

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL FUZZY DE VELOCIDAD
PARA UN MOTOR DC DE POTENCIA**

**JULIO CESAR MOGOLLÓN MARÍN
ULISES DAVID MÚNERA DÍAZ**

**CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
MECATRONICA
CARTAGENA DE INDIAS, D.T.
2003**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL FUZZY DE VELOCIDAD
PARA UN MOTOR DC DE POTENCIA**

JULIO CESAR MOGOLLÓN MARÍN

ULISES DAVID MÚNERA DÍAZ

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar por el título de
Ingeniero Electrónico

DIRECTOR

OSCAR SEGUNDO ACUÑA CAMACHO

Especialista en Automatización Industrial

**CORPORACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
MECATRONICA**

CARTAGENA DE INDIAS, D.T.

2003

Cartagena de Indias, 25 de Junio de 2003

Señores:

COMITÉ DE EVALUACIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRONICA
Corporación Universitaria Tecnológica de Bolívar

Ciudad

Apreciados señores:

La presente tiene por objeto presentar para su estudio y aprobación nuestro trabajo de Tesis de Grado titulado "**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL FUZZY DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DC DE POTENCIA**", como requisito para optar el título de Ingeniero Electrónico.

Agradezco de antemano la atención que merezca la presente.

Cordialmente,

ULISES DAVID MÚNERA DÍAZ
C.C # 9.149.790 DE CARTAGENA

Cartagena de Indias, 25 de Junio de 2003

Señores:

COMITÉ DE EVALUACIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRONICA
Corporación Universitaria Tecnológica de Bolívar

Ciudad

Apreciados señores:

La presente tiene por objeto presentar para su estudio y aprobación nuestro trabajo de Tesis de Grado titulado "**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL FUZZY DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DC DE POTENCIA**", como requisito para optar el título de Ingeniero Electrónico.

Agradezco de antemano la atención que merezca la presente.

Cordialmente,

JULIO CESAR MOGOLLÓN MARÍN

C.C # 13.717.045 DE BUCARAMANGA

Cartagena de Indias, 25 de Junio de 2003

Señores:

COMITÉ DE EVALUACIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y MECATRONICA
Corporación Universitaria Tecnológica de Bolívar

Ciudad

Apreciados señores:

La presente tiene por objeto comunicarles que he asesorado a los estudiantes de la facultad de Ingeniería Electrónica **JULIO CESAR MOGOLLÓN MARÍN y ULISES DAVID MÚNERA DÍAZ**, en su trabajo de Tesis de Grado titulado **“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL FUZZY DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DC DE POTENCIA”**, presentado como requisito para optar el título de Ingeniero Electrónico.

Agradezco de antemano la atención que merezca la presente.

Cordialmente,

OSCAR SEGUNDO ACUÑA CAMACHO

Especialista en Automatización Industrial

Nota de aceptación

Presidente del jurado

Jurado

Jurado

ARTICULO 105

La Corporación Universitaria Tecnológica de Bolívar, se reserva el derecho de propiedad intelectual de todos los trabajos de grado aprobados, y no pueden ser explotados comercialmente sin su autorización.

DEDICATORIA

A mis abuelos y a mis padres, por brindarme su apoyo y soportarme todo este tiempo.

A mi familia y mis amigos, por confiar en mí y regalarme su animo en los momentos difíciles.

ULISES

DEDICATORIA

A mis padres, por brindarme su apoyo y su confianza.

JULIO

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus mas sinceros agradecimientos a su director Oscar Segundo Acuña Camacho, así como a los profesores, compañeros y personal de apoyo de la CUTB, que de una u otra manera colaboraron con la ejecución y el feliz termino de este proyecto.

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL FUZZY DE VELOCIDAD
PARA UN MOTOR DC DE POTENCIA**

AUTORES

JULIO CESAR MOGOLLÓN MARÍN

ULISES DAVID MÚNERA DÍAZ

OBJETIVO DE LA INVESTIGACIÓN

Diseñar e implementar un banco de trabajo que permita realizar el control difuso de velocidad asistido por computadora, para un motor D.C de potencia.

DIRECTOR

OSCAR SEGUNDO ACUÑA CAMACHO

Especialista en Automatización Industrial

CONTENIDO

	Pág.
1. TEORÍA Y CONCEPTOS PRELIMINARES	12
1.1 Algunas consideraciones acerca de los sistemas no lineales	12
1.2 Motor DC	15
1.2.1 Sistema físico idealizado	15
1.2.2 Función de transferencia	17
1.2.3 Espacio de estado	17
1.2.4 Características no lineales y limitaciones importantes	18
1.2.5 Arranque del motor DC	20
1.3 Fuzzy Logic	22
1.3.1 Introducción	22
1.3.2 Conjuntos fuzzy	24
1.3.3 Operaciones con conjuntos fuzzy	32
1.3.4 Control fuzzy	34
1.4 Diseño de controladores difusos	39
1.4.1 Lógica difusa aplicada al control difuso	39
1.4.2 Estructura de un controlador fuzzy	39
1.4.3 Algoritmo de control difuso	49
2. MONTAJES PROCEDIMIENTOS Y CALCULOS	53
2.1 Fuentes de alimentación	53

