

El máximo ángulo de rotación del potenciómetro será de $2\pi N$, donde N es el número de vueltas del potenciómetro, por lo tanto nuestro máximo ángulo es de 3600° .

La relación que existe entre el valor de resistencia del elemento sensor y su ángulo de rotación es:

$$R_\theta = K_\theta * \theta \quad (3.7)$$

Donde:

K_{θ} [$\Omega/^{\circ}$]= constante de proporcionalidad que existe entre la resistencia fija del potenciómetro (resistencia total $R_{sensor}=10K\Omega$) y el máximo ángulo de rotación ($2\pi N$); N representa el número del vueltas del potenciómetro.

R_{θ} = resistencia del sensor para un determinado ángulo

$$K_{\theta} = \frac{R_{sensor}}{360 * N} [\Omega/^{\circ}] \quad (3.8)$$

Sustituyendo la Ec. (3.8) con sus respectivos valores en la Ec. (3.7) tenemos que:

$$R_{\theta} = 2.78 * \theta \quad [\Omega/^{\circ}] \quad (3.9)$$

La figura 3.10 muestra el sensor empleado para la medición del ángulo de elevación de la lámina, el mismo que acoplamos al eje de movimiento de la lámina. A continuación presentamos las principales características eléctricas y mecánicas del sensor empleado:

Modelo : 3540S-1-103

Resistencia: 10 K Ω \pm 5%

Número de vueltas: 10

Linealidad: \pm 0.25 %

Eje de acero inoxidable

Distribuidora: BOURNS



Figura 3.10 Potenciómetro de precisión BOURNS 3540S-1-103

3.4.2 ACONDICIONAMIENTO DEL SENSOR

Como el potenciómetro que utilizamos es de 10 vueltas (3600°), entonces las variaciones de resistencia son muy pequeñas para cada grado, por lo tanto es necesario la implementación de un puente de resistencia para el acondicionamiento de la señal que genera el sensor.

El sensor colocamos en un brazo del puente de resistencia, como se muestra en la figura 3.11. Si $R_7=R_8=R_9$ y además son iguales al valor de la resistencia del sensor cuando la lámina se encuentra en la posición de reposo (vertical), entonces decimos que el puente se encuentra balanceado, pero en nuestro caso esto no ocurrirá debido a que nosotros establecimos que para un ángulo de cero grados el valor de la resistencia es aproximadamente cero ohmios, por lo tanto, para balancear el puente simplemente colocamos una resistencia en serie con la resistencia del sensor del mismo valor de las otras resistencias del puente tal como ilustramos en la figura 3.12.

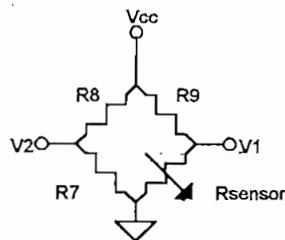


Figura 3.11. Puente básico de resistencia

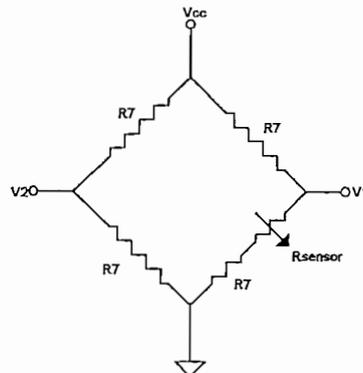


Figura 3.12 Puente de resistencias balanceado (ángulo de elevación 0°)

De la figura 3.12 obtenemos que:

$$V_2 = \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.10)$$

$$V_1 = \frac{R_7 + R_\theta}{2R_7 + R_\theta} * V_{cc} \quad (3.11)$$

Donde:

R_θ = resistencia del sensor para un determinado ángulo

Restando las Ecs. (3.11) y (3.10) tenemos que:

$$V_1 - V_2 = \frac{R_\theta}{4R_7 + 2R_\theta} * V_{cc} \approx \frac{R_\theta}{4R_7} * V_{cc} \quad (3.12)$$

Sustituyendo la Ec. (3.9) en (3.12) resulta:

$$V_1 - V_2 = \frac{R_\theta}{4R_7 + 2R_\theta} * V_{cc} \approx \frac{2.78 * \theta}{4R_7} * V_{cc} \quad (3.13)$$

El arreglo de resistencias en puente y el voltaje de alimentación V_{cc} convierten un cambio en la resistencia del sensor en un voltaje de salida diferencial $V_1 - V_2$ (ecuación 3.13).

Como ejemplo determinemos el valor del voltaje diferencial para un ángulo de elevación de 30° . Sea $R_7 = 820 \Omega$:

$$V_1 - V_2 = 0.13V$$

Como podemos observar el voltaje diferencial proporcionado por el puente es pequeño, por lo tanto necesitamos amplificar este voltaje para lo cual utilizamos un amplificador de instrumentación con respuesta lineal (figura 3.13) a continuación del puente.

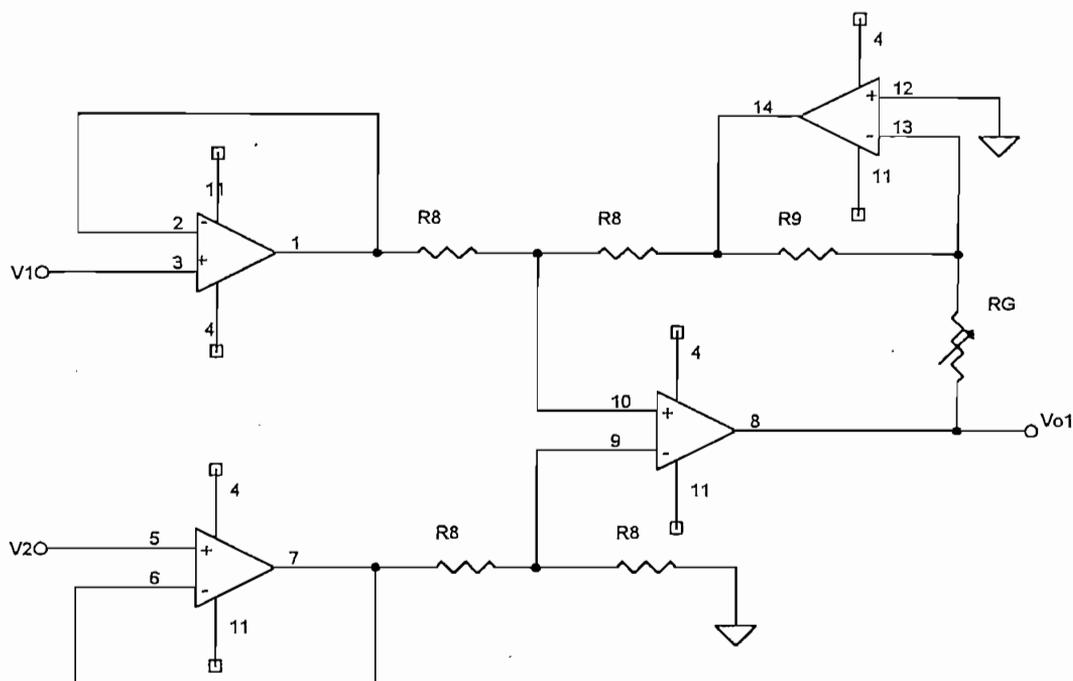


Figura 3.13 Amplificador de instrumentación con respuesta lineal

La señal del sensor debe encontrarse acondicionada de 0 a 5 voltios (rango permitido por el microcontrolador) para variaciones del ángulo de elevación de la lámina de cero a 30° aproximadamente. Del ejemplo anterior tenemos que $V_1 - V_2 = 0.13V$ para 30° , entonces la ganancia del amplificador de instrumentación será de aproximadamente 40.

El voltaje de salida del amplificador de instrumentación es:

$$V_{o1} = \frac{R_G}{R_9} (V_1 - V_2) \quad (3.14)$$

La relación de R_G/R_9 da ganancia del amplificador. Para ajustar la ganancia proporcionada por el amplificador de instrumentación emplearemos un potenciómetro de 100K para R_G y sea $R_9 = 1K\Omega$.

La señal de salida proporcionada por el amplificador de instrumentación es un voltaje proporcional al valor de la posición angular de la lámina. Esto podemos observar al reemplazar la ecuación (3.13) en (3.14):

$$V_{o1} = \frac{2.78 * R_G * V_{cc} * \theta}{4 * R_7 * R_9} \quad (3.15)$$

Donde θ se encuentra expresada en grados [°].

Debido a que la señal de voltaje proporcionada por el amplificador de instrumentación presentaba ciertos niveles de ruido fue necesario filtrarla. EL filtro implementado para este propósito tenemos a continuación:

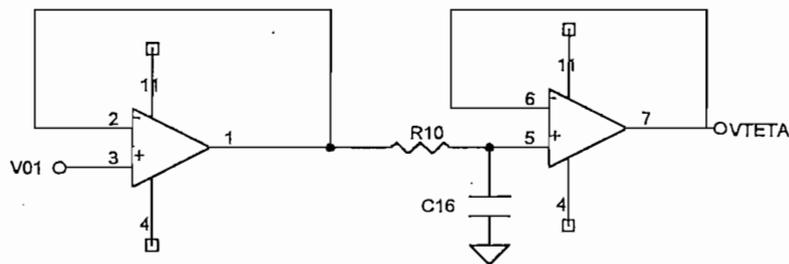


Figura 3.14 Filtro Pasabajos

El circuito de la figura 3.14 consta de un seguidor de voltaje (con el fin de obtener buen acoplamiento eléctrico) y de un filtro pasabajos con una frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{10} C_{16}}$$

De donde el valor de la frecuencia de corte determinamos de manera experimental de la frecuencia del ruido ($f=1591$ Hz).

Esta señal de voltaje $V_{TETA}=V_{01}$ ingresa al microcontrolador y representa el valor del ángulo de elevación de la lámina.

A continuación presentamos el circuito implementado:

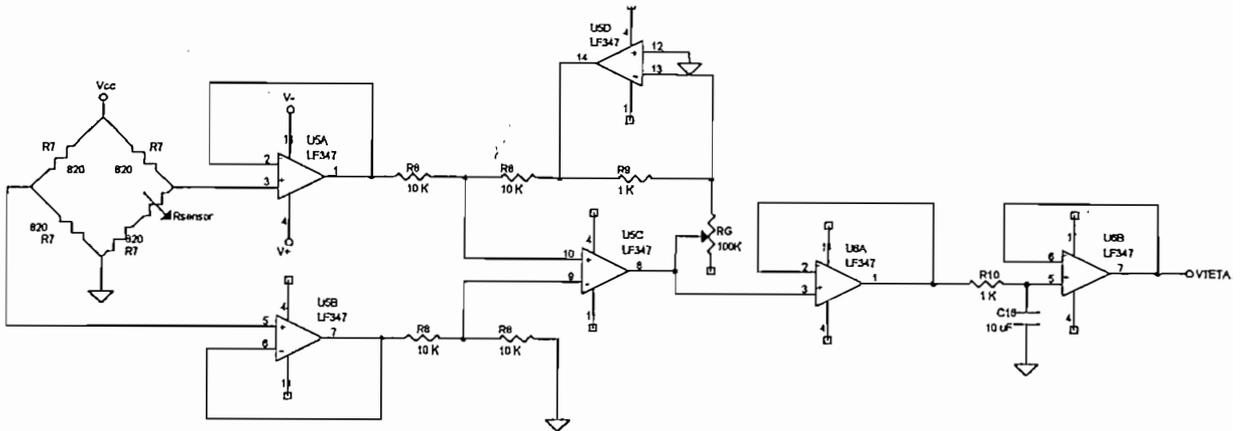


Figura 3.15 Circuito acondicionador del sensor de posición

3.5 ALGORITMO DE CONTROL EN TIEMPO REAL

Para la implementación del algoritmo de control en un microcontrolador, la señal de control debemos expresar mediante ecuación de diferencias. Para lo cual debemos expresar la señal de control en función de la transformada z ; por lo tanto debemos discretizar la función de transferencia del control PID así como la señal de control del método de diseño por ubicación de polos (realimentación de estado).

3.5.1 DISCRETIZACIÓN DEL CONTROL PID

Como mencionamos anteriormente para implementar el control digital PID debemos discretizar el PID para posteriormente representar la señal de control en forma de ecuación de diferencias.

Para la discretización del controlador PID partiremos de su función de transferencia en el dominio del tiempo continuo indicada en la ecuación (2.8):

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_d s$$

La constante proporcional K_p , en forma digital representa una ganancia constante K_p . Para la discretización de la parte integral utilizamos la regla de integración hacia adelante [19], mientras que la parte derivativa utilizamos la regla de diferencias hacia atrás [20], por lo tanto el control PID digital resulta:

$$G_C(z) = K_p + K_I \frac{Tz}{z-1} + K_D \frac{z-1}{Tz} \quad (3.16)$$

Cabe mencionar que existen otras reglas de integración numérica para la parte integral tales como integración rectangular hacia atrás e integración trapezoidal [21].

Resolviendo la ecuación (3.16) tenemos:

$$G_C(z) = \frac{\left(K_p + K_I T + \frac{K_D}{T}\right)z^2 - \left(K_p + \frac{2K_D}{T}\right)z + \frac{K_D}{T}}{z^2 - z}$$

La ecuación anterior podemos expresar de la siguiente manera:

$$G_C(z) = \frac{b_1 z^2 + b_2 z + b_3}{z^2 - z} \quad (3.17)$$

Definiendo las constantes de la ecuación de diferencias como:

$$\begin{aligned} b_1 &= K_p + K_I T + \frac{K_D}{T} \\ b_2 &= -\left(K_p + \frac{2K_D}{T}\right) \\ b_3 &= \frac{K_D}{T} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$T =$ Período de muestreo

Nosotros sabemos que la función de transferencia del controlador en función de la entrada y salida es:

$$G_c(z) = \frac{U(z)}{E(z)} \quad (3.19)$$

Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación (3.17) y dividiendo tanto numerador como denominador para z^2 , resulta:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_1 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

En forma de ecuaciones de diferencias la ecuación anterior queda:

$$u(k) - u(k-1) = b_1 e(k) + b_2 e(k-1) + b_3 e(k-2)$$

En consecuencia la señal de control es:

$$u(k) = u(k-1) + b_1 e(k) + b_2 e(k-1) + b_3 e(k-2) \quad (3.20)$$

En donde la señal de error calculamos como:

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (3.21)$$

Como podemos observar las constantes de la ecuación de diferencias b_1 , b_2 y b_3 dependen de los valores que tomen los parámetros del control PID (K_P , K_I y K_D) así como del período de muestreo (T).

3.5.2 REALIMENTACION DE ESTADO

El algoritmo de control por realimentación de estado viene dado por la ecuación (2.5):

$$u = -K^* x + r$$

La señal de control u está expresada en función del tiempo, pero para su implementación en un microcontrolador debe ser expresada en forma de ecuación

de diferencias para lo cual debemos primeramente obtener la transformada z de la ecuación anteriormente escrita.

Utilizando las propiedades de la transformada z [22] tenemos que la ecuación anterior resulta:

$$u(z) = -K * x(z) + r(z) \quad (3.22)$$

En forma de ecuación de diferencias la ecuación (3.22) resulta:

$$u(k) = -K * x(k) + r(k) \quad (3.23)$$

Pero no olvidemos que K y $x(k)$ representan matrices, entonces la ecuación (3.23) queda:

$$u(k) = -K_1 * x_1(k) - K_2 * x_2(k) + r(k) \quad (3.24)$$

Analizando las ecuaciones (3.24) y la ecuación (3.20) las mismas que resultaron ser las señales de control para la realimentación de estado y el PID respectivamente, podemos observar que las dos constan básicamente de multiplicaciones, pero sin embargo, para el control PID primero debemos realizar el cálculo de la señal de error y de las constantes de la ecuación de diferencias, en cambio, el algoritmo de control de la ecuación (3.24) maneja directamente las variables de entrada.

3.6 DESARROLLO DEL PROGRAMA DE CONTROL EN UN MICROCONTROLADOR

Recordemos que uno de los objetivos del presente proyecto es el desarrollo de un algoritmo de control en tiempo real, para lo cual hemos analizado dos tipos de control; el tipo de control que implementamos lo analizamos desde el punto de vista de la complejidad que presenta la señal de control, para lo cual fue

Microchip; otro factor importante en la selección de este tipo de microcontrolador es por su disponibilidad en el mercado nacional y su costo. Entre las principales características del PIC16F872 tenemos:

- Velocidad Máxima de 20 MHz
- 3 Puertos de entrada / salida (8 bits cada uno)
- 5 conversores A/D con una resolución de 10 bits
- 1 PWM con resolución de 10 bits
- 2K de memoria de programa tipo Flash (borrable y programable eléctricamente)
- 128 bytes de memoria RAM

Además el microcontrolador utilizado posee una salida PWM (modulación por ancho de pulso) el mismo que emplearemos para la activación del elemento semiconductor (MOSFET) del circuito de chopper de DC.

Para el ingreso de los valores de referencia y las constantes de control utilizamos potenciómetros.

En la figura 3.17 explicamos mediante el uso de diagramas de flujo la lógica de funcionamiento del programa principal.

Antes de ejecutar el programa se definen localidades de memoria para el almacenamiento de datos (definición de etiquetas). De igual manera limpiamos todos los registros de control que vayamos a utilizar, con la finalidad de no encender el ventilador (actuador) antes de iniciar el control o establecer el valor de la referencia.

A continuación tenemos la configuración de los bits de los registros de control los mismos que permiten la utilización del conversor A/D, PWM y habilitación de entradas y salidas. Si esto no se realiza antes de la ejecución principal del programa, este no funcionará.

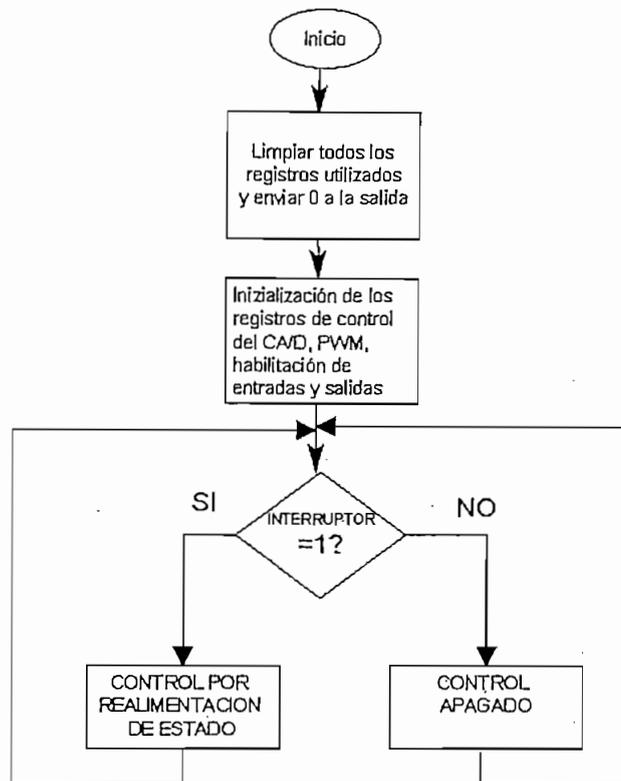


Figura 3.17 Diagrama de flujo del programa principal

Si el interruptor se encuentra en uno lógico (5 Voltios) se ejecuta la subrutina del algoritmo de control por realimentación de estado; en caso contrario, encendemos un led de señalización de control apagado (off).