2.1.1	Diseño del generador PWM	53
2.1.2	Diseño de la etapa de potencia	60
2.1.3	Otras fuentes	62
2.2	Diseño de la etapa del sensor	64
2.2.1	Adecuación de la señal	64
2.2.2	Calculo para el conversor F/V	67
2.3	Diseño de la etapa para el control de cargas	70
2.4	Adquisición de datos	73
2.4.1	Configuración de canales E/S	75
3.	IDENTIFICACIÓN DEL SISTEMA	76
3.1	Consideraciones preliminares	76
3.2	Método ARX	77
4.	DISEÑO DEL CONTROLADOR PID	82
4.1	Consideraciones preliminares	82
4.1.1	Planta estática	83
4.1.2	Aspectos dinámicos	84
4.2	Método Ziegler Nichols	85
4.3	Ajustes de ganancias	88
5.	DISEÑO DEL CONTROLADOR FUZZY	92
5.1	Consideraciones preliminares	92
5.2	Control FP	92
5.3	Control FPD	94

5.4 Control Finc	94
5.5 Control FPD+I	95
5.6 Diseño de modelos difusos	98
5.7 Elección del mejor controlador	104
6. ESTRATEGIA DE CONTROL	106
6.1 Interfaz gráfica con Lab View	106
6.2 Diagrama general para el PID	108
6.3 Diagrama general para el FPD+I	109
7. ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE EL CONTROL PID Y EL FUZZY CONTROL	111
7.1 Características de la respuesta transitoria para cada modelo	111
7.2 Características en estado estable y en presencia de perturbaciones	113
8. CONCLUSIONES	115
9. BIBLIOGRAFÍA	118
10. ANEXOS	121

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. IRFP450 Datasheet	121
ANEXO B. LM7812 Datasheet	130
ANEXO C. NE556 Datasheet	137
ANEXO D. LM2907 Datasheet	143
ANEXO E. Prácticas de laboratorio y guía de resultados	152
ANEXO F. Manual del usuario	200
ANEXO G. Plano del circuito eléctrico y lista de materiales	207
ANEXO H. Circuito impreso para la interfaz de control y potencia.	212

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Circuito eléctrico de un motor D.C y su carga	15
Figura 2. Arranque del motor D.C	21
Figura 3. Representación gráfica del conjunto A	27
Figura 4. Representación gráfica del conjunto B	29
Figura 5. Representación gráfica de los conjuntos A y B	33
Figura 6. Operación AND para los conjuntos A y B	33
Figura 7. Operación OR par los conjuntos A y B	34
Figura 8. Operación NOT para el conjunto A	34
Figura 9. Péndulo invertido	35
Figura 10. Funciones de membresía para la velocidad	36
Figura 11. Funciones de membresía para el ángulo	36
Figura 12. Valor actual para el ángulo	38
Figura 13. Valor actual para la velocidad	39
Figura 14. Ángulo actual	39
Figura 15. Ángulo actual con un grado de 0.75	39
Figura 16. Velocidad angular actual	40
Figura 17. Velocidad angular actual con un grado de 0.4	40
Figura 18. Operación lógica AND para el ángulo y la velocidad	41
Figura 19. Velocidad negativa baja	41
Figura 20. Velocidad positiva baja	42

Figura 21.	Velocidad cero	42
Figura 22.	Reglas solapadas para la velocidad	42
Figura 23.	Valor final de la velocidad	43
Figura 24.	Diagrama de bloques de un controlador difuso	44
Figura 25.	Controlador difuso directo	47
Figura 26.	Esquema básico de un controlador PI difuso con 1 grado de libertad	47
Figura 27.	Ejemplos de funciones de pertenencia triangulares	50
Figura 28.	Circuito equivalente motor D.C	53
Figura 29.	Forma de onda de la corriente instantánea del motor	54
Figura 30.	Circuito generador PWM	54
Figura 31.	Control de motor con PWM	57
Figura 32.	Corriente del motor en el arranque	58
Figura 33.	Fuente de alimentación D.C para la etapa de potencia	61
Figura 34.	Fuente D.C de 12V	62
Figura 35.	Diagrama general del sensor	64
Figura 36.	Diagrama y formas de onda para el circuito acondicionador	65
Figura 37.	Circuito para el acondicionador del tren de pulsos	65
Figura 38.	Circuito Conversor de frecuencia a voltaje (LM2907)	67
Figura 39.	Variación de velocidad debida a la carga para algunas aplicaciones	71
Figura 40.	Circuito para el control de una carga	72

Figura 41.	Bloque de conexión Tarjeta PCI-6024E de National Instruments	74
Figura 42.	Diagrama general para la rutina de muestreo	76
Figura 43.	Datos de voltaje y velocidad muestreados en el motor	79
Figura 44.	Validación para el modelo obtenido	80
Figura 45.	Validación para la respuesta paso	80
Figura 46.	Control en lazo cerrado para una planta estática	83
Figura 47.	Respuesta paso de una planta	85
Figura 48.	Curva de respuesta en forma de S	86
Figura 49.	Respuesta en lazo cerrado para un escalón de 100RPM	87
Figura 50.	Diagrama comparativo de un control PID con y sin saturación	88
Figura 51.	Respuestas comparadas de un control PID con y sin saturación	89
Figura 52.	Señal de control sin saturación	90
Figura 53.	Señal de control con saturación	90
Figura 54.	Respuestas comparadas para el PID ideal y el replanteado	91
Figura 55.	Diagrama general de un controlador FP	92
Figura 56.	Diagrama general de un controlador FPD	94
Figura 57.	Diagrama general de un controlador Finc	94
Figura 58.	Diagrama general de un controlador FPD+I	95
Figura 59.	Funciones de membresía para e y De en MODELO1 y MODELO2	99

Figura 60.	Funciones de membresía para U en MODELO1 y MODELO2	99
Figura 61.	Superficie de control para MODELO1	102
Figura 62.	Superficie de control para MODELO2	103
Figura 63.	Funciones de membresía para De en MODELO3	103
Figura 64.	Funciones de membresía para U en MODELO3	103
Figura 65.	Superficie de control para MODELO3	104
Figura 66.	Respuestas comparadas para los controladores FPD, FPD+I	105
Figura 67.	Panel de control y monitoreo (FPD+I)	107
Figura 68.	Diagrama general para el PID	108
Figura 69.	Diagrama general para el FPD+I	109
Figura 70.	Diagrama general de todo el sistema de control	110
Figura 71.	Respuestas comparadas de los 3 modelos para el control FPD+I	111
Figura 72.	Respuestas comparadas de control FPD+I y control PID	114

LISTA DE TABLAS

		Pág.
Tabla I.	Base de reglas para el control del péndulo invertido	38
Tabla II.	Base de reglas de control de e_k y Δe_k	51
Tabla III.	Medidas realizadas a la armadura del motor	55
Tabla IV.	Resistencia para los devanados de campo y armadura	60
Tabla V.	Consumo de potencia del par motor-generador	60
Tabla VI.	Velocidad del par motor-generador contra voltaje de armadura	69
Tabla VII.	Canales editados en el Measurements & Automation Explorer	75
Tabla VIII.	Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols	86
Tabla IX.	Valores obtenidos para el controlador PID	87
Tabla X.	Nuevas constantes para el PID	91
Tabla XI.	Relación entre las ganancias de los controladores Fuzzy y las ganancias PID a partir de aproximaciones lineales	97
Tabla XII.	Base de reglas para MODELO1	100
Tabla XIII.	Base de reglas par MODELO2 y MODELO3	102
Tabla XIV.	Características en la respuesta transitoria para cada modelo	112
Tabla XV.	Características en la respuesta transitoria para PID y FPD	114

1. TEORÍA Y CONCEPTOS PRELIMINARES

1.1 Algunas consideraciones acerca de los sistemas no lineales

Desde la Antigüedad el hombre ha apreciado una cierta regularidad en la realidad. Las cosas suceden de un modo ordenado y previsible y por este motivo son explicables. Esto es lo que explica que la realidad se pueda cuantificar. Una manzana, dos manzanas, tres manzanas, etc. Y si multiplicamos 4 por 5 son 20. Es una ley matemática. Es la base de la matemática lineal.

Sin embargo, la realidad dista mucho de ser tan sencilla. Modernamente los matemáticos y por ende los científicos comprueban que la linealidad no es la norma en la Naturaleza, sino la excepción. Lo normal no es que el mundo se comporte de una manera lógica en la cual 4 por 5 son 20, sino que el flujo de fuerzas que se entremezclan en cualquier sistema creen un sistema caótico e imprevisible.

Este descubrimiento nos llena a todos de incertidumbre. El mundo newtoniano en el cual los planetas se mueven determinísticamente de una única manera posible no existe en realidad. Es una mera apariencia.

La realidad se asemeja mucho más a un sistema como el clima. En este sistema conviven muchas fuerzas que interaccionan entre si y que hacen completamente imprevisible su desarrollo. Se trata de un sistema no lineal arbitrario. En un sistema no lineal sus componentes no se relacionan de un modo lineal o proporcional, sino que lo hacen por medio de otros criterios. Los sistemas no lineales son muy sensibles a cambios ínfimos en las condiciones iniciales de desarrollo, lo que hace que en el transcurso de ciertos períodos en su desarrollo, su comportamiento sea caótico e imprevisible. Los sistemas lineales, frente a los caóticos, tienen un comportamiento absolutamente regular y previsible. En la función $y = 3x + 3$, completamente lineal, los resultados serán siempre lineales o proporcionales a la variable x que tomemos. Incluso si la función es exponencial, los resultados serán siempre previsible. Sin embargo, ¿quién puede hacer un modelo previsible del clima a varios días vista? Esto es muy difícil de hacer, si no imposible, porque una pequeña diferencia inicial se manifiesta cada vez más de manera más importante mientras el sistema se desarrolla.

Esta sensibilidad de los sistemas no lineales a las condiciones iniciales recibe el nombre de *efecto mariposa*: el aleteo de una mariposa en una parte del mundo, tras múltiples retroalimentaciones y bifurcaciones del sistema clima mundial, puede crear un tornado en el otro lado del planeta.

Los sistemas no lineales (que en la realidad son la mayoría, no lo olvidemos), pueden presentar un comportamiento al principio perfectamente explicable mediante la matemática lineal, para luego comportarse, conforme avanza su

desarrollo, de un modo completamente caótico cuando éste alcanza un valor crítico. Desde el punto de vista filosófico, diríamos que varios cambios cuantitativos acumulados, siguiendo una raíz o función directriz de desarrollo, acaban produciendo un cambio cualitativo en la estructura de desarrollo del sistema.