En la figura 3.18 tenemos el diagrama de flujo de la subrutina de control.

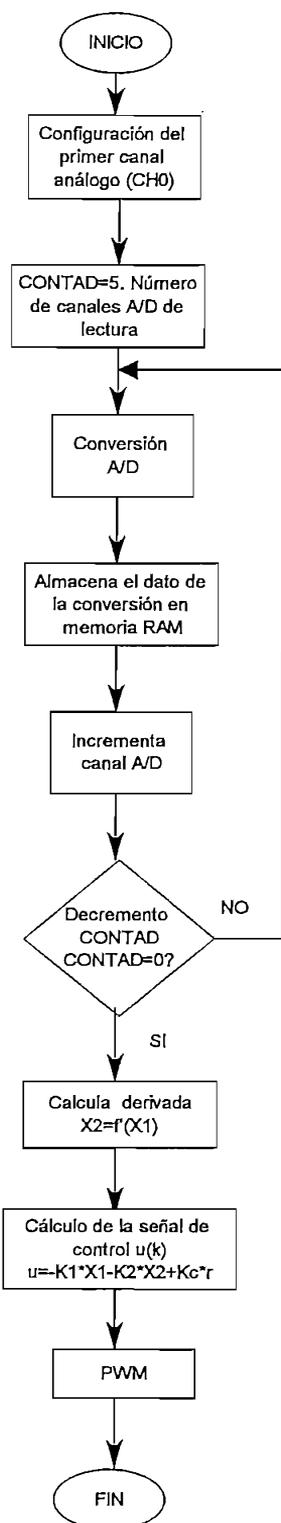


Figura 3.18 Subrutina de Control por realimentación de estado

Primero procedemos a la lectura del canal A/D CH0. Asignamos con el valor de 5 a un contador el mismo que indica el número de canales A/D a ser leídos

(Referencia, Salida, Kc, K1 y K2). Realizamos la conversión del dato leído y almacenamos en la memoria de datos (RAM), incrementamos el canal A/D de lectura y decremento el contador, el mismo que es cero cuando se han realizado la lectura de los cinco canales A/D.

Antes de realizar el cálculo de la señal de control u , debemos primero calcular el valor de la derivada de x_1 , la misma que es igual a x_2 nuestra segunda variable de estado; para el cálculo de X_2 utilizamos la fórmula tres puntos de la referencia [23], la misma que dice:

$$x_2 = \dot{x}_1 = f'(x_1) = \frac{1}{2h} [f(x_1 - 2h) - 4 * f(x_1 - h) + 3 * f(x_1)]$$

Donde:

h = tamaño del paso de la muestra

Sea $h=1$ entonces:

$$f'(x_1) = \frac{1}{2} [f(x_1 - 2) - 4 * f(x_1 - 1) + 3 * f(x_1)]$$

La fórmula anterior implementamos en el microcontrolador para el cálculo de la segunda variable de estado.

Una vez conocidos todos los parámetros de la señal de control, procedemos al cálculo del mismo mediante una serie de operaciones matemáticas (multiplicación, suma y resta).

La señal de control determina la relación de trabajo del PWM, la misma que enviamos al elemento semiconductor del chopper.

El circuito del microcontrolador y el acondicionamiento del sensor se encuentran en la misma tarjeta, esta podemos observar en los anexos.

3.7 VISUALIZACION DE LOS PARAMETROS

Para la visualización de los principales parámetros que constituyen el prototipo aerodinámico utilizamos un computador, para esto utilizamos un software conocido como LabVIEW 5.0, el mismo que utiliza programación gráfica para su desarrollo, muy utilizado en la industria para instrumentación virtual; para la adquisición de datos hacia el computador utilizamos la tarjeta Lab-PC-1200; tanto la tarjeta de adquisición de datos como el software pertenecen a la casa de National Instruments.

El programa desarrollado en LabVIEW debe permitir observar la señal de salida y la señal de entrada de manera similar a un osciloscopio, también muestra sus valores expresados en grados, además en la misma pantalla incluimos dos leds indicadores del funcionamiento del control o de su estado de apagado, así como el valor de las constantes del control por realimentación de estado como son K_C , K_1 y K_2 . Es muy importante que recordemos que el objetivo de este programa es solamente de visualización y no de control de ningún tipo de parámetro del prototipo.

En la figura 3.19 presentamos un esquema jerárquico del programa desarrollado, en el mismo que podemos observar los iconos utilizados así como los subprogramas.

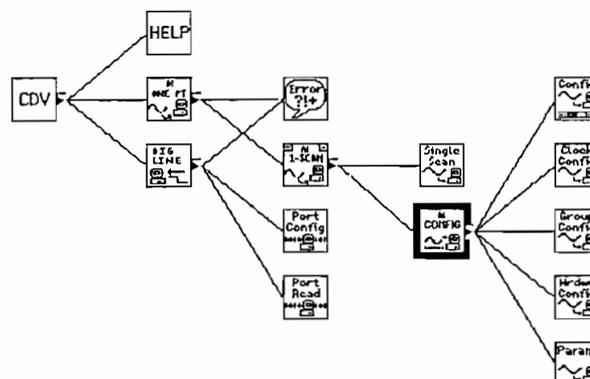


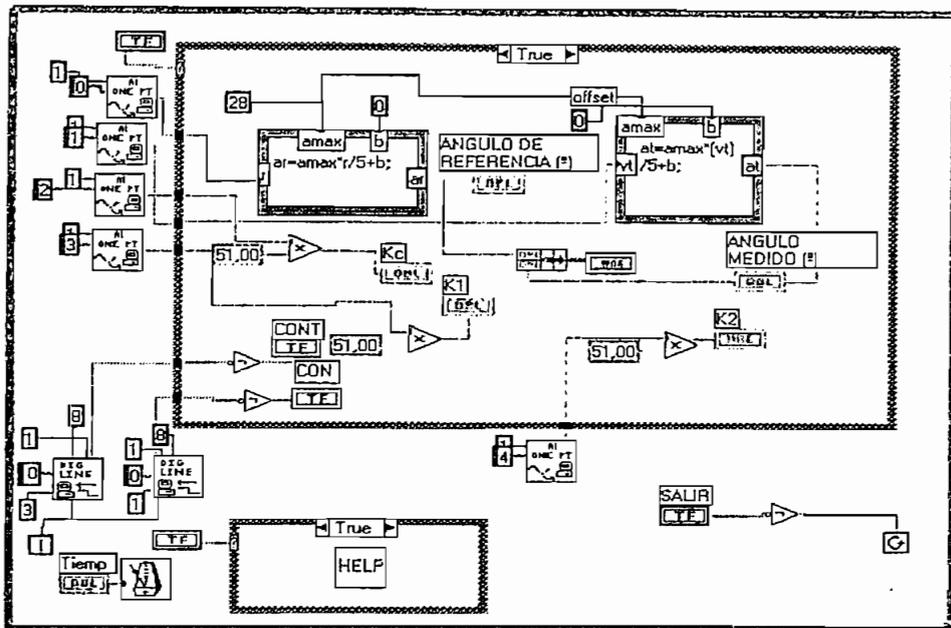
Figura 3.19 Diagrama jerárquico del programa

El panel frontal del programa lo mostramos en la figura 3.20.

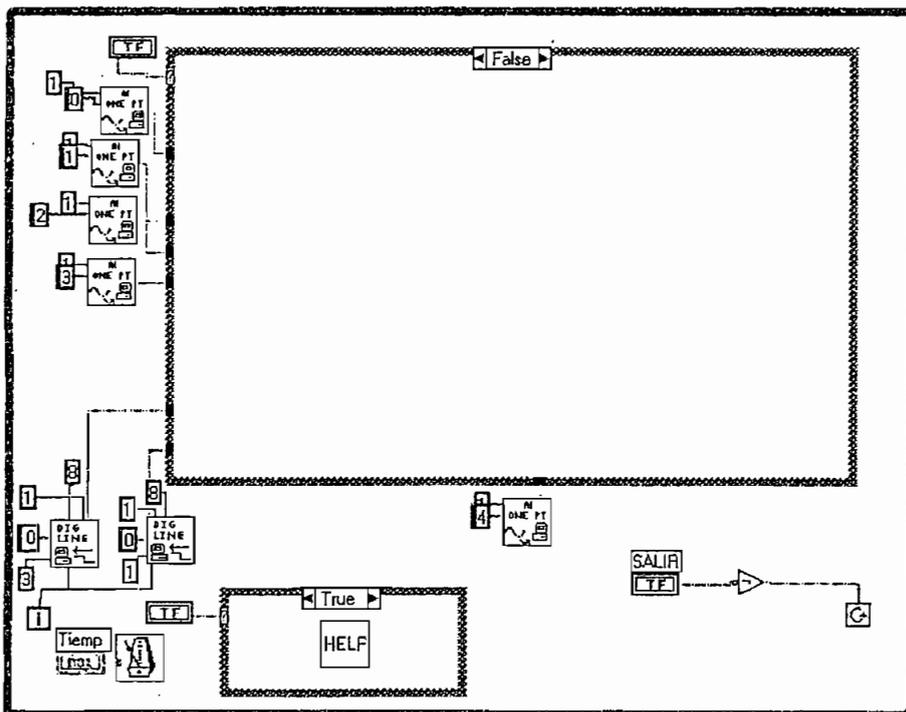


Figura 3.20 Panel frontal del programa implementado (CDV)

El programa implementado tenemos en la figura 3.21; en esta figura hay un lazo condicional de manera que el programa nos muestra los datos únicamente cuando el botón de visualizar o la tecla F3 sea presionada (figura 3.21a), en caso contrario no tendremos ningún dato muestreado (figura 3.21b). Así mismo en la parte inferior tenemos un botón para salir del programa y un botón de ayuda, los mismos que se ejecutarán al ser presionados en la pantalla de interfaz (figura 3.20); el ícono HELP es un subprograma del programa principal.



a)



b)

Figura 3.21 Programa implementado en LabVIEW (CDV)

Como mencionamos anteriormente el icono HELP de la figura 3.21 es un subprograma cuyo diagrama del programa lo tenemos en la figura 3. 22

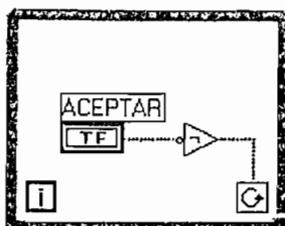


Figura 3.22 Diagrama del subprograma HELP

El panel frontal del subprograma lo presentamos a continuación:

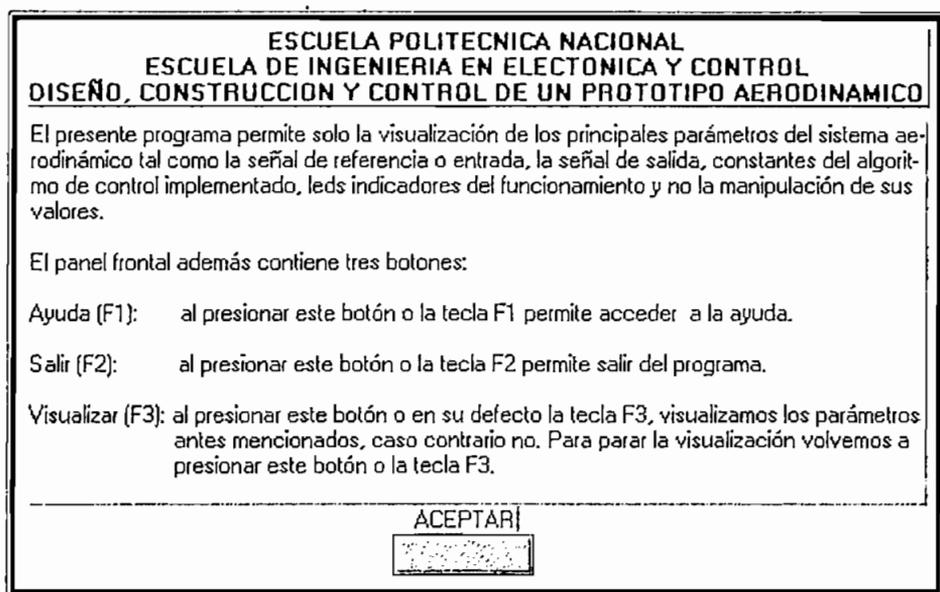


Figura 3.23 Panel frontal del subprograma HELP

CAPITULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS OBTENIDOS

4.1 INTRODUCCION

Previo a la adquisición de los resultados finales calibramos de una manera adecuada los potenciómetros de la tarjeta de control para su funcionamiento, especialmente los relacionados con el acondicionamiento del sensor de posición.

Es muy importante mencionar que la calibración del acondicionador del sensor la realizamos de tal manera que para un ángulo de aproximadamente 28° , tengamos una salida de 5 voltios. Por lo tanto, cuando el ángulo de elevación sea mayor, el voltaje del sensor será mayor a los 5 voltios, pero debido al diodo zener colocado entre el pin correspondiente a la entrada del sensor en el microcontrolador y tierra se saturará en los 5.1 voltios, en consecuencia el microcontrolador leerá siempre como 5 voltios a un ángulo de elevación mayor a los 28° . Este ángulo de elevación de 28° fue tomado de manera experimental al alimentar al ventilador con un voltaje de 16.9 V, valor de voltaje experimental que todavía puede soportar el ventilador (según el fabricante el voltaje máximo es de 14 V).

Para cambiar el retardo de transporte del aire hacia la lámina colocamos el actuador sobre unos rieles, pero como vamos a observar en las pruebas obtenidas a diferentes distancias del ventilador a la lámina el retardo de transporte es el mismo, por lo tanto para cambiar el parámetro de control suspendimos el flujo de aire hacia el ventilador por un instante pequeño de tiempo y así observar el control del mismo.

A continuación presentamos los resultados obtenidos.

4.2 RESPUESTA A LA ENTRADA PASO O ESCALON

Las formas de onda las obtuvimos del osciloscopio digital Tektronix TDS210 por medio del software WaveStar versión 1.0.

Tomamos varias pruebas con una entrada paso o escalón, pero en cada una de ellas variamos la distancia que existe entre el ventilador y la lámina.

Para una distancia de 30 cm los resultados presentamos en la figura 4.1:

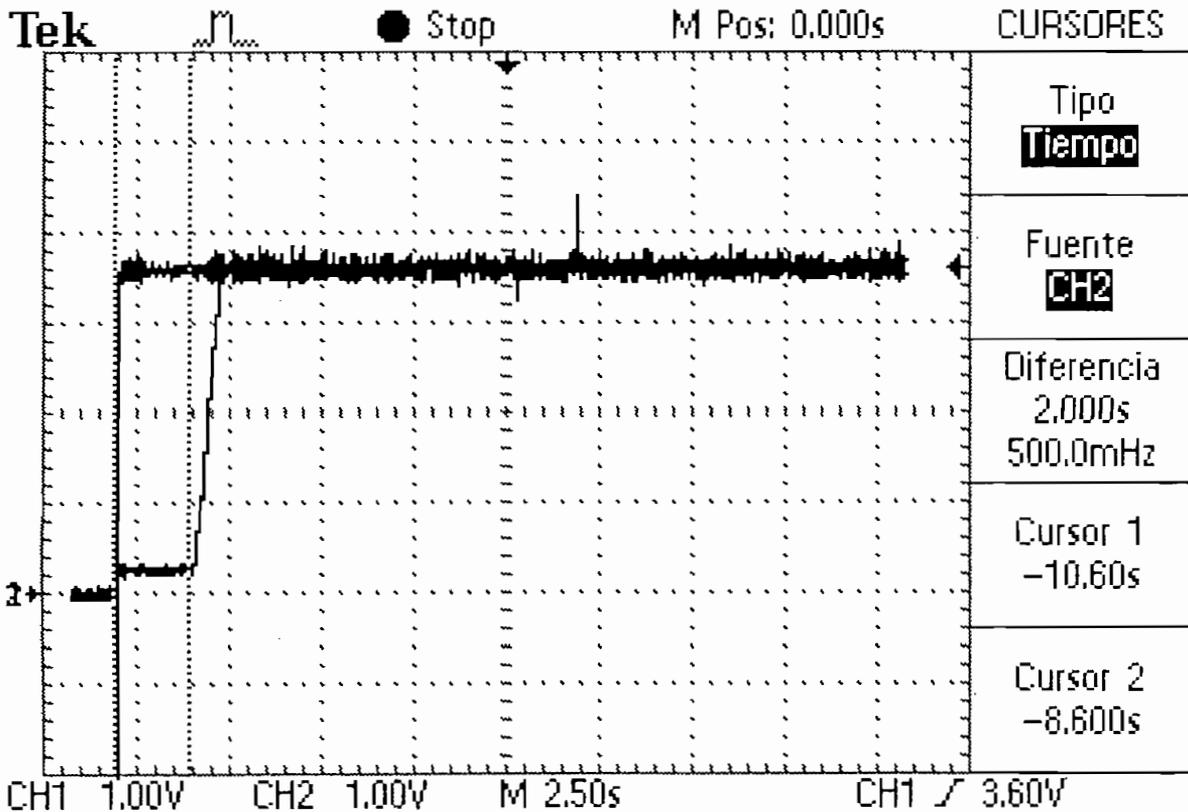


Figura 4.1 Respuesta del sistema a un entrada paso

De donde podemos observar que:

Tiempo de retardo = 2 s.

$T_s = 2.9$ s

$M_p = 0\%$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 20.5°

Error = 2.5%

Para una distancia de 20 cm los resultado obtenidos presentamos en la figura 4.2:

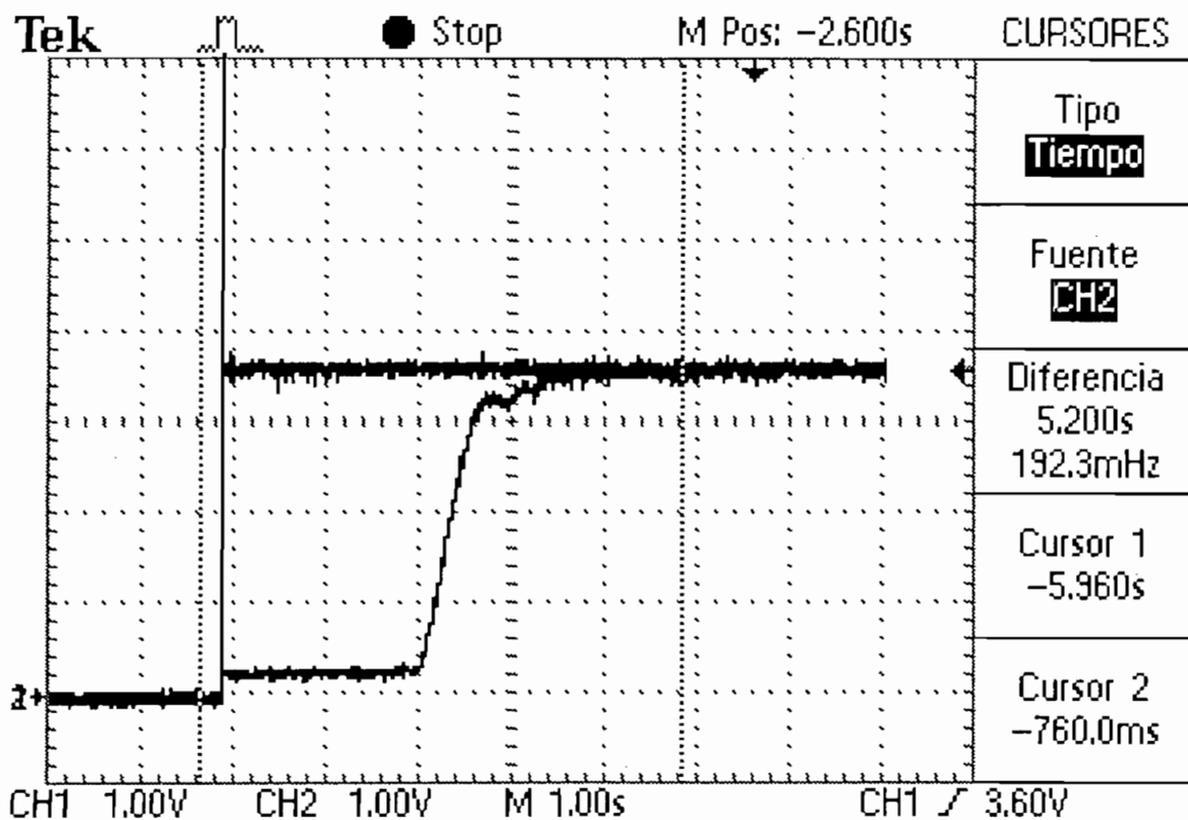


Figura 4.2 Respuesta del sistema a una entrada paso

De donde obtenemos:

Tiempo de retardo = 2s

$T_s = 3.5$ s

$M_p = 0\%$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 20°

Error = 0%

Para una distancia del ventilador a la lámina de 10 cm, los resultado presentamos en la figura 4.3:

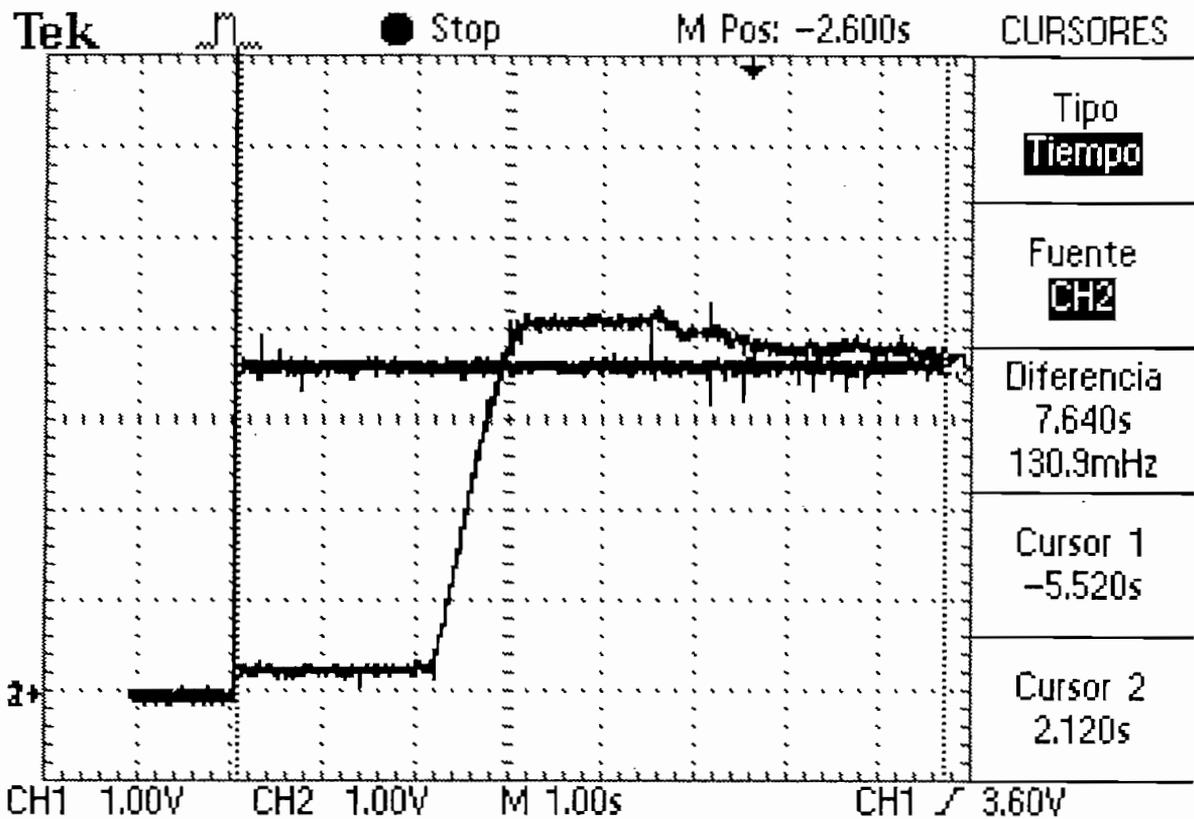


Figura 4.3 Respuesta del sistema a una entrada escalon

De la figura 4.3 obtenemos:

Tiempo de retardo = 1.8 s

$T_s = 8$ s

$M_p = 13\%$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 0°

Error = 0%

4.3 RESPUESTA A PERTURBACIONES EN EL FLUJO DE AIRE

Los resultados obtenidos presentamos en las figura 4.4 y 4.5:

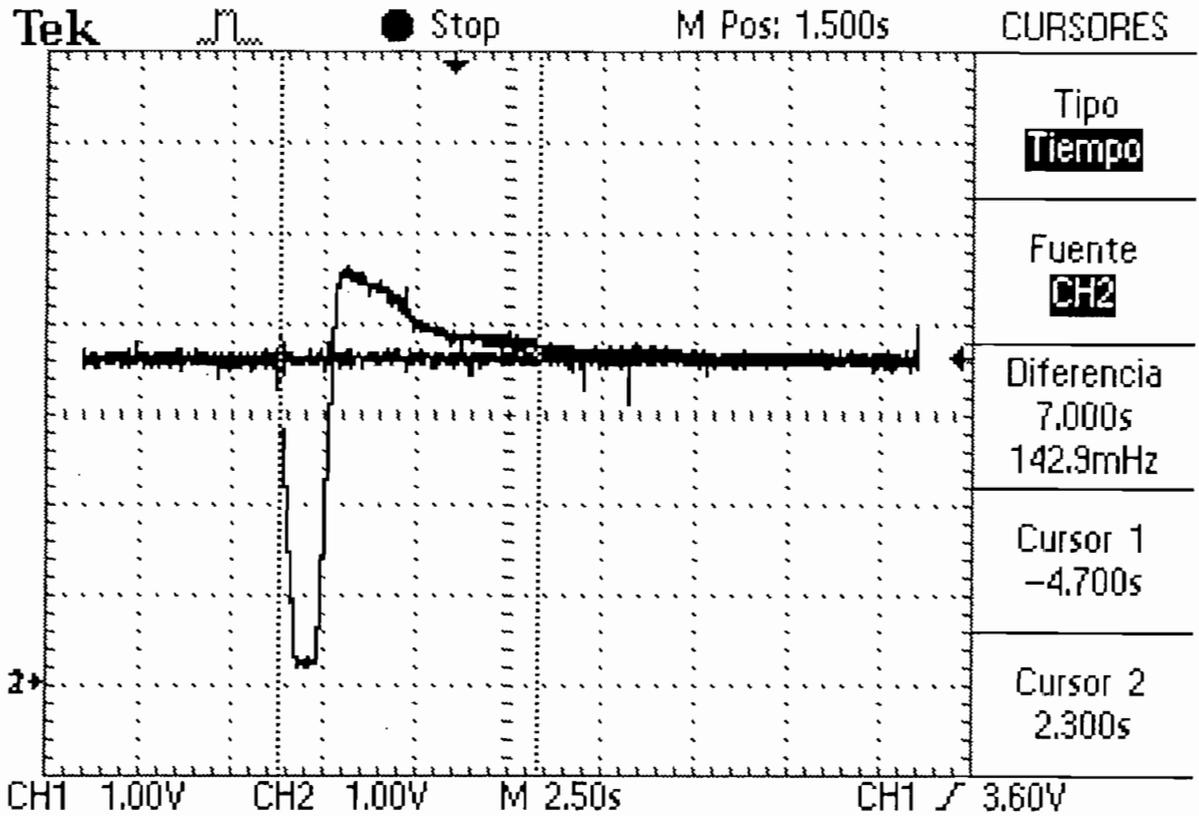


Figura 4.4 Respuesta del sistema a perturbaciones en el flujo de aire

De la figura 4.4 obtenemos:

$$T_s = 7 \text{ s}$$

$$M_p = 27.7\%$$

$$\text{Angulo de referencia} = 20^\circ$$

$$\text{Angulo medido} = 20^\circ$$

$$\text{Error} = 0\%$$

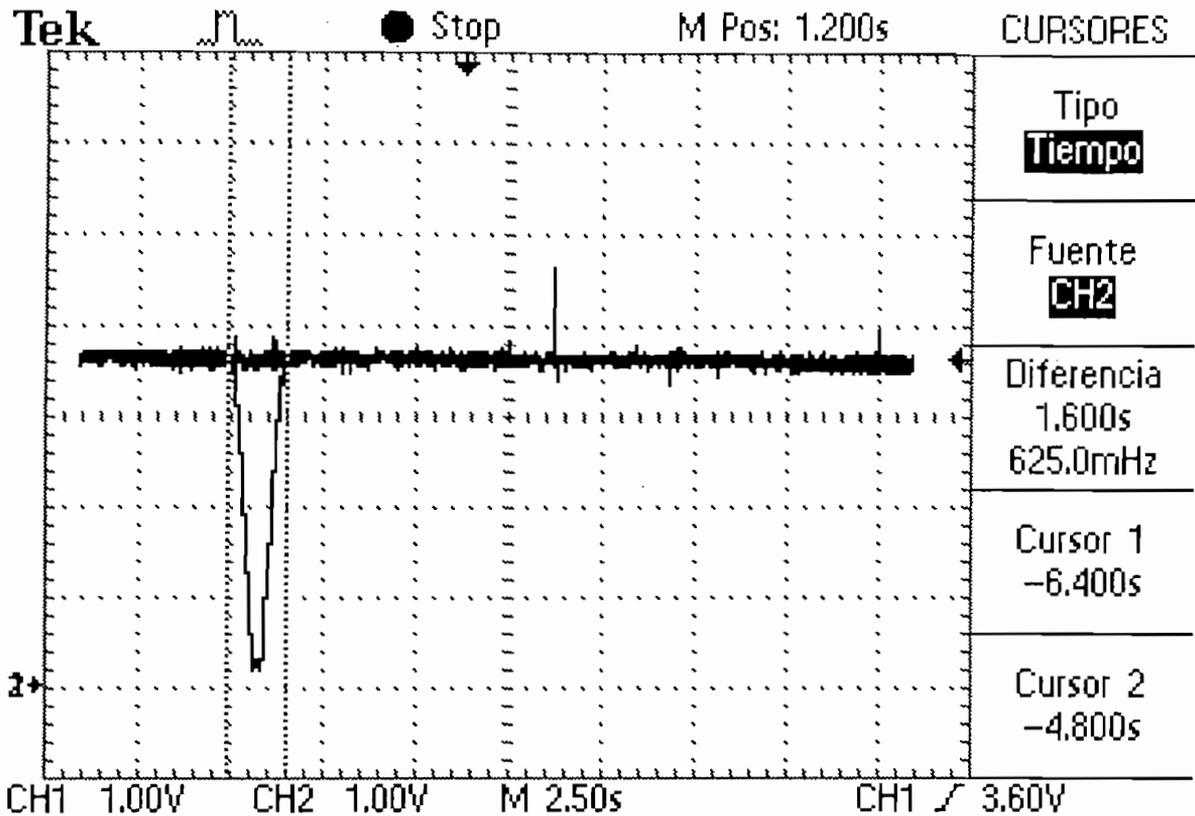


Figura 4.5 Respuesta del sistema a perturbaciones en el flujo de aire

$T_s = 1.6 \text{ s}$

$M_p = 0\%$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 20°

Error = 0%

4.4 RESPUESTA A PERTURBACIONES EN LA CARGA

Al colocar un peso externo de 27 [gr] en la parte superior de la lámina tenemos la siguiente respuesta:

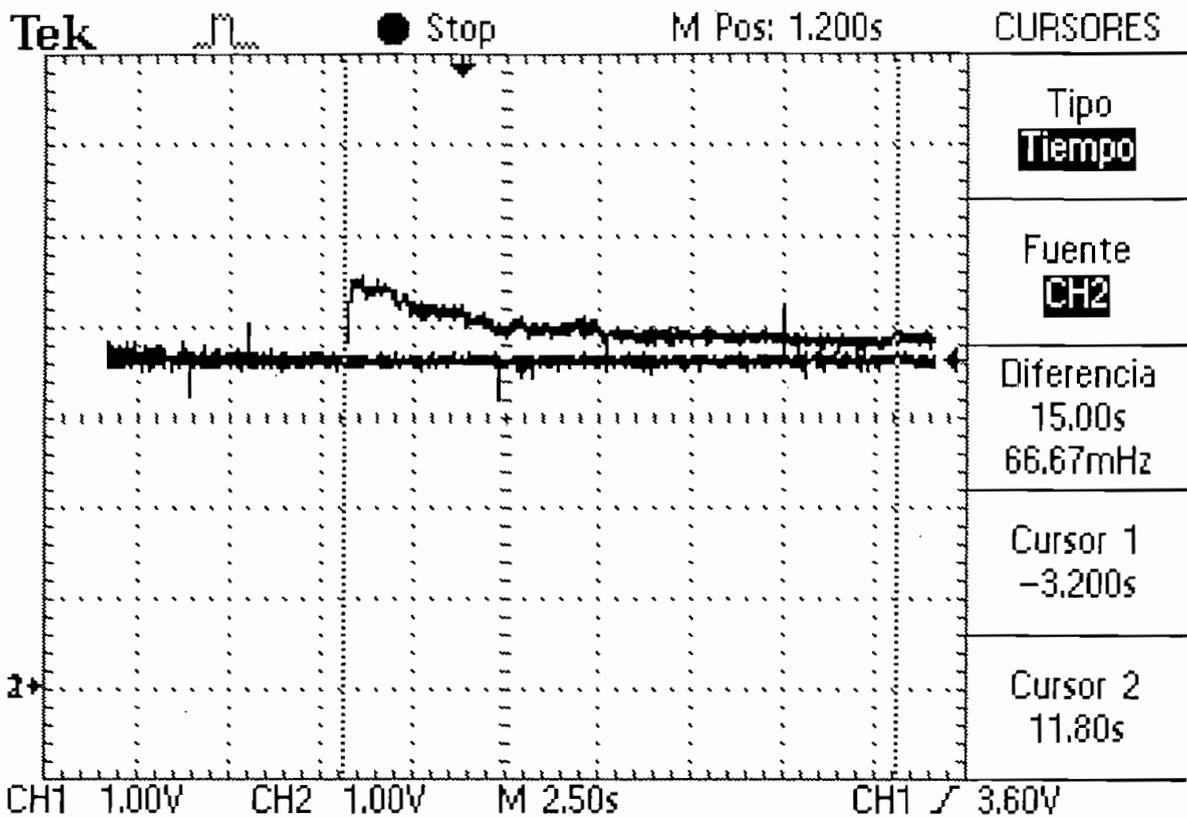


Figura 4.6 Respuesta del sistema a perturbaciones en la carga

$T_s = 20 \text{ s}$

$M_p = 22\%$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 24.4°

Error = 22%

Las pruebas anteriormente presentadas fueron para las siguientes constantes:

$K_c = 84$

$K_1 = 50$

$K_2 = 20$

4.5 VARIACION DE LAS CONSTANTES DEL CONTROL

Con el propósito de observar la respuesta para diferentes constantes tomamos la respuesta a una entrada paso a una distancia de 10 cm del ventilador hacia la lámina:

$$K_c = 195$$

$$K_1 = 162$$

$$K_2 = 30$$

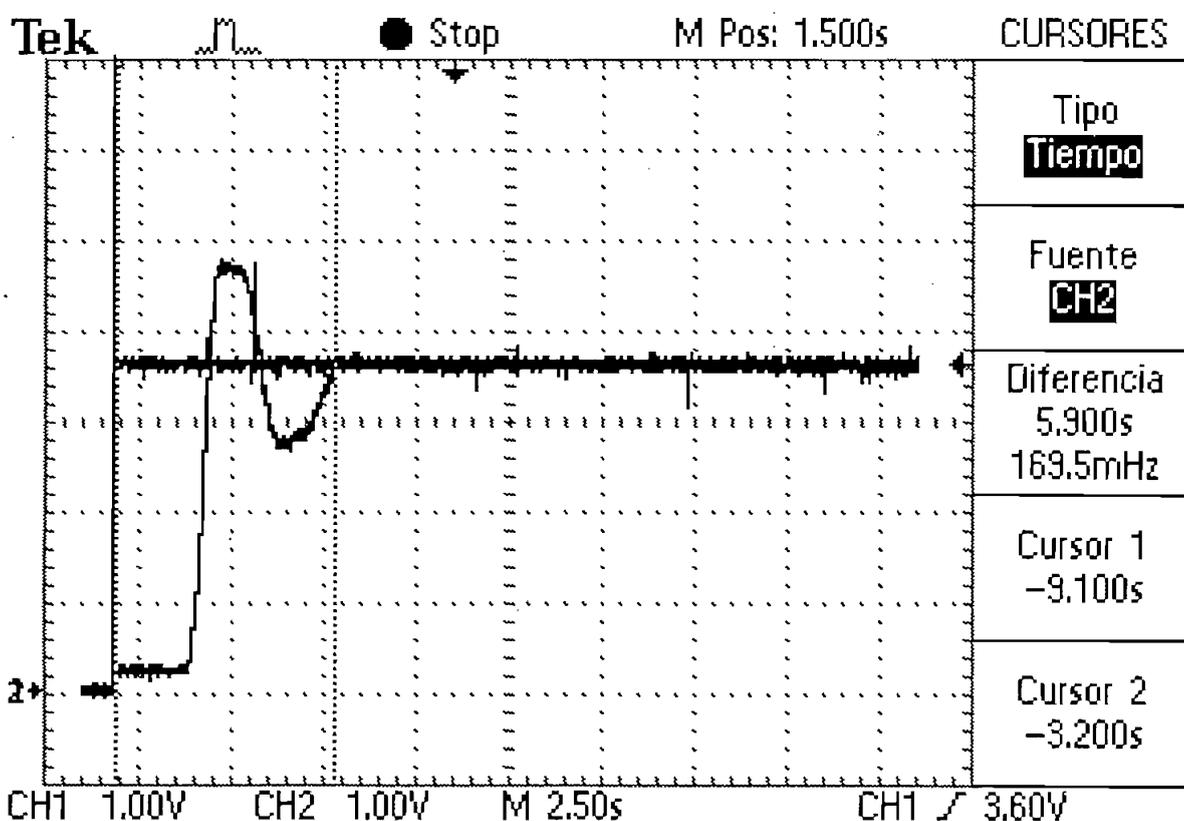


Figura 4.7 Respuesta del sistema a una entrada paso

De donde obtenemos:

$$\text{Tiempo de retardo} = 2 \text{ s}$$

$$T_s = 5.9 \text{ s}$$

$$M_p = 54\%$$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 20°

Error = 0%

Igualmente tomamos una prueba con perturbación en el flujo de aire y el resultado presentamos en la figura 4.8:

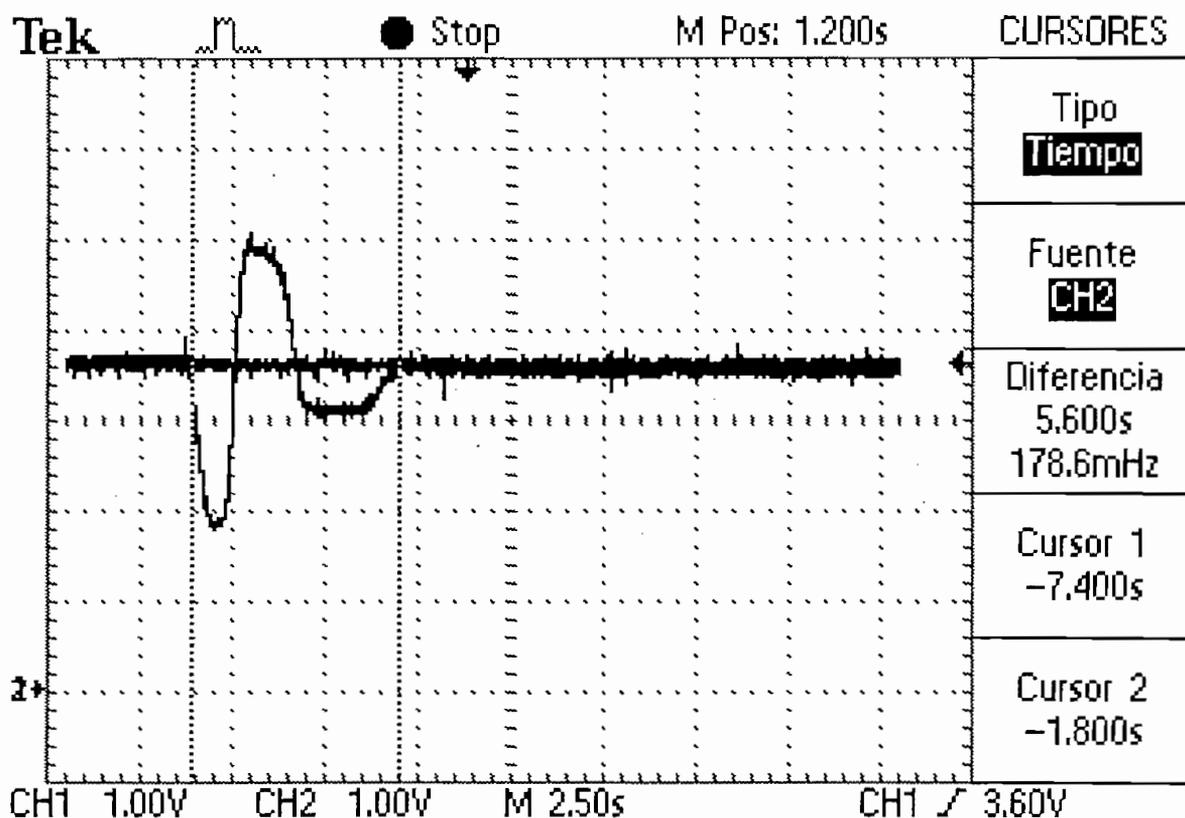


Figura 4.8 Respuesta del sistema a perturbaciones en el flujo de aire

$T_s = 5.6 \text{ s}$

$M_p = 32\%$

Angulo de referencia = 20°

Angulo medido = 19.5°

Error = 2.5%

4.6 VARIACION DE LA REFERENCIA

El siguiente resultado variamos la referencia de 20° a 17° .

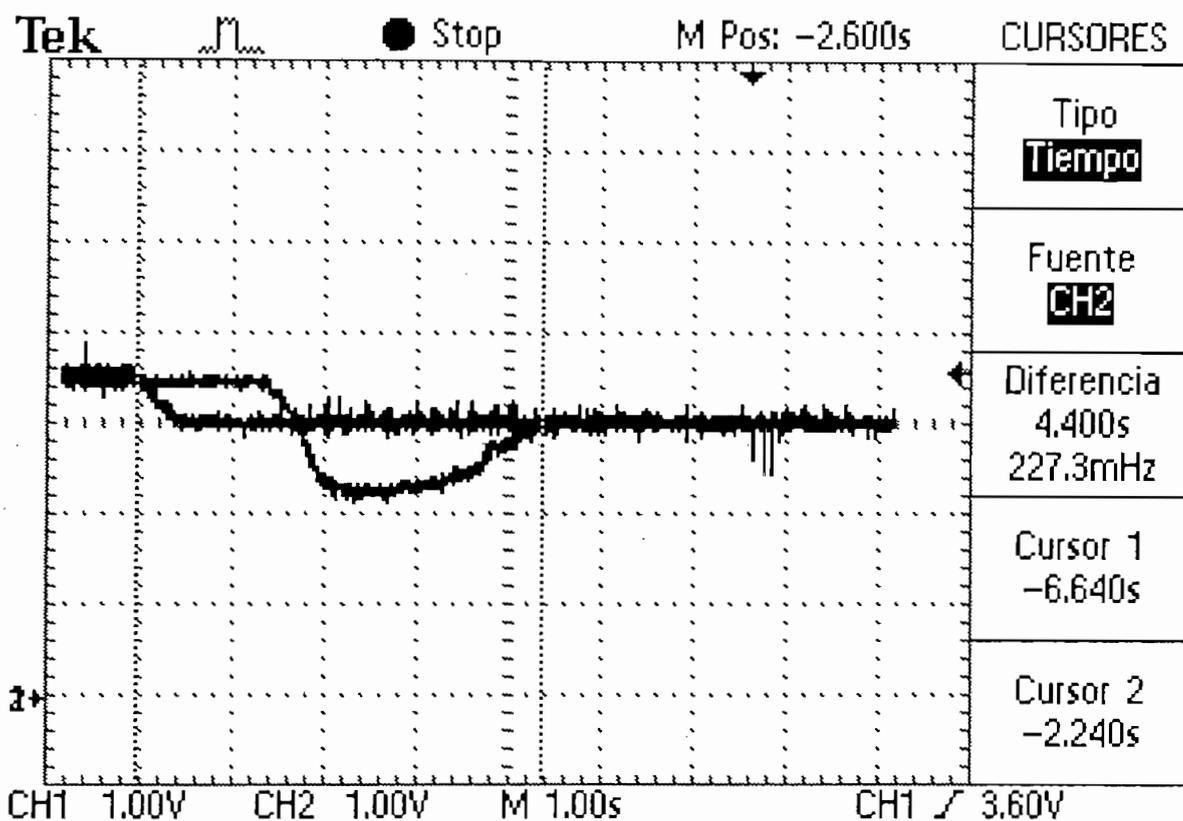


Figura 4.9 Respuesta del sistema al cambio de la señal de referencia

$T_s=4.4$ s

Angulo de referencia 17°

Angulo medido 17°

Error = 0%

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Debemos mencionar que hemos cumplido con el objetivo del presente proyecto de titulación; es decir, con el diseño y construcción del prototipo aerodinámico; así como con el control del ángulo de elevación de la lámina.

Luego de varias pruebas realizadas verificamos el correcto funcionamiento de cada una de las tarjetas, especialmente de la parte del acondicionamiento del sensor. Los errores existentes en algunas pruebas son más por apreciación y al ruido producido en las señales visualizadas en el osciloscopio.

La repetibilidad de los resultados son bastantes buenos logrando de esta manera desprejar la fricción existente entre el eje del sensor y el eje de rotación de la lámina.

La utilización del microcontrolador PIC16f872 nos optimizó gran parte de hardware debido a que internamente posee cinco conversores análogo-digital y una salida de modulación por ancho de pulso.

Experimentalmente determinamos que existe un rango de control del ángulo de elevación desde los 5 grados hasta los 28 grados. Por lo tanto el acondicionador del sensor lo calibramos de tal manera que para 28 grados tengamos un voltaje de 5 voltios que es el máximo que puede soportar la entrada análogo-digital del microcontrolador. Por este motivo colocamos un zener de 5.1 voltios entre el pin de la entrada A/D del microcontrolador y tierra.

De las pruebas obtenidas a la entrada paso para diferentes distancias podemos observar que el tiempo de retardo debido al flujo de aire es mínimo prácticamente despreciable, por lo tanto el tiempo de retardo observado en el osciloscopio se debe al tiempo de arranque o activado del motor. Este tiempo de activado del motor existe porque internamente el motor posee un circuito electrónico para su

arranque es por este motivo que el ventilador funciona en un rango comprendido entre los 6 y los 17 voltios. (El fabricante establece que el ventilador trabaja de 6 voltios a 14 voltios).

Para determinar el modelo matemático del actuador no consideramos el tiempo que demoran su arranque debido a que consideramos que el ventilador ha estado funcionando desde mucho tiempo atrás.

El tiempo de establecimiento del sistema es mayor con respecto al de diseño, por las razones anteriormente mencionadas, por este motivo realizamos otras pruebas para constantes mayores a las diseñadas llegando a la conclusión de que al incrementar las constantes de control disminuimos el tiempo de establecimiento del sistema, pero el máximo sobrenivel porcentual aumenta.

Al aplicar un peso de 0.4 [N] el ángulo de elevación aumentó, razón por la cual el flujo de aire disminuyó con el objetivo de mantener al referencia establecida pero el ángulo de elevación no disminuyó, llegando incluso el ventilador a detenerse. Por lo tanto podemos concluir que para este peso el sumatorio de torques se igualaron mateniendo de esta manera en equilibrio a la lámina.

El sistema puede funcionar en lazo abierto simplemente al colocar las constantes de la realimentación de estado a cero. Y si calibramos la constante de la ganancia de la señal de referencia K_c , logramos tener un control manual en lazo abierto simplemente con variar la señal de referencia, pero no tenemos control frente a las perturbaciones.

Optamos por el control por realimentación de estado porque la señal de control a implementarse en el microcontrolador es más simple. Por lo tanto el tiempo de ejecución del programa es menor debido a que posee menor número de operaciones matemáticas que la señal de control proporcionada por el PID.

Recomendamos para futuros proyectos la implementación del algoritmo de control PID en el microcontrolador, debido a que simplemente cambiaría el programa

interno y utilizaría la misma tarjeta de control. Por lo tanto, podríamos tener un análisis de las respuestas del sistema para los dos algoritmos de control y observar cual es el más óptimo desde el punto de vista de la calidad del sistema.

El software realizado en LAbVIEW resulta de gran importancia en la visualización de los principales parámetros del sistema, permitiendo conocer el valor de los mismos, logrando de esta manera prescindir de aparatos electrónicos para su visualización.

El presente proyecto resulta de gran ayuda para el estudiante y para su trabajo en el laboratorio, debido a que se trata de una planta versátil, que involucra propiedades dinámicas y sobre todo le permite comprender los efectos que se tienen en la respuesta del sistema al variar las constantes del control.

El equipo se encuentra calibrado por lo que recomendamos no hacer ningún tipo de cambio en los valores de los potenciómetros de las tarjetas, especialmente con el potenciómetro que varía el voltaje de la fuente de alimentación al ventilador ya que un exceso de voltaje del establecido puede dañar el actuador o disminuir su tiempo de vida útil.

Es muy importante recomendar que el presente proyecto podemos utilizar en futuras investigaciones con otros tipos de algoritmos de control a más de los estudiados.

REFRERENCIASA BIBLIOGRAFICAS

- [1],[2],[3] OGATA Katsuhiko, **Ingeniería de control Moderna**, Primera Edición, Prentice-Hall, 1974.
- [4], [6] PARRA Angel, **Programa digital para el análisis de sistemas no lineales mediante el trazo de trayectorias de fase hasta en tres dimensiones**, Tesis, E.P.N., Enero 1992.
- [5], [7] OGATA Katsuhiko, **Ingeniería de control Moderna**, Segunda Edición, Prentice-Hall, 1993.
- [8], [9] www.engin.umich.edu: **State Space Tutorial**.
- [10], [19], [20], [21] KUO Benjamin, **Sistemas de Control Automático**, Séptima Edición, Prentice-Hall, 1996.
- [11] RIVERA Pablo, **Folleto de Control de Máquinas**, E.P.N, 1999.
- [12], [13], [14], [18] ECG, **Semiconductor**, 19na. Edición.
- [15] COUGHLIN R., DRISCOLL F., **Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales**, Cuarta Edición, Prentice-Hall, 1993.
- [16], [17] FREIRE Vicente, **Diseño y construcción de un conversor AC-AC trifásico**, Tesis, E.P.N., Noviembre 1997.
- [22] DORF R., BISHOP R., **Modern Control Systems**, Séptime Edición, Addison-Wesley, 1995.
- [23] MICROCHIP, **Embedded Control Handbook**, Volumen 1, 1997.

ANEXO A

Determinación del momento de inercia de la lámina³

Para el movimiento de los cuerpos rígidos es necesario conocer el momento de inercia de la masa del cuerpo con respecto a un eje de rotación.

La determinación del calculo del momento de inercia de la lámina se realizo por integración.

*“El momento de inercia de una masa diferencial dm con respecto a cualquier eje o línea se define como el producto de la masa del elemento y el cuadrado de su distancia al eje considerado”.*³

Para la determinación del momento de inercia, nuestro eje de rotación se encuentra a una distancia fija, la misma que ha sido seleccionada mediante la realización de algunas pruebas y observando el comportamiento del cuerpo variando la distancia del eje de rotación. (Ver figura).

Los ejes de orientación del sistema fueron seleccionados de tal manera que se faciliten los

Cálculos, es decir el eje de rotación de la lámina se le hizo coincidir con el eje de coordenadas x.

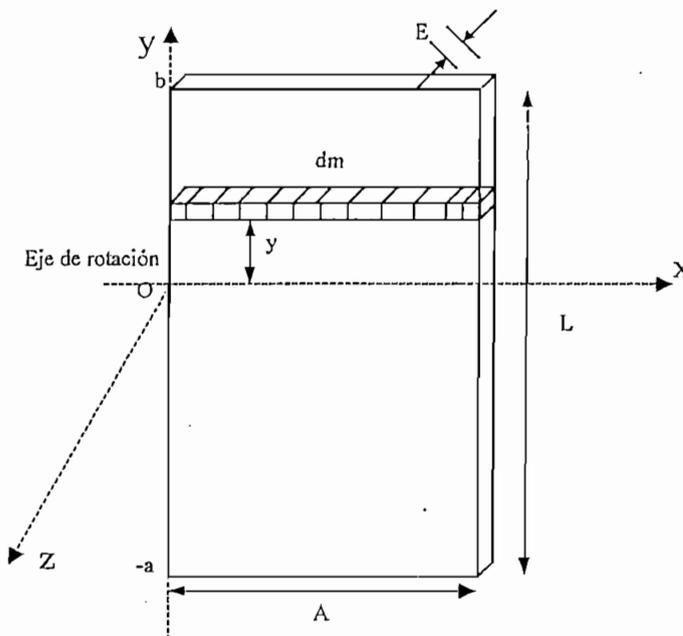


Figura. Vista frontal de la lámina.

³ HIGDON-STILES-DAVIS-EVCES-WEESE, Ingeniería Mecánica: Dinámica vectorial Tomo II, Prentice Hall, 1982, México.

Por definición se tiene que:

$$dJ_x = y^2 * dm \quad (A.1)$$

En donde:

dm = diferencial de masa

La masa se define como el producto de su densidad por el volumen. Como podemos observar en la figura, tanto el valor de A como de E no cambia, en consecuencia el valor del diferencial de masa queda:

$$dm = \rho * A * E * dy \quad (A.2)$$

Sustituyendo la ecuación (A.2) en (A.1) e integrando la misma en los límites establecidos en la figura se tiene que el momento de inercia de la lámina con respecto al eje x es:

$$J_x = \int_{-a}^b \rho * A * E * y^2 * dy \quad (A.3)$$

$$J = \frac{189}{2187} \rho * A * E * L^3 \quad (A.4)$$

En donde experimentalmente se encontró que el mejor eje de rotación se encuentra para los valores siguientes de a y b :

$a = 25$ cm y $b = 20$ cm.