1.2 Motor DC

1.2.1 Sistema Físico Idealizado¹

Un actuador muy común en los sistemas de control es el motor de corriente continua (CC ó DC). El motor proporciona de forma directa movimiento rotatorio y

¹ Extraído de "DC Motor Speed Modeling"
<http://www.engin.umich.edu/group/ctm/examples/motor/motor.html>

junto con volantes y transmisiones movimiento de traslación. Un motor D.C con excitación independiente, consta de dos circuitos galvánicamente independientes: el circuito de excitación o de campo (bobinado del estator) y el circuito de armadura o inducido (bobinado del rotor). La interacción del flujo magnético de excitación en el entrehierro con la corriente establecida en la armadura, produce la conversión de la energía eléctrica en energía mecánica. El circuito eléctrico de la armadura y el diagrama de fuerzas del cuerpo libre del rotor se muestran en la siguiente figura:

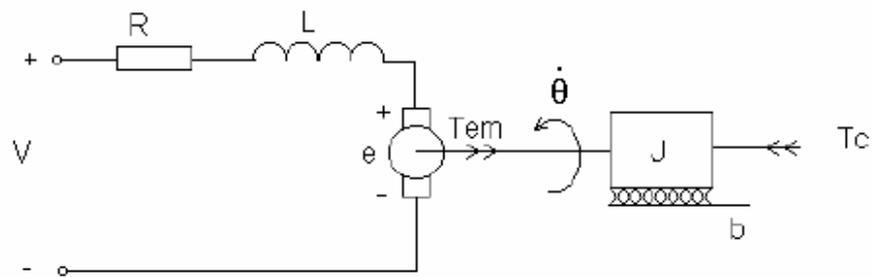


Figura 1. Circuito eléctrico de un motor D.C y su carga

El motor de CC en general posee los siguientes elementos que rigen su comportamiento :

- Momento de inercia del rotor (J)
- Razón de amortiguamiento del sistema mecánico (b)
- Constante de la fuerza electromotriz ($K=K_e=K_t$)
- Resistencia eléctrica (R)
- Inductancia eléctrica (L)

- Entrada (V)
- Salida (theta): posición del eje
- El rotor y el eje, que por lo general se consideran cuerpos rígidos

El par del motor, T , está relacionado con la corriente en la armadura, i , por un factor constante K_t . La fuerza contraelectromotriz, e , está relacionada con la velocidad de giro según la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} T &= K_t i \\ e &= K_e \dot{\theta} \end{aligned}$$

En unidades del sistema internacional, K_t (la constante de la armadura) es igual a K_e (constante del motor).

De la figura anterior se puede escribir las siguientes ecuaciones basadas en las leyes de Newton y las leyes de Kirchhoff's:

$$\begin{aligned} J \ddot{\theta} + b \dot{\theta} &= K i \\ L \frac{di}{dt} + Ri &= V - K \dot{\theta} \end{aligned}$$

1.2.2 Función de Transferencia

Usando la transformada de Laplace las ecuaciones del modelo anterior pueden expresarse en términos de s .

$$\begin{aligned} s(Js + b)\Theta(s) &= KI(s) \\ (Ls + R)I(s) &= V - Ks\Theta(s) \end{aligned}$$

Eliminando $I(s)$ se puede obtener la función de transferencia de bucle abierto, donde la velocidad de rotación es la salida y la tensión es la entrada.

$$\frac{\theta}{\bar{V}} = \frac{K}{(Js + b)(Ls + R) + K^2}$$

1.2.3 Espacio de estado

En la forma de espacio de estado, las ecuaciones anteriores pueden expresarse eligiendo la velocidad de rotación y la corriente eléctrica como variables de estado y la tensión como entrada. La salida será la velocidad de rotación.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & \frac{K}{J} \\ -\frac{K}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V$$

$$\dot{\theta} = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix}$$

Existen dos maneras de controlar la velocidad de un motor c.c., control por corriente de excitación y control por voltaje de alimentación. Sin embargo los motores de imán permanente admiten solo el control por voltaje de alimentación, dado que el flujo magnético es constante. En este proyecto se controlara la velocidad por un voltaje de alimentación suministrado por una fuente de potencia de corriente continua, conformada a grandes rasgos, por un MOSFET de potencia cuya corriente viene dosificada por el voltaje de control que proveniente de la tarjeta de adquisición de datos.

1.2.4 Características no lineales y limitaciones importantes¹

Se ha comprobado que los modelos anteriores reflejan muy bien la dinámica del MCC, adecuándose a las necesidades del diseño de lazos de control de su posición, velocidad y/o torque. No obstante, debe tenerse en cuenta que con el fin de lograr el sistema físico idealizado dado por el circuito equivalente de la Fig. 1, se han despreciado muchos fenómenos en el proceso de modelado. Estos fenómenos (reacción de armadura –en algunos motores no compensada,- pérdidas en el hierro, corrientes de conmutación en las bobinas cortocircuitadas por el colector, entre otros), conjuntamente con características constructivas físicas y geométricas, imponen límites a los valores de operación en régimen permanente y transitorio de muchas magnitudes eléctricas y mecánicas de la máquina. En lo que sigue se comenta muy brevemente la forma en que algunas de las variables son afectadas, con dos objetivos. El primero es tener en cuenta estas características a la hora de simular y ensayar el MCC en su región admisible de operación en régimen estacionario para que los valores transitorios admisibles no sean sobrepasados. El segundo es mostrar que el modelo del MCC como todo sistema físico, responde realmente a unas características no lineales ajenas a un modelo lineal idealizado.

¹ Obtenido de “Dinámica de los Sistemas Físicos” -*TP Motor de Corriente Continua* Código: TP_MCCA-702 (PDF), Control I, E-504. UNR, Departamento de Electrónica-Cátedra D.S.F.