Como el largo total de la lámina L es de 45 cm por lo tanto:

$$a = (5/9) * L$$

$$b = (4/9) * L$$

La ecuación (A.4) podemos dejarle expresado en función de la masa total de la lámina, simplemente resolviendo la ecuación (A.2) e integrando entre los límites antes mencionados, por lo tanto se tiene que:

$$m = \rho * A * E * L \quad (A.5)$$

Sustituyendo esta última ecuación en (A.4), nos da como resultado:

$$J = \frac{189}{2187} m * L^2 \quad (A.6)$$

ANEXO B

Listado del programa implementado en el microcontrolador PIC 16F872

```
;Realimentación de estado
;La derivada para la realimentación de estado calculamos
;internamente
;*****
*
    list p=16f872

    include "p16f872.inc"

;definición de etiquetas de la señal de referencia para realimentación de
;estado
REF2 equ 0x25
VFETA2 equ 0x26
KC equ 0x27
KUNO equ 0x28
KDOS equ 0x29
;
;
;etiquetas para la señal de control u
UH1 equ 0x3D
UH0 equ 0x3E
UL equ 0x3F
;
;etiquetas auxiliares
TIEMPO equ 0x42
CONTAD equ 0x43 ;contador del conversor A/D
H_byte equ 0x44 ;para multiplicación de 8x8 MSB
L_byte equ 0x45 ;para multiplicación de 8x8 LSB
CONT1 equ 0x46
MULCND equ 0x47 ;para multiplicación de 8x8
MULCDR equ 0x48 ;para multiplicación de 8x8
MULCDR1 equ 0x49 ;para multiplicación de 16x8
MULCDR0 equ 0x4A ;para multiplicación de 16x8
AUX1 equ 0x4B
RES0 equ 0x4C
RES1 equ 0x4D
RES2 equ 0x4E
FAC1L equ 0x4F
FAC1H0 equ 0x50
FAC1H1 equ 0x51
FAC2L equ 0x52
FAC2H0 equ 0x53
FAC2H1 equ 0x54
FAC3L equ 0x55
FAC3H0 equ 0x56
FAC3H1 equ 0x57
;
;etiquetas auxiliares para realimentación de estado
TEMP equ 0x58
```

```

ACCbHI      equ    0x59
ACCbLO      equ    0x5A
ACCaHI      equ    0x5B
ACCaLO      equ    0x5C
;
;etiquetas para el cálculo de la derivada
;
VTETA2_1    equ    0x60
VTETA2_2    equ    0x61
VTETApH     equ    0x62
VTETApL     equ    0x63
F1H         equ    0x64
F1L         equ    0x65
F2H         equ    0x66
F2L         equ    0x67
F3H         equ    0x68
F3L         equ    0x69

;
#define      SWITCH      PORTC,0
;
;
      org    0x00
      goto  inicio

      org    0x04

;*****
;programa principal
;*****

inicio
      clrf  PORTB
      clrf  PORTC
      clrf  PORTA
      clrf  ADRESH
      clrf  T2CON
      clrf  REF2
      clrf  VTETA2
      clrf  VTETA2_1      ;valor anterior de VTETA2
      clrf  VTETA2_2      ;valor anterior de VTETA2_1
      clrf  UH1
      clrf  UH0
      clrf  UL
      clrf  TMR2
      clrf  CCP1CON
      clrf  CCPR1L
      clrf  FAC1L
      clrf  FAC1H0
      clrf  FAC1H1
      clrf  FAC2L
      clrf  FAC2H0
      clrf  FAC2H1
      clrf  FAC3L
      clrf  FAC3H0
      clrf  FAC3H1
      clrf  ACCaHI

```

```

    clrf ACCaLO
    clrf ACCbHI
    clrf ACCbLO
;
;inicialización de lo registros de control para el
;convertor a/d,PWM, entradas y salidas
;
    bsf STATUS,RP0 ;cambio al banco 1
    clrf PORTB ;seteo al puerto B como salida LSB
    bcf PORTC,2 ;seteo al bit 2 del puerto C como salida PWM
    bsf PORTC,0 ;seteo el bit 1 del puerto C como entrada
; para el SWITCH
    bcf PORTC,4 ;seteo el bit 4 como salida .CONTROL PID
    bcf PORTC,5 ;seteo el bit 4 como salida .CONTROL REAL.
;ESTADO
    movlw b'101111' ;seteo al bit0,1,2,3,5 como
    movwf PORTA ;entradas del puerto A
;inicialización del convertor analogo digital
    clrf ADCON1 ;configuracion
;del registro de control ADCON1 para
;entradas a/d
    bcf STATUS,RP0 ;cambio al banco 0.
    movlw b'11000001' ;configuracion del registro de control
    movwf ADCON0 ;ADCON0, RC, ch0
;fin de inicialización del convertor a/d
;inicialización del PWM
    movlw b'00001100' ;seteo PWM y los dos bits menos
;significativos como 00
    movwf CCP1CON ;en el registro de control para modo PWM
    clrf PIR1
    bsf T2CON,1 ;seteo TMR2 prescaler como 16
    bsf T2CON,TMR2ON ;inicio PWM
    bsf STATUS, RP0 ;cambio al banco 1
    clrf PIE1
;para setear el valor del prescaler se empleo la siguiente formula para
;Una frecuencia
; de aproximadamente 7 KHz
;*****
;*****
;***** PR2= fosc/[4*PWMf*TMR2(prescaler)] - 1
;*****
;*****
;Donde:
; fosc= 16MHz
; PWMf=7.142 KHz
; TMR2(prescaler)=16
;
; movlw 0x52
; movlw d'34'
; movwf PR2 ;seteo el PERIODO del PWM
; bcf STATUS,RP0 ;cambio al banco 0
;fin de la inicialización del PWM
;
programa

```

```

    btfsc SWITCH                ;prueba si el valor del bit0 del PORTC es =0
    goto prog_real              ;si es 1 control por realimentación de
                                ;estado
    goto off                    ;si es 0 control OFF

off
    bsf PORTC,4                 ;indica que el control esta apagado
    bcf PORTC,5                 ;apaga led de la realimentación de estado
    clrf CCPR1L
    call espera
    goto programa

prog_real
    clrf PIR1
    clrf PIE1
    clrf ADRESH                 ;borra el contenido previo de la conversión
    clrf H_byte                 ;y el contenido de los registros que
    clrf L_byte                 ;se utilizan para las operaciones
    clrf MULCND                 ;aritméticas
    clrf MULCDR
    clrf FAC1H0
    clrf FAC1L
    clrf FAC2H0
    clrf FAC2L
    clrf FAC3H0
    clrf FAC3L
    clrf ACCbHI
    clrf ACCbLO
    clrf ACCaHI
    clrf ACCaLO
    clrf CONTAD
    clrf CONT1
    clrf UL
    clrf UH0
    clrf UH1
    clrf VTETApH
    clrf VTETApL
;
    bsf PORTC,5                 ;para encender un led que me indica que esta
                                ;funcionando Real. Estado
    bcf PORTC,4                 ;apaga led indica control off
    movlw b'11000001'          ;configuracion del canal 0 (CH0)
    movwf ADCON0
;
    movlw d'5'                  ;muevo 5 para leer cinco entradas
                                ;(REFERENCIA, VTETA, KC, KUNO, KDOS) A/D
    movwf CONTAD
    movlw REF2                  ;Carga en W la dirección inicial de la tabla
                                ;RAM
    movwf FSR                   ;para guardar los valores de la conversión..
nextcad2
    call espera
;
    bsf ADCON0,GO               ;inicio la conversión, entonces seteo bit 2
                                ;del ADCON0

lazo2

```

```

    btfsc ADCON0,GO          ;se ejecuta el lazo mientras la conversión
                             ;no termine

    goto    lazo2
    movfw  ADRESH           ; leer el dato de CAD y
    movwf  INDF            ; guardarlo en la tabla RAM
    movlw  0x8              ; incrementar el canal
    addwf  ADCON0,F
    incf   FSR,F           ;incrementa el puntero de la tabla
    decfsz    CONTAD,F     ;repite tres veces
    goto  nextcad2

;*****
;algoritmo  $u = -K \cdot X + r$ 
;señal de control =  $REF \cdot KC - KUNO \cdot VTETA - KDOS \cdot VTETAP = FAC1 - FAC2 - FAC3$ 
;
;obtencion del factor uno  $FAC1 = REF \cdot KC$ 

    movfw  REF2             ;carga en mulcnd el valor de la señal de
referencia
    movwf  MULCND          ;
;    movlw  d'84'
;    movwf  KC              ;carga el valor de la ganancia KC
    movfw  KC
    movwf  MULCDR
    call  mul8x8
    movfw  H_byte
    movwf  FAC1H0
    movfw  L_byte
    movwf  FAC1L

;obtencion del factor dos  $FAC2 = KUNO \cdot VTETA$ 
    movfw  VTETA2          ;carga en mulcnd el valor del voltaje que
    movwf  MULCND          ;entrega el sensor de posición
;    movlw  d'50'
;    movwf  KUNO           ;carga el valor de la constante (K1) de
                             ;realimentación

    movfw  KUNO
    movwf  MULCDR
    call  mul8x8
    movfw  H_byte
    movwf  FAC2H0
    movfw  L_byte
    movwf  FAC2L

;obtención del tercer factor  $FAC3$ 
    call  derivar
    movfw  VTETApL        ;carga en mulcnd el valor de la derivada del
                             ;voltaje
    movwf  MULCND          ;que entrega el sensor de posición
;    movlw  d'20'
;    movwf  KDOS           ;carga el valor de la constante (K2) de
                             ;realimentación

    movfw  KDOS
    movwf  MULCDR
    call  mul8x8
    movfw  H_byte
    movwf  FAC3H0

```

```

    movfw L_byte
    movwf FAC3L

;realización de la operación FAC1-FAC2 el resultado se almacena en ACCbHI
;y en ACCbLO
    movfw FAC1H0
    movwf ACCbHI
    movfw FAC1L
    movwf ACCbLO
    movfw FAC2H0
    movwf ACCaHI
    movfw FAC2L
    movwf ACCaLO
    call sub16x16
;realización de la operación ACCb-FAC3 el resultado se almacena en ACCb
    movfw FAC3H0
    movwf ACCaHI
    movfw FAC3L
    movwf ACCaLO
    call sub16x16
    movfw ACCbLO
    movwf UL
    movfw ACCbHI
    movwf UH0
    movwf CCPRL1          ;señal de control dividido para 256, entonces
                        ;tomo los MSB del control
    movwf PORTB          ;para pruebas observar el valor de CONTROLH
                        ;en el puerto B

    goto programa

;*****
;*****
;subrutinas
;*****

;*****
;subrutina del lazo de espera, para que se realice la conversión
espera
    movlw d'10'          ;tiempo de espera para el proximo dato por ;
                        ;lo menos
    movwf TIEMPO        ;10 us.
lazo3
    decfsz    TIEMPO,F
    goto lazo3
    return
;*****
;
;*****
;*****
;*****
;subrutina de multiplicacion
mul8x8
    clrf H_byte
    clrf L_byte
    clrf CONT1
    bsf  CONT1,3          ;COUNT=8, multiplicación de 8 bits
    movfw MULCND

```

```

    bcf    STATUS,C
lazo4
    btfsc MULCDR,0
    addwf H_byte,F
    rrf    H_byte,F
    rrf    L_byte,F
    bcf    STATUS,C
    rrf    MULCDR,F
    bcf    STATUS,C
    decfsz    CONT1,F
    goto    lazo4
    return
;fin mul8x8
;
;*****
;subrutina de multiplicación de 16x8 bits
;resultado se almacena en:
;          RES0-->LSB
;          RES1
;          RES2-->MSB

mul16x8
    clrf   RES0
    clrf   RES1
    clrf   RES2
    clrf   CONT1
    bsf    CONT1,4           ;count=16
    movfw MULCND
    bcf    STATUS,C
lazo5
    btfsc MULCDR0,0
    addwf RES2,F
    rrf    RES2,F
    rrf    RES1,F
    rrf    RES0,F
    bcf    STATUS,C
    rrf    MULCDR1,F
    rrf    MULCDR0,F
    bcf    STATUS,C
    decfsz    CONT1,F
    goto    lazo5
    return
;fin de subrutina multiplicación de 16x8 bits
;*****
**
;*****
*****
;Subrutina para substracción de 16 bits
sub16x16
    movfw ACCaLO
    subwf ACCbLO,F           ;RESTA ACCbLO-ACCaLO y almacena en
ACCbLO
    btfss STATUS,C           ;c=1? si ACCaLO>ACCbLO el carry=0
    goto    sum_uno         ;NO
salto6
    movfw ACCaHI           ;SI
    subwf ACCbHI,F

```

```

        btfss STATUS,C                ;c=1? la resta es negativa c=0
        goto setear
        return
sum_uno
        movlw d'1'
        addwf ACCaHI,F
        goto salto6
setear
        clrf ACCbHI                ;para valores negativos de U
        clrf ACCbLO                ;limpio la señal de control
        clrf UH0                    ;de tal manera que disminuya
        clrf UL                     ;el voltate teta y U sea positivo
        return
;*****
;*****
;Subrutina que permite la derivada de una función mediante la *****
;"Fórmula de tres puntos" *****
;*****
;***** f' (t)=df(t)/dt=(0.5/h)*[f(to-2h)-4f(to-h)+3f(to)]*****
;***** *****
;***** donde: *****
;***** h=tamaño del paso (tiempo de muestreo del dato) *****
;***** to=punto donde se evalua la derivada *****
;-----
;          f' (Xn)=(0.5/h)*[f(Xn-2h)-4f(Xn-h)+3f(Xn)] *****
;      Sea:
;          h=1, entonces la función a implementarse es: *****
;*****
;          f' (Xn)=0.5*f(Xn-2)-2*f(Xn-1)+0.5*3*f(Xn) *****
;*****
derivar
        clrf F1H
        clrf F1L
        clrf F2H
        clrf F2L
        clrf F3H
        clrf F3L
        movfw VPETA2_2
        movwf F1L
        bcf STATUS,C
        rrf F1L,F                    ;roto una vez a la derecha divido/2
                                        ;0.5*f(Xn-2)

        bcf STATUS,C
        movfw VPETA2_1
        movwf F2L
        rlf F2L,F                    ;roto una vez a la izquierda multiplico *2
        rlf F2H,F                    ;roto una vez a la izquierda multiplico *2
                                        ;2*f(Xn-1)

        bcf STATUS,C
        movfw VPETA2
        movwf MULCND
        movlw d'3'
        movwf MULCDR
        call mul8x8                    ;multiplicación de f(xn)*3
        movfw H_byte
        movwf F3H
        movfw L_byte

```

```

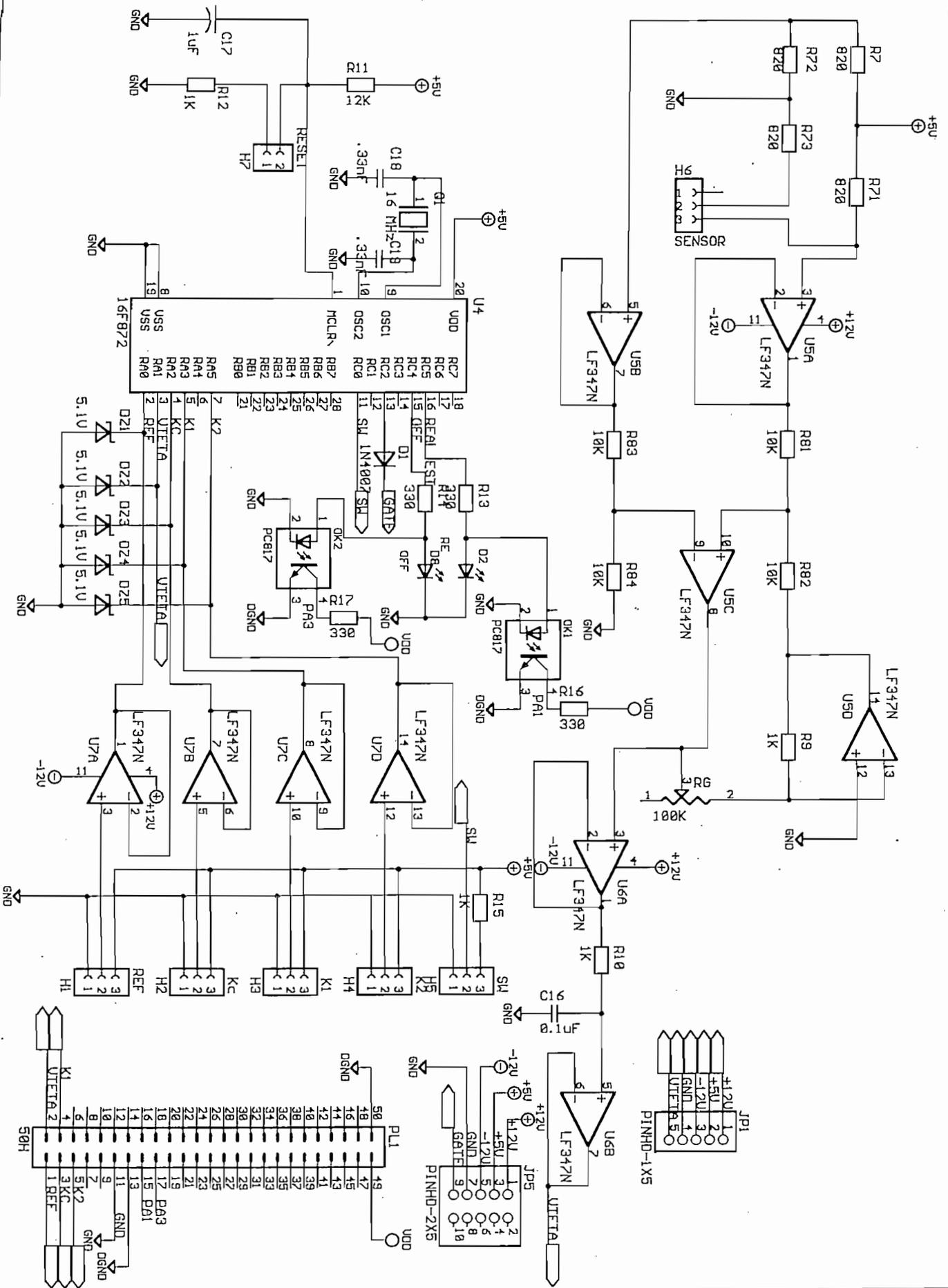
    movwf F3L
    rrf F3H,F ;divido /2
    rrf F3L,F ;0.5*3*f(Xn)
    bcf STATUS,C
    movfw F1L
    addwf F3L,F ;.5*f(Xn-2)+.5*3*f(Xn)
    btfsc STATUS,C
    goto uno
salto7
    movfw F1H
    addwf F3H,F ;.5*f(Xn-2)+.5*3*f(Xn)
    movfw F2L
    subwf F3L,F ;.5*f(Xn-2)+.5*3*f(Xn)-2*f(Xn-1)
    btfss STATUS,C
    goto unito
salto8
    movfw F2H
    subwf F3H,F ;.5*f(Xn-2)+.5*3*f(Xn)-2*f(Xn-1)
    btfss STATUS,C
    goto cero
    movfw F3H
    movwf VTETApH
    movfw F3L
    movwf VTETApL
;actualización de valores para la próxima iteración
actualizar
    movfw VTETA2_1
    movwf VTETA2_2
    movfw VTETA2
    movwf VTETA2_1
    return
uno
    movlw d'1'
    addwf F3H,F
    goto salto7
unito
    movlw d'1'
    addwf F2H,F
    goto salto8
cero
    clrf VTETApH
    clrf VTETApL
    goto actualizar
;
;fin subrutina derivar
;*****
**

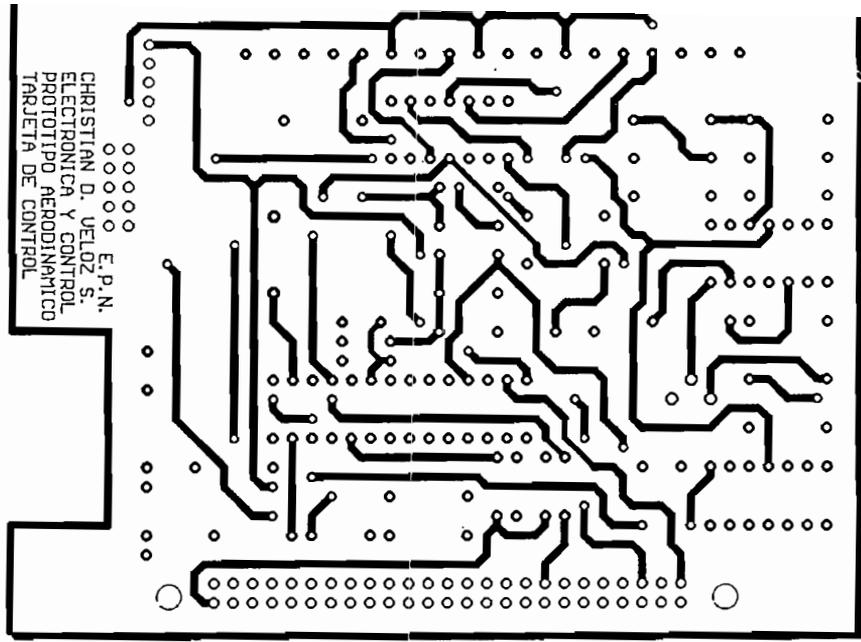
    end

```

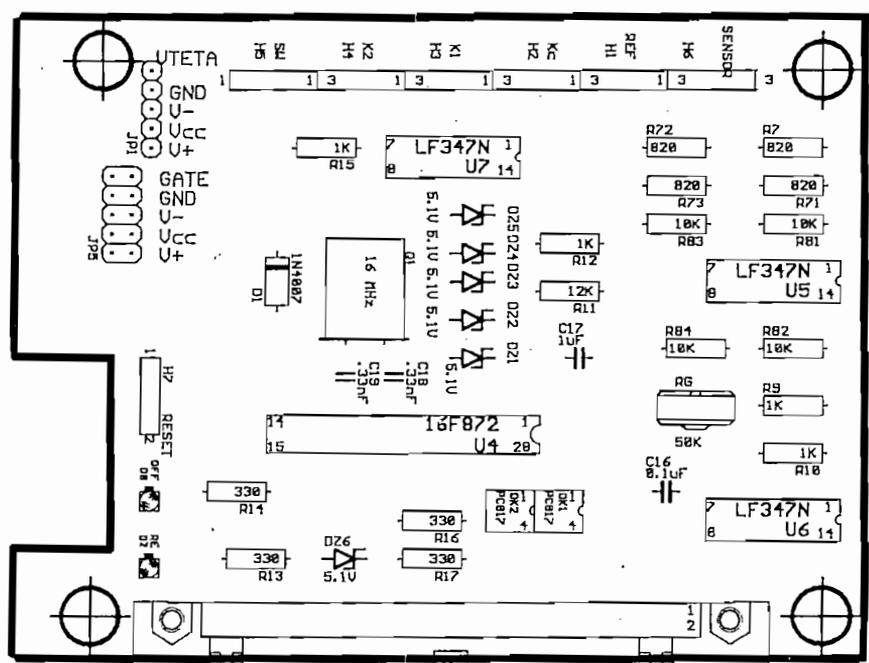
ANEXO C

CIRCUITOS ESQUEMATICOS Y TARJETAS





000000 E.P.N.
 000000 ELECTRONICA Y CONTROL
 000000 PROTOTIPO AERODINAMICO
 000000 TARJETA DE CONTROL



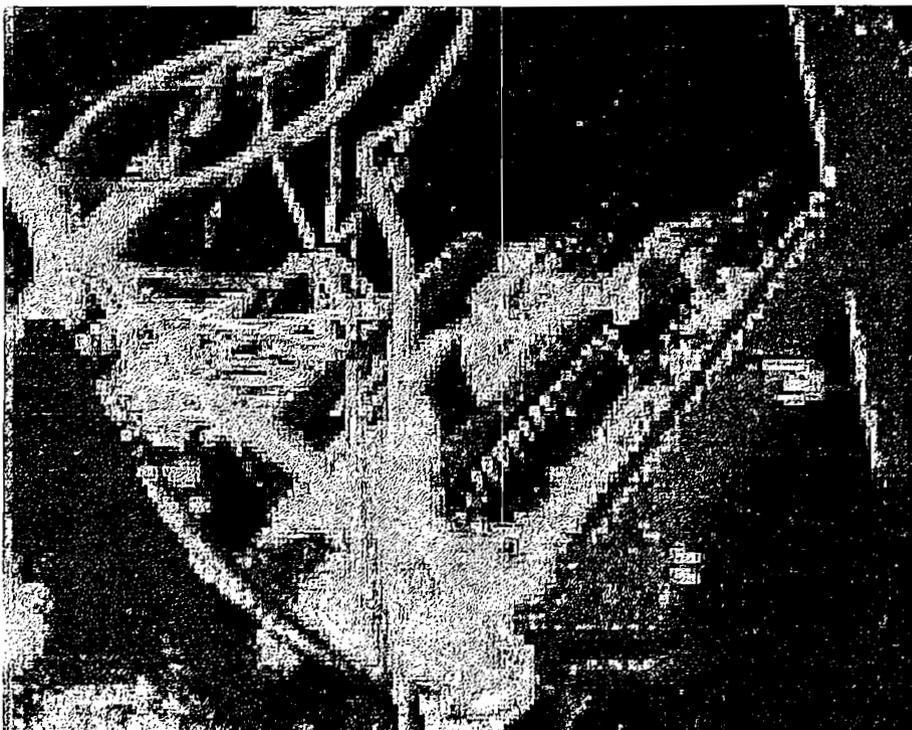
ANEXO D

FOTOS DEL EQUIPO

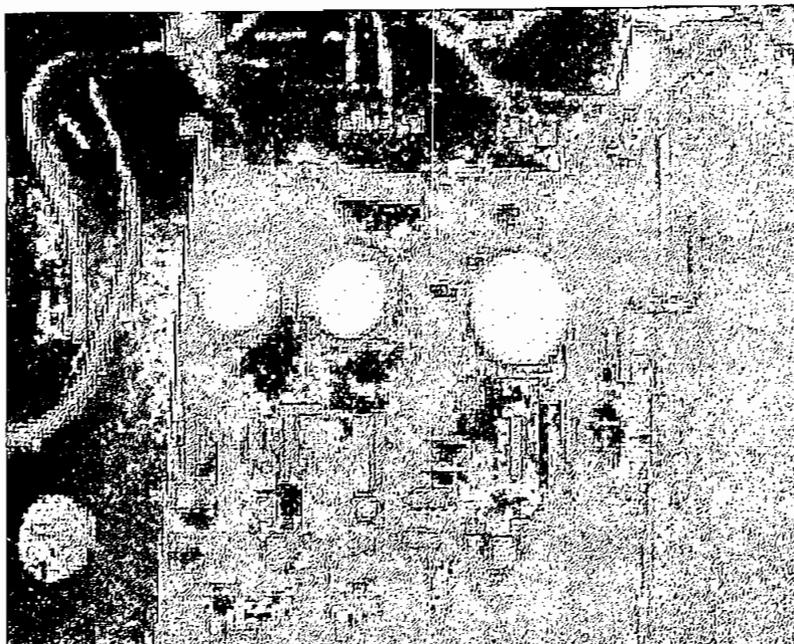
a) Foto del equipo construido



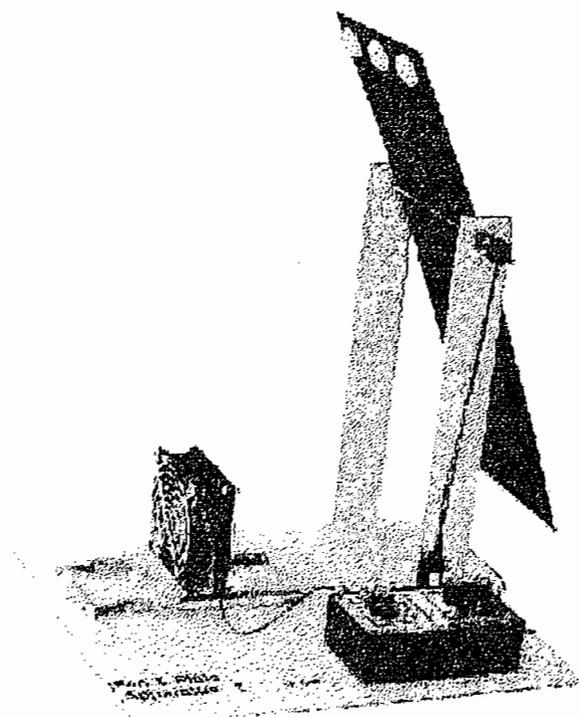
b) Vista de la tarjeta de control



c) Vista de la tarjeta de fuentes y del chopper de DC

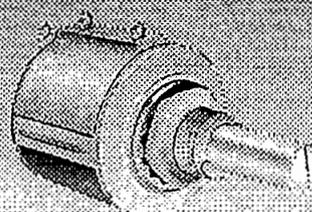


d) Foto del equipo construido por KentRidge Instruments Pte Ltd (www.kri.com.sg)



ANEXO E

HOJAS DE DATOS



BOURNS

Features

- Bushing mount
- Optional center tap and rear shaft extension
- Optional AR lug feature
- Gangable with common or concentric shafts

- High torque available
- Optional 0.1% linearity
- Non-standard features and specifications available

3540/3541 - Precision Potentiometer

Electrical Characteristics

	3540 Wirewound Element	3541 Hybritron® Element
Standard Resistance Range	100 to 100K ohms	1K to 100K ohms
Resistance Tolerance	±5%	±10%
Independent Linearity	±0.25%	±0.25%
Resolution	See recommended part numbers	Essentially infinite
Effective Electrical Angle	3600° +10°, -0°	3600° +10°, -0°
Absolute Minimum Resistance/	1 ohm or 0.1% maximum	Minimum voltage
Minimum Voltage	(whichever is greater)	0.2% maximum
Noise	100 ohms ENR maximum	Output smoothness 0.1% maximum
Power Rating (Voltage Limited)		
By Power Dissipation or		
447 VAC, Whichever Is Less)		
+70°C	.2 watts	.2 watts
+125°C	.0 watt	.0 watt
Dielectric Withstanding Voltage	MIL-STD-202, Method 301	MIL-STD-202, Method 301
Sea Level	1,000 VAC minimum	1,000 VAC minimum
Insulation Resistance		
(500 VDC)	1,000 megohms minimum	1,000 megohms minimum

Environmental Characteristics

Operating Temperature		
Static Operation Temp Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C
Dynamic Temp Range	+1°C to +125°C	+1°C to +125°C
Temperature Coefficient ²	±50ppm/°C maximum/unit	±100ppm/°C maximum/unit
Vibration	15G	15G
Wiper Bounce	0.1 millisecond maximum	0.1 millisecond maximum
Shock	50G	50G
Wiper Bounce	0.1 millisecond maximum	0.1 millisecond maximum
Load Life	1,000 hours, 2 watts	1,000 hours, 2 watts
Total Resistance Shift	±2%	±5%
Rotational Life (No Load)	1,000,000 shaft revolutions ²	5,000,000 shaft revolutions ²
Total Resistance Shift	±5% maximum	±5% maximum
Moisture Resistance	MIL-STD-202, Method 103, Condition B	MIL-STD-202, Method 103, Condition B
Total Resistance Shift	±2% maximum	±5% maximum

Mechanical Characteristics

Mechanical Angle	3600° +10°, -0°	3600° +10°, -0°
Shaft Runout	0.003 in. (0.08mm) T.I.R.	0.003 in. (0.08mm) T.I.R.
Internal Runout	0.005 in. (0.13mm) T.I.R.	0.005 in. (0.13mm) T.I.R.
Flot Diameter Runout	0.003 in. (0.08mm) T.I.R.	0.003 in. (0.08mm) T.I.R.
Shaft End Play	0.012 in. (0.30mm) T.I.R.	0.012 in. (0.30mm) T.I.R.
Shaft Radial Play	0.003 in. (0.08mm) T.I.R.	0.003 in. (0.08mm) T.I.R.
Breakdown Strength	0.75 oz.-in. (53 Ncm) minimum	0.75 oz.-in. (53 Ncm) minimum
Torque (Starting & Running)	0.6 oz.-in. (0.35 Ncm) max.	0.6 oz.-in. (0.35 Ncm) max.
Backlash	1.0° maximum	1.0° maximum
Weight	Approximately 21G	Approximately 22.5G
Terminals	Gold-plated solder lugs	Gold-plated solder lugs
Wiper	2 cups maximum	2 cups maximum

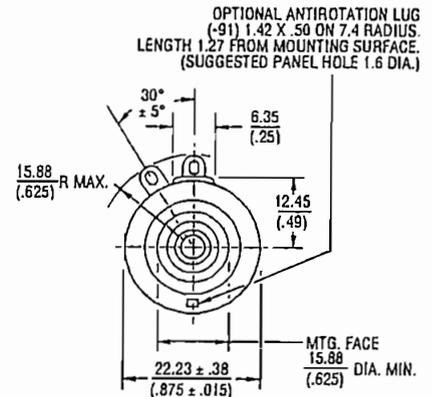
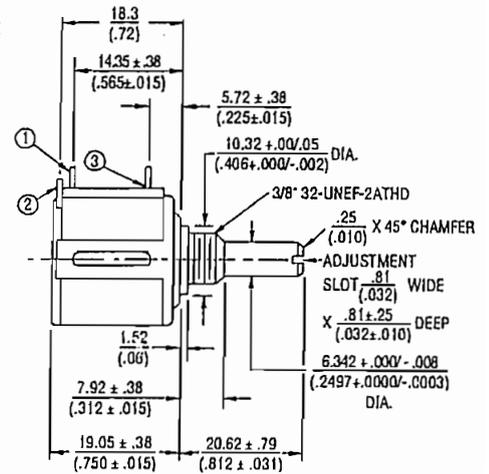
at room ambient; +25°C nominal and 50% relative humidity nominal, except as noted.
Consult manufacturer for complete specification details.

Recommended Part Numbers

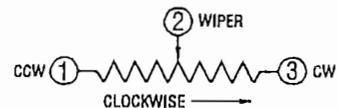
Part Number	Resistance	Resolution
3540S-1-201	200	.042
3540S-1-501	500	.031
3540S-1-102	1,000	.027
3540S-1-202	2,000	.021
3540S-1-502	5,000	.021
3540S-1-103	10,000	.019
3540S-1-203	2,000	.014

Part Number	Resistance	Resolution
3540H-1-103	10,000	.019
3540H-1-203	20,000	.014
3540H-1-503	50,000	.011
3540H-1-104	100,000	.008
3541H-1-102	1,000	.027
3541H-1-502	5,000	.021
3541H-1-103	10,000	.019

3540S-1/3541H-1



TOLERANCES: EXCEPT WHERE NOTED
 DECIMALS: XX ± .25 (.010), .XXX ± .13 (.005)
 FRACTIONS: ±1/64
 DIMENSIONS: MM (IN.)



BOLD-FACE LISTINGS ARE IN STOCK AND READILY AVAILABLE THROUGH DISTRIBUTION.
 FOR OTHER OPTIONS CONSULT FACTORY.

Specifications are subject to change without notice.