Pico admisible de corriente de armadura: La dinámica térmica de las máquinas permite trabajar por cortos períodos de tiempo con valores de corriente sensiblemente superiores a los nominales sin que se produzcan recalentamientos. El límite al valor de pico está impuesto por los fenómenos asociados a la conmutación. Valores típicos son: 2 Ian (*corriente nominal de armadura*) para máquinas sincrónicas, 4 Ian para máquinas con arrollamientos de compensación, y hasta 10 Ian para servomotores especiales.

Máxima $\frac{dI_a}{dt}$ admisible: Está dada por limitaciones de la conmutación, y es muy importante en aplicaciones de regulación de velocidad, pues determina la máxima tasa de variación del torque. Valores usuales: 100 Ian/seg - 300 Ian/seg . Tener en cuenta que las partes mecánicas deben ser capaces de soportar los torques asociados y sus variaciones.

Máxima aceleración angular. Es igual al cociente “Torque electromagnético máximo momento de inercia en el eje del motor”. Nótese que deben calcularse los momentos de inercia de todas las cargas rígida o estáticamente acopladas al motor, referir cada una de ellas al eje del motor, y luego sumarlas. Para relaciones de reducción grandes, esta suma bien puede aproximarse por el momento de inercia total de la carga realmente rotando a la velocidad del eje. Para motores de media potencia, los valores están alrededor de los 200 rad/seg^2 (para motores de muy baja potencia se pueden lograr hasta el orden de los $100.000 \text{ rad/seg}^2$).

Velocidad de régimen: Hasta velocidad nominal se fija con la tensión de armadura, manteniéndose el flujo de excitación en su valor nominal. Sin regulación de velocidad, el rango de valores de velocidad de régimen no fluctuantes que se puede lograr está en el orden de $1:30$, es decir, hay limitaciones inferiores en el orden de $1/30$ de la velocidad nominal (las limitaciones se deben a la presencia de cuplas de fricción irregulares, y dependen del número de delgas del colector, de la caída de tensión en las escobillas, de aspectos constructivos de los arrollamientos del rotor, etc.).

1.2.5 Arranque del motor dc

Si se alimenta el circuito de armadura habiendo un flujo de excitación muy bajo, el motor tiende a embalsarse. Tal excitación baja puede darse aún sin alimentar el circuito eléctrico de campo, debido a un magnetismo remanente en su circuito magnético. Por eso se tiene la precaución de alimentar al circuito de armadura un tiempo mayor o ligeramente mayor a cinco veces la constante de tiempo del campo (para fines prácticos basta con esperar unos cuantos segundos) después de que se ha establecido el régimen de excitación. Además, si se conecta un escalón de tensión de armadura, en los momentos iniciales se tiene un pico de corriente muy grande en relación a su valor final, ocurriendo lo mismo con el torque motriz eléctrico. En conclusión se debe retardar la alimentación de armadura hasta asegurarse de que hay excitación plena de modo que el campo

debe ser conectado T_{ee} segundos antes que cualquier otra entrada. Como se muestra en la figura:

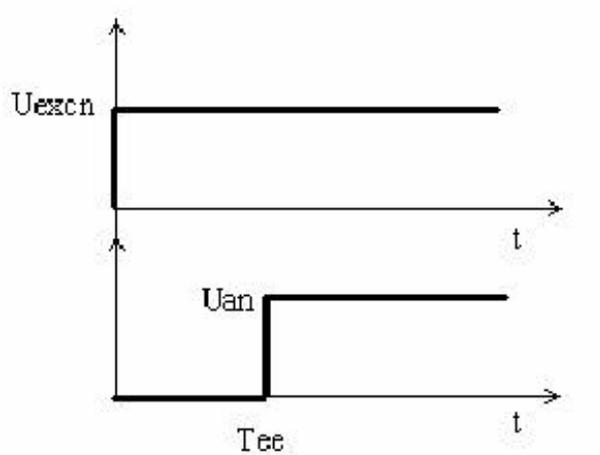


FIGURA 2. Arranque del motor D.C. U_{exc} , Escalón de campo, U_{an} Escalón de armadura

1.3 Fuzzy Logic

1.3.1 Introducción

La lógica borrosa (*Fuzzy Logic*) ha surgido como una herramienta lucrativa para el control de subsistemas y procesos industriales complejos, así como también para la electrónica de entretenimiento y hogar, sistemas de diagnóstico y otros sistemas expertos. Aunque la lógica borrosa se inventó en Estados Unidos el crecimiento rápido de esta tecnología ha comenzado desde Japón y ahora nuevamente ha alcanzado USA y también Europa. La lógica borrosa es todavía un boom en Japón, el número de cartas patentando aplicaciones aumenta exponencialmente. Principalmente se trata de aplicaciones más bien simples de lógica borrosa.

Lo borroso ha llegado a ser una palabra clave para vender. Los artículos electrónicos sin componentes borrosos se están quedando gradualmente desfasados. Como una mordaza, que muestra la popularidad de la lógica borrosa, cada vez es más frecuente un sello con "*fuzzy logic*" impreso sobre el producto.

En Japón la investigación sobre lógica borrosa es apoyada ampliamente con un presupuesto enorme. En Europa y USA se están realizando esfuerzos para alcanzar al tremendo éxito japonés. Por ejemplo, la NASA emplea lógica borrosa para el complejo proceso de maniobras de acoplamiento.

La lógica borrosa es básicamente una lógica multievaluada que permite valores intermedios para poder definir evaluaciones convencionales como sí/no, verdadero/falso, negro/blanco, etc. Las nociones como "más bien caliente" o "poco frío" pueden formularse matemáticamente y ser procesados por computadoras. De

esta forma se ha realizado un intento de aplicar una forma más humana de pensar en la programación de computadoras.

Los orígenes de la lógica fuzzy se remontan a la década de los años veinte de este siglo, cuando J. Lukasiewicz desarrolló los principios de la lógica multivaluada, cuyos enunciados pueden tener valores de verdad comprendidos entre el 0 (falso) y el 1 (cierto) de la lógica binaria clásica. En 1965 Lofti A. Zadeh un profesor de ciencias computacionales de la Universidad de California en Berkeley, aplicó la lógica multivaluada a la teoría de conjuntos, estableciendo la posibilidad de que los elementos pudieran tener diferentes grados de pertenencia a un conjunto. Zadeh introdujo el término fuzzy (difuso) y desarrollo un álgebra completa para los conjuntos difusos.

Desde sus inicios la teoría de conjuntos difusos causó controversias y debates, por lo que sus primeras aplicaciones prácticas surgieron hasta mediados de los años setenta.

1.3.2 Conjuntos fuzzy

Comenzaremos a hablar de conjuntos fuzzy tratando de ponernos de acuerdo acerca de lo que vamos a entender por conjunto. Esto no es nada simple ya que conjunto es un concepto bastante primitivo, análogo al concepto de punto o de

recta. De ahora en adelante, para nosotros un conjunto será algo que puede o no tener elementos, pero con la propiedad de que se puede decir si un objeto dado cualquiera es o no elemento del conjunto en cuestión.

A los objetos (si los hay) que forman un conjunto, les llamamos "elementos" de dicho conjunto. En la teoría de conjuntos que estamos recordando, trabajaremos a veces con varios conjuntos cuyos elementos son todos del mismo tipo, es decir, pertenecen todos a un mismo conglomerado de cosas al que podremos llamar conjunto universal.

Ahora bien, Sí A es un conjunto la proposición "x es un elemento de A " se denotará por $x \in A$. La negación de esta proposición es decir "x no es un elemento de A " se denotará por $x \notin A$.

Por ejemplo, sí A es el conjunto de los primeros tres números naturales pares, entonces $2 \in A$, $4 \in A$, $6 \in A$, $24 \notin A$, $9 \notin A$, son proposiciones verdaderas. Note que "*pertenencia*" es una relación que vincula cada elemento con un conjunto, no es una relación entre elementos de un conjunto.

Sí enumeramos todos los elementos de un conjunto, decimos que los hemos representado por *extensión* mientras que si enunciamos una propiedad definitoria de los elementos del conjunto, se dice que está representado por *comprensión*.

Por ejemplo sí B es el conjunto cuyos elementos son: 1, 3, 5, se puede escribir:

$B = \{1, 3, 5\}$

ó

$B = \{x \mid x \text{ es un natural impar menor que } 7\}$

Como mencionó, la *pertenencia o membresía* es una relación que vincula a cada elemento con un conjunto. En otras palabras, en un conjunto bien definido (lógica clásica), la pertenencia o no pertenencia de un elemento x a un conjunto A se describe mediante la función característica $\mu_A(x)$ donde:

$$\mu_A = \begin{cases} 1 & x \in A \\ 0 & x \notin A \end{cases}$$

Dicha función es llamada *función de membresía ó función característica* de A y esta definida para todos los elementos del universo. La función de membresía hace un mapeo de todo el universo U a su conjunto de evaluación de dos elementos $\{0,1\}$, esto se escribe:

$$\mu_A(x) : U \rightarrow \{0, 1\}$$

Con una identificación de $\{0,1\}$ y $\{\text{verdadero, falso}\}$, esta función característica puede jugar un papel importante en la asignación de valores de verdad a proposiciones referentes al conjunto A.

La noción más básica de sistemas borrosos es un subconjunto borroso.

Veamos un ejemplo:

En primer lugar consideramos un conjunto X con todos los números reales entre 0 y 10 que nosotros llamado el universo de discurso. Ahora, definimos un subconjunto A de X con todos números reales en el rango entre 5 y 8.

$$A = [5,8]$$

Ahora mostramos el conjunto A por su función característica, es decir esta función asigna un número 1 o 0 al elemento en X, dependiendo de si el elemento está en el subconjunto A o no. Esto conlleva a la figura siguiente:

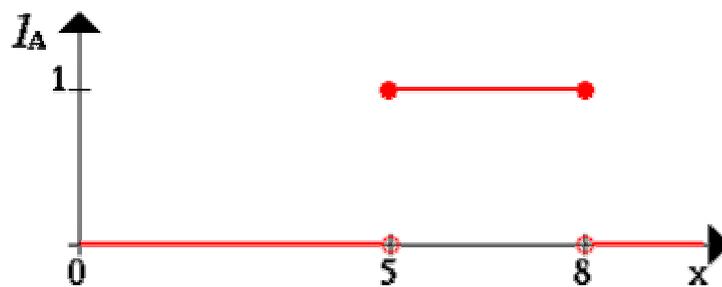


Figura 3. Representación gráfica del conjunto A

Nosotros podemos interpretar los elementos que han asignado el número 1 como los elementos que están en el conjunto A y los elementos que han asignado el número 0 como los elementos que no están en el conjunto A.