28-Pin, 8-Bit CMOS FLASH Microcontroller

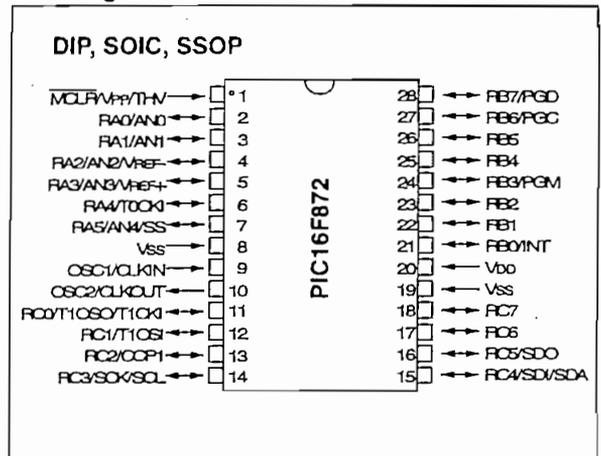
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F872

Microcontroller Core Features:

- High-performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- 2K x 14 words of FLASH Program Memory
128 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
64 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C72A
- Interrupt capability (up to 10 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code-protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low-power, high-speed CMOS FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low-power consumption:
 - < 2 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram



Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during sleep via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- One Capture, Compare, PWM module
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master Mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)

TABLE 1-1: PIC16F872 PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	DIP Pin#	SOIC Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKIN	9	9	I	ST/CMOS ⁽³⁾	Oscillator crystal input/external clock source input.
OSC2/CLKOUT	10	10	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in crystal oscillator mode. In RC mode, the OSC2 pin outputs CLKOUT, which has 1/4 the frequency of OSC1 and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP/THV	1	1	I/P	ST	Master clear (reset) input or programming voltage input or high voltage test mode control. This pin is an active low reset to the device.
RA0/AN0	2	2	I/O	TTL	<p>PORTA is a bi-directional I/O port.</p> <p>RA0 can also be analog input0.</p> <p>RA1 can also be analog input1.</p> <p>RA2 can also be analog input2 or negative analog reference voltage.</p> <p>RA3 can also be analog input3 or positive analog reference voltage.</p> <p>RA4 can also be the clock input to the Timer0 module. Output is open drain type.</p> <p>RA5 can also be analog input4 or the slave select for the synchronous serial port.</p>
RA1/AN1	3	3	I/O	TTL	
RA2/AN2/VREF-	4	4	I/O	TTL	
RA3/AN3/VREF+	5	5	I/O	TTL	
RA4/T0CKI	6	6	I/O	ST	
RA5/SS/AN4	7	7	I/O	TTL	
RB0/INT	21	21	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	<p>PORTB is a bi-directional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs.</p> <p>RB0 can also be the external interrupt pin.</p> <p>RB3 can also be the low voltage programming input.</p> <p>Interrupt on change pin.</p> <p>Interrupt on change pin.</p> <p>Interrupt on change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming clock.</p> <p>Interrupt on change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming data.</p>
RB1	22	22	I/O	TTL	
RB2	23	23	I/O	TTL	
RB3/PGM	24	24	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	
RB4	25	25	I/O	TTL	
RB5	26	26	I/O	TTL	
RB6/PGC	27	27	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RB7/PGD	28	28	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RC0/T1OSO/T1CKI	11	11	I/O	ST	<p>PORTC is a bi-directional I/O port.</p> <p>RC0 can also be the Timer1 oscillator output or Timer1 clock input.</p> <p>RC1 can also be the Timer1 oscillator input.</p> <p>RC2 can also be the Capture1 input/Compare1 output/PWM1 output.</p> <p>RC3 can also be the synchronous serial clock input/output for both SPI and I²C modes.</p> <p>RC4 can also be the SPI Data In (SPI mode) or data I/O (I²C mode).</p> <p>RC5 can also be the SPI Data Out (SPI mode).</p>
RC1/T1OSI	12	12	I/O	ST	
RC2/CCP1	13	13	I/O	ST	
RC3/SCK/SCL	14	14	I/O	ST	
RC4/SDI/SDA	15	15	I/O	ST	
RC5/SDO	16	16	I/O	ST	
RC6	17	17	I/O	ST	
RC7	18	18	I/O	ST	
Vss	8, 19	8, 19	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	20	20	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note** 1: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt or LVP.
 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in serial programming mode.
 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

TABLE 12-2: PIC16CXXX INSTRUCTION SET

Mnemonic, Operands	Description	Cycles	14-Bit Opcode				Status Affected	Notes	
			MSb			LSb			
BYTE-ORIENTED FILE REGISTER OPERATIONS									
ADDWF	f, d	Add W and f	1	00	0111	dfff	ffff	C,DC,Z	1,2
ANDWF	f, d	AND W with f	1	00	0101	dfff	ffff	Z	1,2
CLRF	f	Clear f	1	00	0001	1fff	ffff	Z	2
CLRW	-	Clear W	1	00	0001	0xxx	xxxx	Z	
COMF	f, d	Complement f	1	00	1001	dfff	ffff	Z	1,2
DECf	f, d	Decrement f	1	00	0011	dfff	ffff	Z	1,2
DECFSZ	f, d	Decrement f, Skip if 0	1(2)	00	1011	dfff	ffff		1,2,3
INCF	f, d	Increment f	1	00	1010	dfff	ffff	Z	1,2
INCFSZ	f, d	Increment f, Skip if 0	1(2)	00	1111	dfff	ffff		1,2,3
IORWF	f, d	Inclusive OR W with f	1	00	0100	dfff	ffff	Z	1,2
MOVF	f, d	Move f	1	00	1000	dfff	ffff	Z	1,2
MOVWF	f	Move W to f	1	00	0000	1fff	ffff		
NOP	-	No Operation	1	00	0000	0xx0	0000		
RLF	f, d	Rotate Left f through Carry	1	00	1101	dfff	ffff	C	1,2
RRF	f, d	Rotate Right f through Carry	1	00	1100	dfff	ffff	C	1,2
SUBWF	f, d	Subtract W from f	1	00	0010	dfff	ffff	C,DC,Z	1,2
SWAPF	f, d	Swap nibbles in f	1	00	1110	dfff	ffff		1,2
XORWF	f, d	Exclusive OR W with f	1	00	0110	dfff	ffff	Z	1,2
BIT-ORIENTED FILE REGISTER OPERATIONS									
BCF	f, b	Bit Clear f	1	01	00bb	bfff	ffff		1,2
BSF	f, b	Bit Set f	1	01	01bb	bfff	ffff		1,2
BTFSC	f, b	Bit Test f, Skip if Clear	1 (2)	01	10bb	bfff	ffff		3
BTFSS	f, b	Bit Test f, Skip if Set	1 (2)	01	11bb	bfff	ffff		3
LITERAL AND CONTROL OPERATIONS									
ADDLW	k	Add literal and W	1	11	111x	kkkk	kkkk	C,DC,Z	
ANDLW	k	AND literal with W	1	11	1001	kkkk	kkkk	Z	
CALL	k	Call subroutine	2	10	0kkk	kkkk	kkkk		
CLRWDT	-	Clear Watchdog Timer	1	00	0000	0110	0100	$\overline{TO}, \overline{PD}$	
GOTO	k	Go to address	2	10	1kkk	kkkk	kkkk	Z	
IORLW	k	Inclusive OR literal with W	1	11	1000	kkkk	kkkk		
MOVLW	k	Move literal to W	1	11	00xx	kkkk	kkkk		
RETFIE	-	Return from interrupt	2	00	0000	0000	1001		
RETLW	k	Return with literal in W	2	11	01xx	kkkk	kkkk		
RETURN	-	Return from Subroutine	2	00	0000	0000	1000		
SLEEP	-	Go into standby mode	1	00	0000	0110	0011	$\overline{TO}, \overline{PD}$	
SUBLW	k	Subtract W from literal	1	11	110x	kkkk	kkkk	C,DC,Z	
XORLW	k	Exclusive OR literal with W	1	11	1010	kkkk	kkkk	Z	

- Note 1:** When an I/O register is modified as a function of itself (e.g., `MOVWF PORTB, 1`), the value used will be that value present on the pins themselves. For example, if the data latch is '1' for a pin configured as input and is driven low by an external device, the data will be written back with a '0'.
- 2:** If this instruction is executed on the TMR0 register (and, where applicable, d = 1), the prescaler will be cleared if assigned to the Timer0 Module.
- 3:** If Program Counter (PC) is modified or a conditional test is true, the instruction requires two cycles. The second cycle is executed as a NOP.

Note: Additional information on the mid-range instruction set is available in the PICmicro™ Mid-Range MCU Family Reference Manual (DS33023).

3.3A, 400V, 1.800 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17404.

Ordering Information

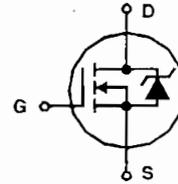
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF720	TO-220AB	IRF720

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

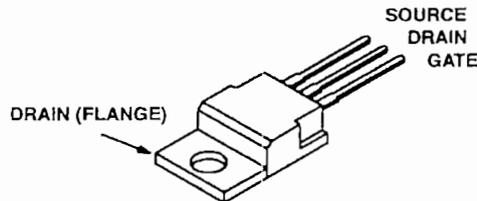
- 3.3A, 400V
- $r_{DS(ON)} = 1.800\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC TO-220AB



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IF1F720	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1).....	V_{DS}	400 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1).....	V_{DGR}	400 V
Continuous Drain Current.....	I_D	3.3 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	2.1 A
Pulsed Drain Current (Note 3).....	I_{DM}	13 A
Gate to Source Voltage.....	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation.....	P_D	50 W
Linear Derating Factor.....		0.4 $W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4).....	E_{AS}	190 mJ
Operating and Storage Temperature.....	T_J, T_{STG}	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.....	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334.....	T_{pk}	260 $^\circ\text{C}$

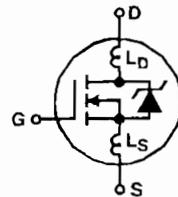
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$, (Figure 10)	400	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 7)	3.3	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 1.8\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$, (Figures 8, 9)	-	1.5	1.8	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 10\text{V}, I_D = 2.0\text{A}$, (Figure 12)	1.7	2.7	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 200\text{V}, I_D \approx 3.3\text{A}, R_{GS} = 18\Omega, V_{GS} = 10\text{V}, R_L = 59\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	10	15	ns
Rise Time	t_r		-	14	21	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	30	45	ns
Fall Time	t_f		-	13	20	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$		$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 3.3\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$, (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	12	20
Gate to Source Charge	Q_{gs}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$, (Figure 10)	-	2.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	6.0	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}		-	360	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances	-	55	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	20	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured From the Contact Screw on Tab to Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	2.5	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	80	$^\circ\text{C/W}$



Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX'	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	3.3	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	13	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 3.3\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, (Figure 13)	-	-	1.6	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 3.3\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	120	-	600	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 3.3\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	0.64	-	3.0	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 31\mu\text{H}$, $R_{GS} = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 3.3\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