Este concepto es suficiente para muchas áreas de aplicación. Pero nosotros podemos encontrar fácilmente situaciones donde carece de flexibilidad. Para comprender este concepto veamos un ejemplo: queremos describir el conjunto de gente joven. Más formalmente nosotros podemos denotar :

$B = \{\text{conjunto de gente joven}\}$

Como en general la edad comienza en 0, el rango más inferior de este conjunto está claro. El rango superior, por otra parte, es más bien complicado de definir. Como un primer intento colocamos el rango superior en, digamos, 20 años. Por lo tanto nosotros definimos B como un intervalo denominado:

$B = [0,20]$

Ahora la pregunta es: ¿ por qué alguien es en su 20 cumpleaños joven y al día siguiente no? Obviamente, este es un problema estructural, porque si movemos el

límite superior del rango desde 20 a un punto arbitrario podemos plantear la misma pregunta.

Una manera más natural de construir el conjunto B estaría en suavizar la separación estricta entre el joven y el no joven. Nosotros haremos esto para permitir no solamente la decisión "él/ella SI está en el conjunto de gente joven" o "él/ella NO está en el conjunto de gente joven", sino también las frases más flexibles como "él/ella SI pertenece un poquito más al conjunto de gente joven" o "él/ella NO pertenece aproximadamente al conjunto de gente joven".

Pasamos a continuación a mostrar como un conjunto borroso nos permite definir una noción como "él/ella es un poco joven".

Tal y como constatamos en la introducción podemos usar conjuntos borrosos para hacer computadoras más sabias, y ahora tenemos que codificar la idea más formalmente. En nuestro ejemplo primero codificamos todos los elementos del Universo de Discurso con 0 o 1. Una manera de generalizar este concepto está en permitir más valores entre 0 y 1. De hecho, nosotros permitimos infinitas alternativas entre 0 y 1, denominando el intervalo de unidad $Y_0 = [0, 1]$.

La interpretación de los números ahora asignados a todos los elementos del Universo de Discurso es algo más difícil. Por supuesto, el número 1 asignado a un elemento significa que el elemento está en el conjunto B y 0 significa que el

elemento no está definitivamente en el conjunto el B. El resto de valores significan una pertenencia gradual al conjunto B.

Para ser más concretos mostramos ahora gráficamente el conjunto de gente joven de forma similar a nuestro primer ejemplo por su función característica:

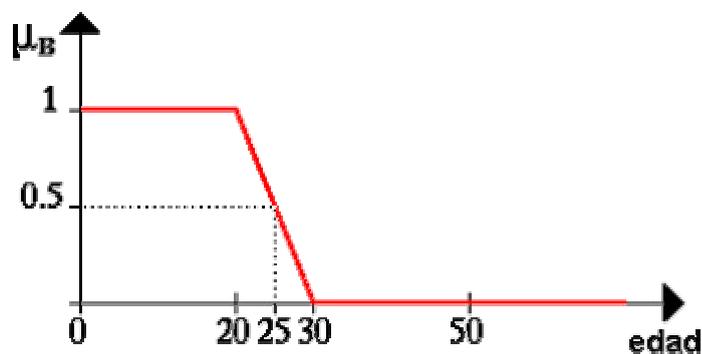


Figura 4. Representación gráfica del conjunto B

De esta forma unos 25 años de edad todavía sería joven al grado de 50 por ciento.

Los conjuntos definidos como B llamamos *conjuntos difusos*, dado que están definidos por sus *funciones de pertenencia*, la cual expresa la distribución de verdad de una variable.

Teóricamente un conjunto difuso A de un universo de discurso $X=\{x\}$ se define como un mapeo $\mu_A(x) : X \rightarrow [0, \alpha]$ donde cada x es asignada a un número en el rango comprendido entre $[0, \alpha]$ el cual indica que tanto del atributo A tiene x .

Cuando se normaliza la función de membresía ($\alpha = 1$), se tiene $\mu_A(x) : X \rightarrow [0, 1]$. De aquí en adelante consideraremos valores normalizados. Para los casos extremos, donde la distribución de verdad es "cero", la función de membresía se reduce a singularidades, en otras palabras, la lógica difusa pasa a ser lógica clásica. Por ejemplo, si las singularidades tienen dos posibilidades, entonces hablamos de lógica binaria.

La función característica de un conjunto difuso permite una continuidad de opciones posibles. El grado de membresía no es probabilidad. Básicamente es una medida de la compatibilidad de un objeto con el concepto representado por un conjunto difuso.

Un conjunto difuso D en un universo U puede ser definido como un conjunto de pares ordenados; cada par formado por un elemento y su grado de membresía al conjunto D :

$$D = \{(x, \mu_D(x)) \mid x \in U\}$$

Para el caso de universos discretos $U = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, una notación más conveniente es:

$$D = \frac{\mu_D(x_1)}{x_1} + \frac{\mu_D(x_2)}{x_2} + \dots + \frac{\mu_D(x_n)}{x_n}$$

$$D = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_D(x_i)}{x_i}$$

La sumatoria anterior se transforma en una integral para un universo U continuo:

$$D = \int_U \frac{\mu_D(x)}{x}$$

1.3.3 Operaciones con conjuntos borrosos

Ahora que tenemos una idea de lo que son conjuntos borrosos, podemos introducir las operaciones básicas sobre conjuntos borrosos. Parecido a las operaciones sobre conjuntos booleanos nosotros también podemos *interseccionar*, *unificar* y *negar* conjuntos borrosos. En su primer artículo sobre conjuntos borrosos, L. A. Zadeh sugirió el operador mínimo para la intersección y el operador máximo para la unión de dos conjuntos borrosos. Es fácil ver que estos operadores coinciden con la unificación booleana, e intersección si nosotros únicamente consideramos los grados miembros 0 y 1.