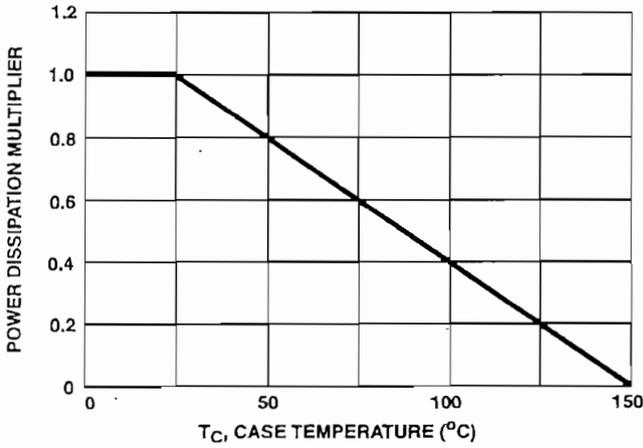


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs. CASE TEMPERATURE

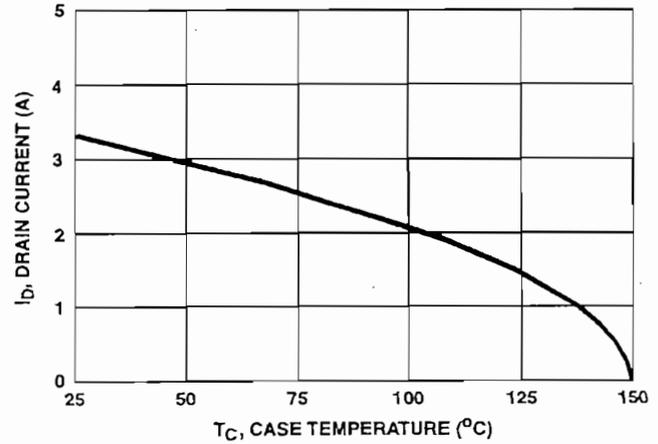


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs. CASE TEMPERATURE

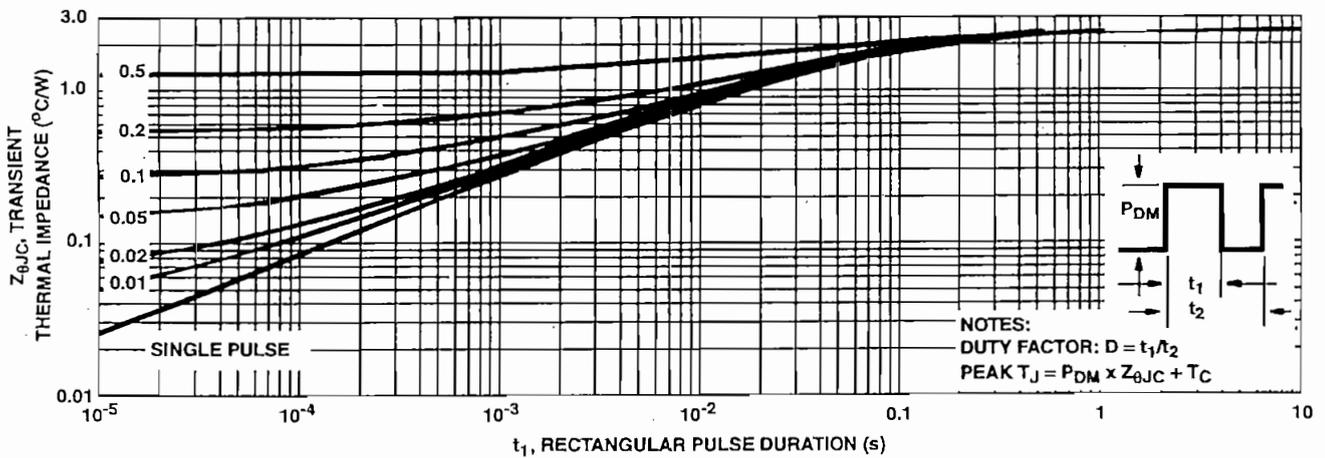


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

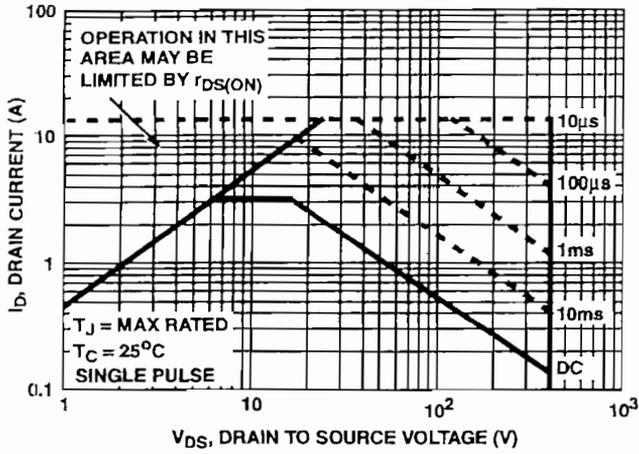


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

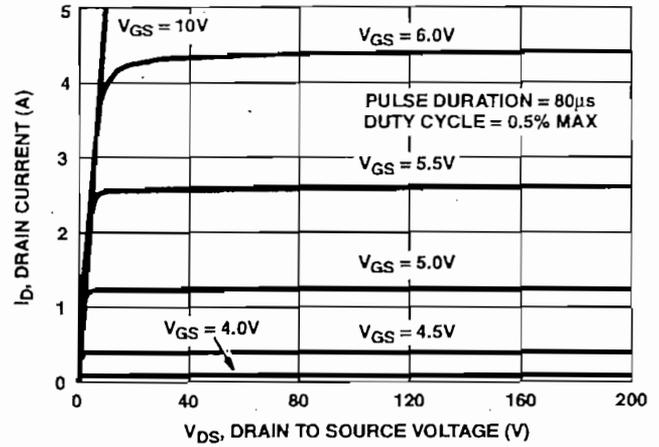


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

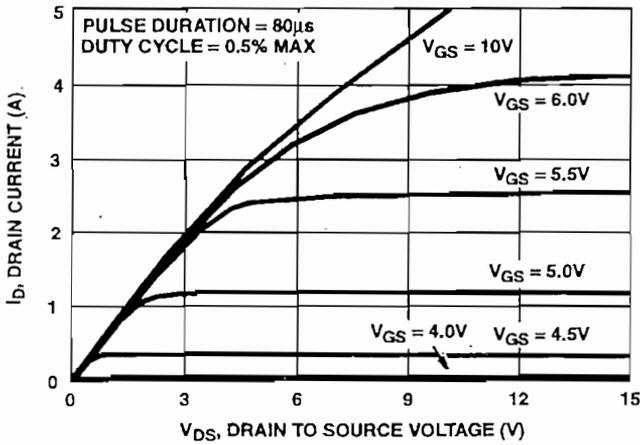


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

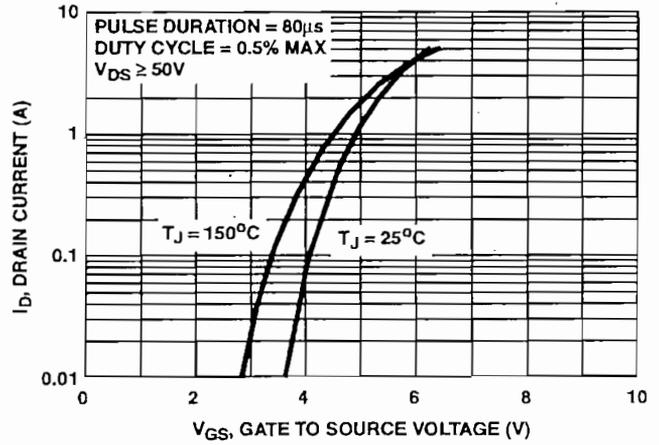


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

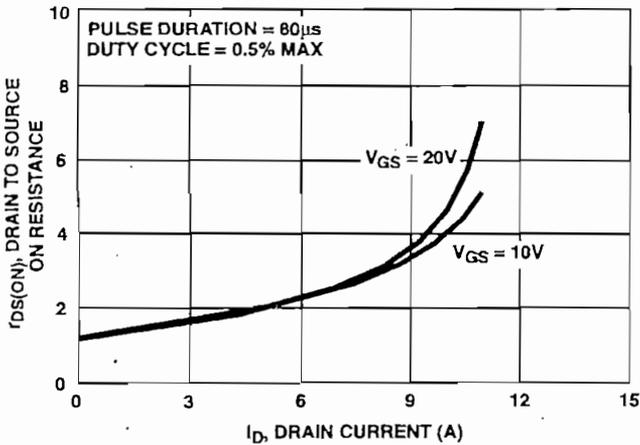


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

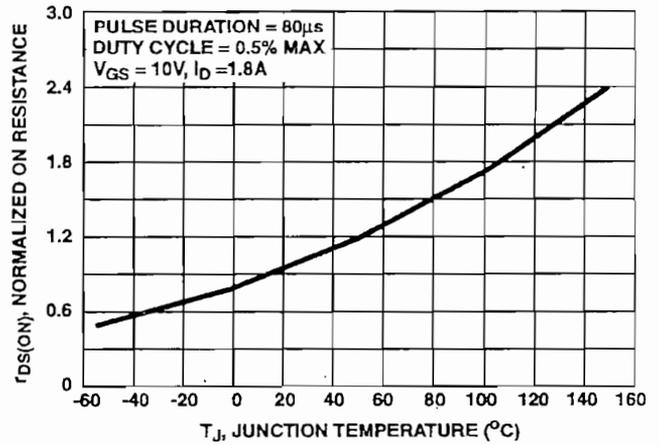


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. JUNCTION TEMPERATURE

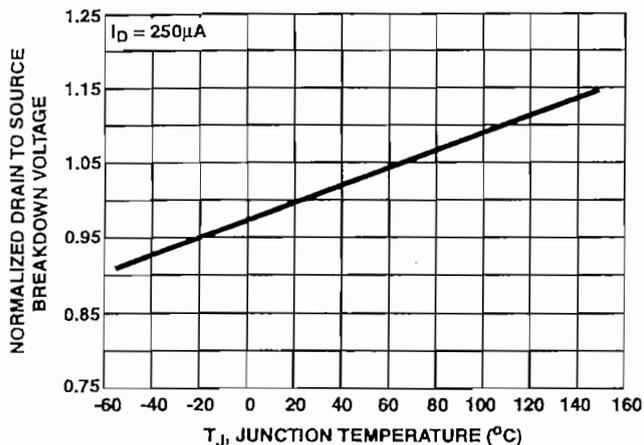


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

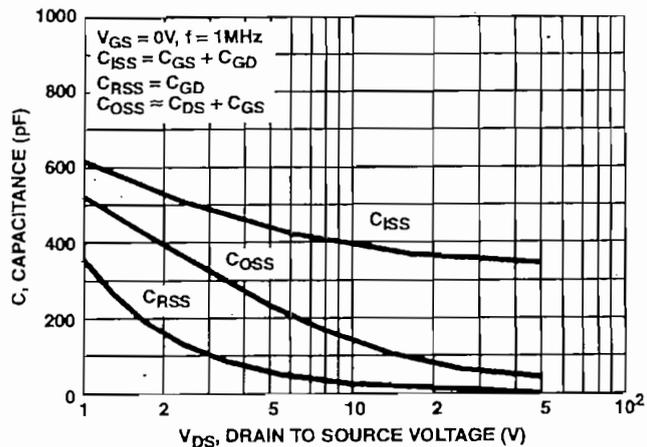


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

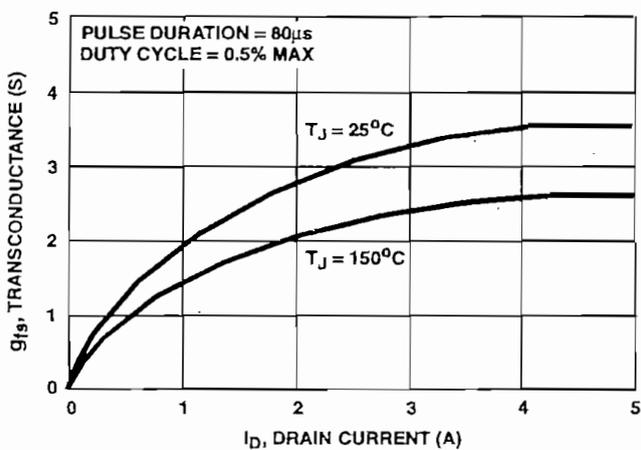


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

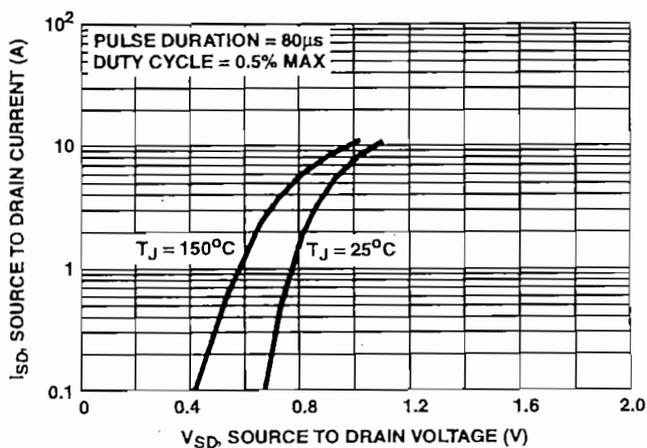


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

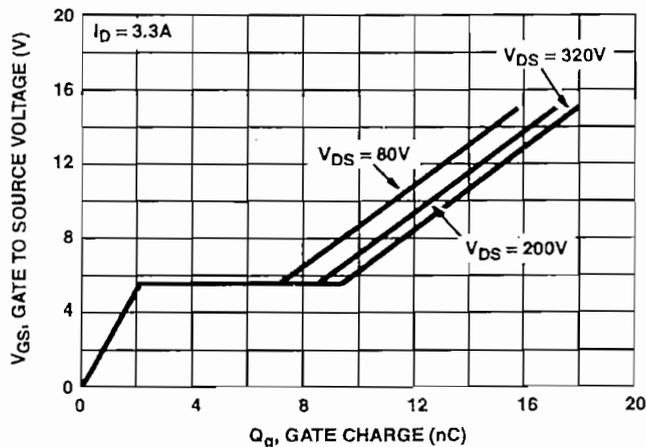


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

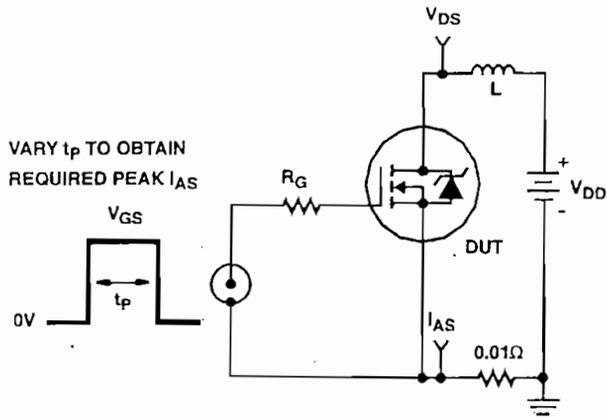


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

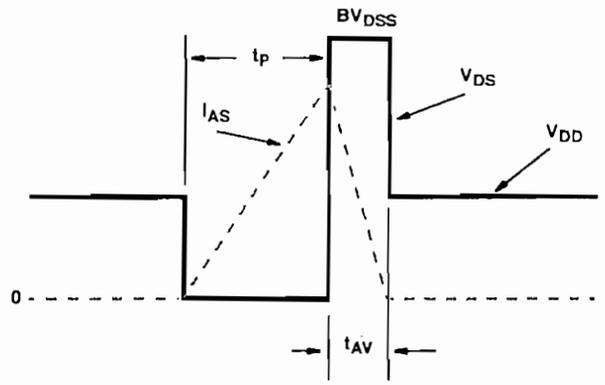


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

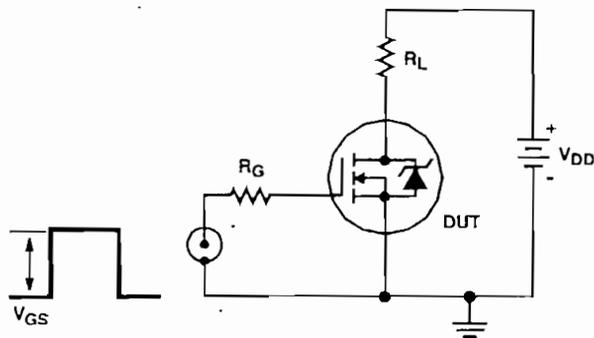


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

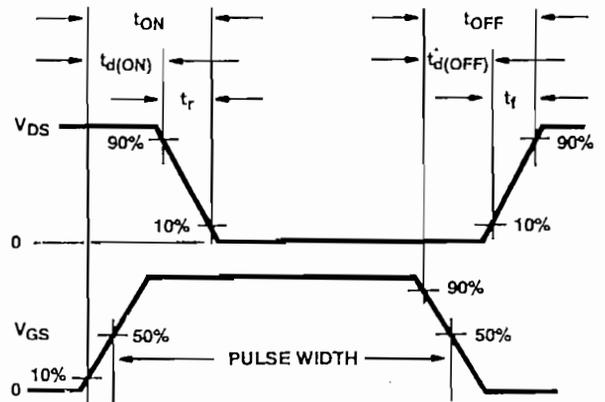


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

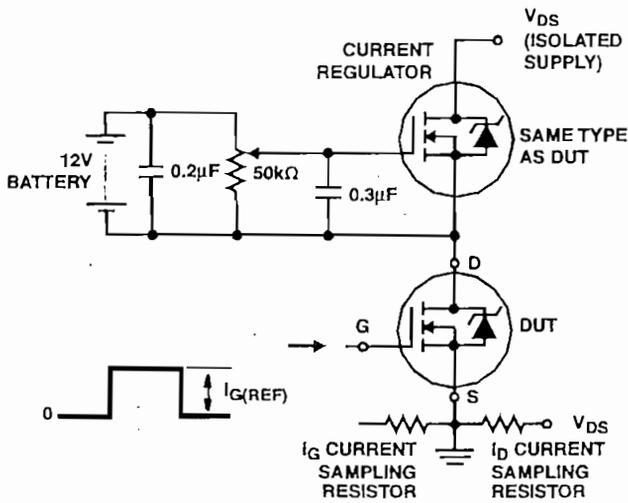


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

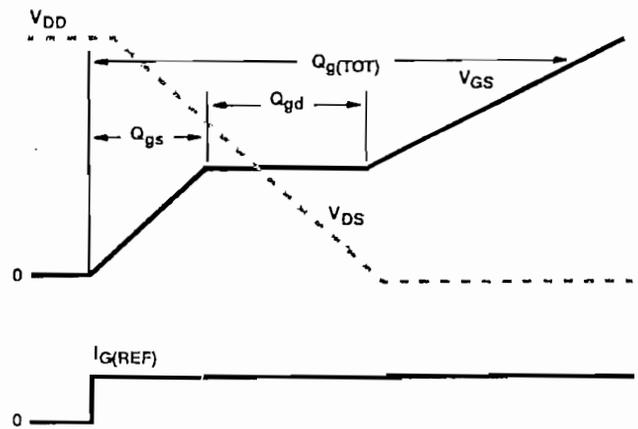


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under **ISO9000** quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA

Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (407) 724-7000
FAX: (407) 724-7240

EUROPE

Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA

Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029

LF147/LF347

Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers

General Description

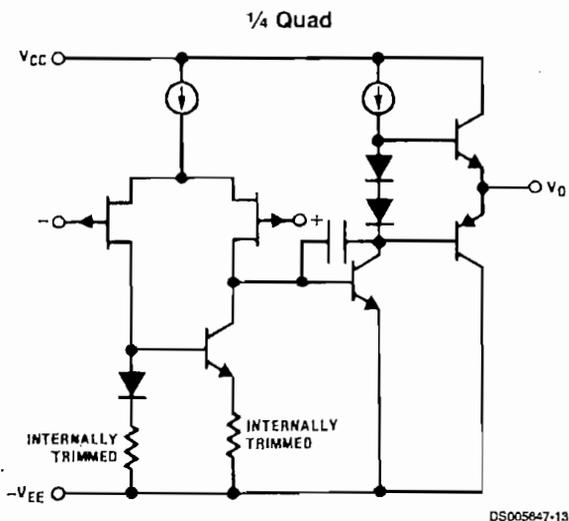
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

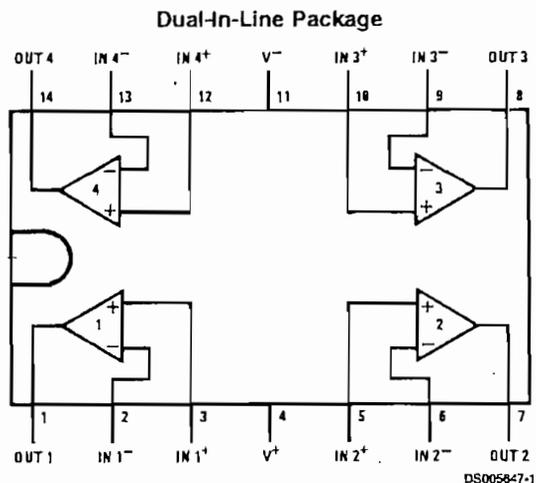
Features

- Internally trimmed offset voltage: 5 mV max
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 7.2 mA
- High input impedance: 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion: ≤0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Simplified Schematic



Connection Diagram



Note 1: LF147 available as per JM38510/11906.

Top View
 Order Number LF147J, LF147J-SMD, LF347M,
 LF347BN, LF347N, LF147J/883,
 or JL147 BCA (Note 1)
 See NS Package Number J14A, M14A or N14A

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required; please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LF147	LF347B/LF347
Supply Voltage	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±38V	±30V
Input Voltage Range (Note 3)	±19V	±15V
Output Short Circuit Duration (Note 4)	Continuous	Continuous
Power Dissipation (Notes 5, 11)	900 mW	1000 mW
T _J max	150°C	150°C
θ _{JA}		
Ceramic DIP (J) Package		70°C/W
Plastic DIP (N) Package		75°C/W
Surface Mount Narrow (M)		100°C/W

Surface Mount-Wide (WM)		85°C/W
Operating Temperature Range	(Note 6)	(Note 6)
Storage Temperature Range		-65°C ≤ T _A ≤ 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)		260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)		215°C
Infrared (15 seconds)		220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Tolerance (Note 12) 900V

DC Electrical Characteristics (Note 7)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S =10 kΩ, T _A =25°C Over Temperature		1	5	3	5		5	10	mV	
					8		7			13	mV	
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S =10 kΩ		10		10			10		μV/°C	
I _{OS}	Input Offset Current	T _J =25°C, (Notes 7, 8) Over Temperature		25	100	25	100		25	100	pA	
					25		4			4	nA	
I _B	Input Bias Current	T _J =25°C, (Notes 7, 8) Over Temperature		50	200	50	200		50	200	pA	
					50		8			8	nA	
R _{IN}	Input Resistance	T _J =25°C		10 ¹²		10 ¹²			10 ¹²		Ω	
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S =±15V, T _A =25°C V _O =±10V, R _L =2 kΩ Over Temperature	50	100		50	100	25	100		V/mV	
			25			25		15			V/mV	
V _O	Output Voltage Swing	V _S =±15V, R _L =10 kΩ	±12	±13.5		±12	±13.5	±12	±13.5		V	
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S =±15V	±11	+15		±11	+15	±11	+15		V	
				-12			-12		-12		V	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤10 kΩ	80	100		80	100	70	100		dB	
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 9)	80	100		80	100	70	100		dB	
I _S	Supply Current			7.2	11		7.2	11		7.2	11	mA

AC Electrical Characteristics (Note 7)

47/LF347

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A=25^\circ\text{C}$, $f=1\text{ Hz}-20\text{ kHz}$ (Input Referred)		-120			-120			-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S=\pm 15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$	8	13		8	13		8	13		V/ μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	$V_S=\pm 15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$	2.2	4		2.2	4		2.2	4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A=25^\circ\text{C}$, $R_S=100\Omega$, $f=1000\text{ Hz}$		20			20			20		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j=25^\circ\text{C}$, $f=1000\text{ Hz}$		0.01			0.01			0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V=+10$, $R_L=10\text{k}$, $V_O=20\text{ Vp-p}$, $BW=20\text{ Hz}-20\text{ kHz}$		<0.02			<0.02			<0.02		%

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 3: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 4: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

Note 5: For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{JA} .

Note 6: The LF147 is available in the military temperature range $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, while the LF347B and the LF347 are available in the commercial temperature range $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$. Junction temperature can rise to $T_j \text{ max} = 150^\circ\text{C}$.

Note 7: Unless otherwise specified the specifications apply over the full temperature range and for $V_S = \pm 20\text{V}$ for the LF147 and for $V_S = \pm 15\text{V}$ for the LF347B/LF347. V_{OS} , I_B , and I_{OS} are measured at $V_{CM}=0$.

Note 8: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

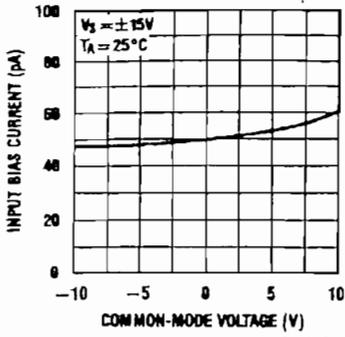
Note 9: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice from $V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$ for the LF347 and LF347B and from $V_S = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$ for the LF147.

Note 10: Refer to RETS147X for LF147D and LF147J military specifications.

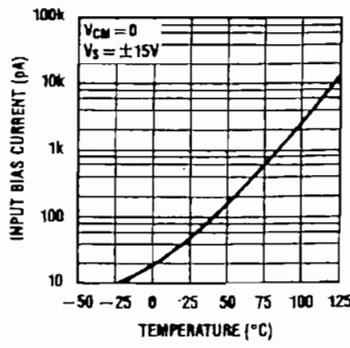
Note 11: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

Note 12: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

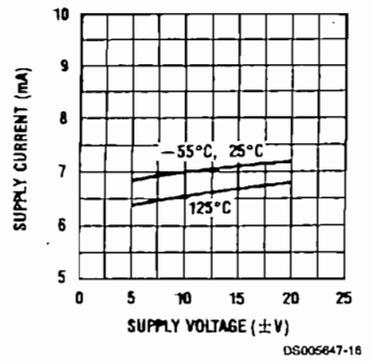
Input Bias Current



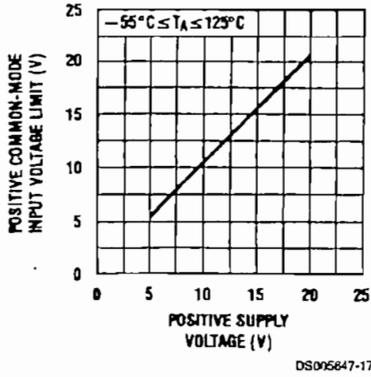
Input Bias Current



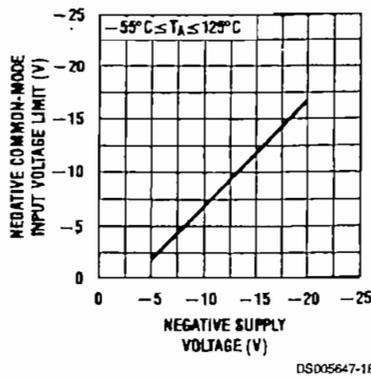
Supply Current



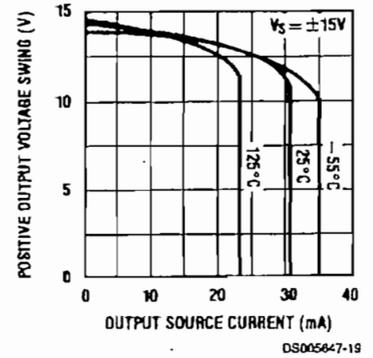
Positive Common-Mode Input Voltage Limit



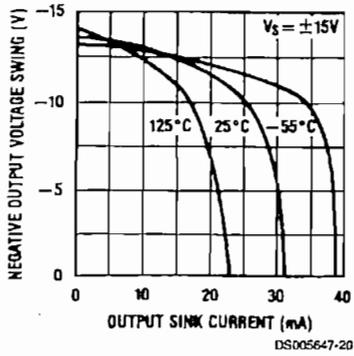
Negative Common-Mode Input Voltage Limit



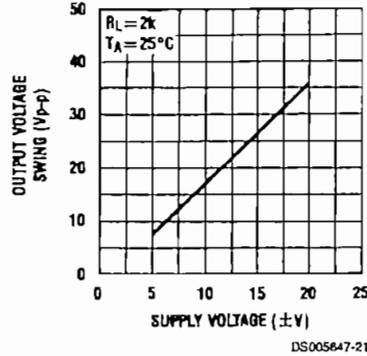
Positive Current Limit



Negative Current Limit



Output Voltage Swing



Output Voltage Swing