En lógica difusa los valores no están definidos y su defuzificación exhibe una distribución descrita por su función de membresía. Si tratamos de aplicar las reglas de la lógica binaria a dos variables difusas ¿cuál podría ser el resultado?.

Para poder contestar esta pregunta, consideraremos una lógica de valores máximos y mínimos, en otras palabras emplearemos operaciones definidas en lógica difusa.

A fin de aclarar esto, mostraremos varios ejemplos. Sea A un intervalo borroso entre 5 y 8, y B un número borroso entorno a 4. Las figuras correspondientes se muestran a continuación:

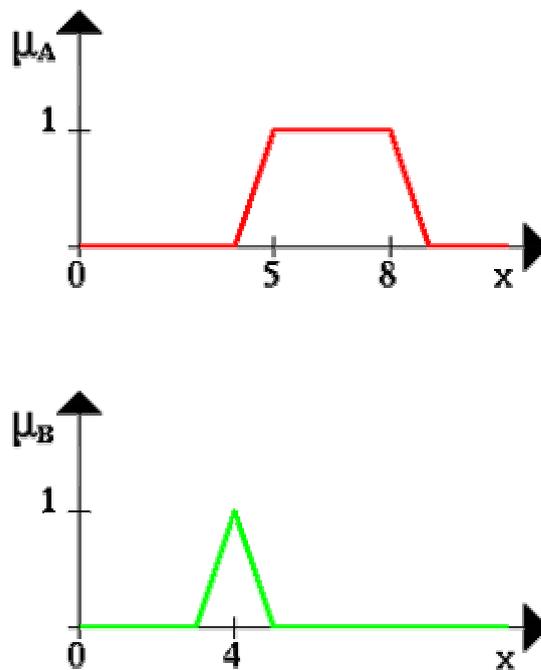


Figura 5. Representación gráfica de los conjuntos A y B

La figura siguiente muestra la operación AND (\cap) del conjunto borroso A y el número borroso B (el resultado es la línea azul).

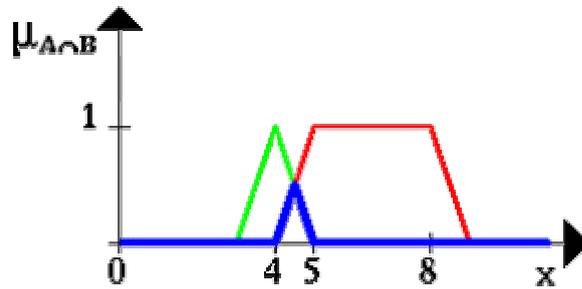


Figura 6. Operación AND para los conjuntos A y B

La operación OR (O) del conjunto borroso A con el número borroso B se muestra en la próxima figura (nuevamente, es la línea azul).

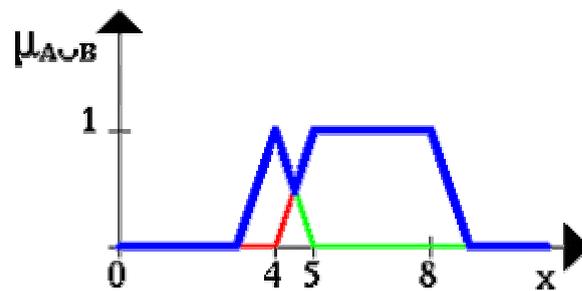


Figura 7. Operación OR par los conjuntos A y B

La siguiente figura da un ejemplo para una negación. La línea azul es la NEGACION del conjunto borroso A.

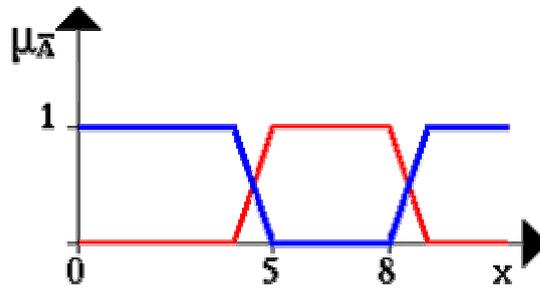


Figura 8. Operación NOT para el conjunto A

1.3.4 Control Fuzzy

Los controladores borrosos son las aplicaciones más importantes de la teoría borrosa. Ellos trabajan de una forma bastante diferente a los controladores convencionales; el conocimiento experto se usa en vez de ecuaciones diferenciales para describir un sistema. Este conocimiento puede expresarse de una manera muy natural, empleando las *variables lingüísticas* que son descritas mediante conjuntos borrosos.

Ejemplo: El péndulo invertido

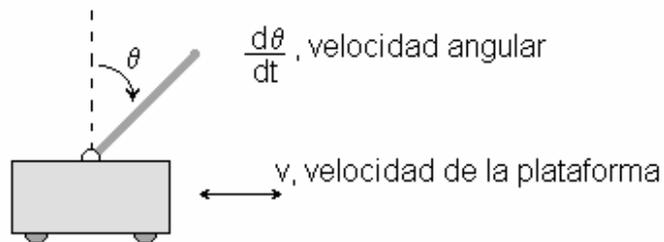


Figura 9. Péndulo invertido

El problema está en equilibrar una pértiga sobre una plataforma móvil que puede moverse en dos únicas direcciones, a la izquierda o a la derecha (figura 7). Ante todo, se tiene que definir (subjetivamente) cual es la velocidad del anden: alta, baja, etc. Esto se hace para especificar las funciones pertenecientes al conjunto borroso:

- negativo alto (celeste)
- negativo bajo (verde)
- cero (rojo)
- positivo bajo (azul)
- positivo alto (morado)

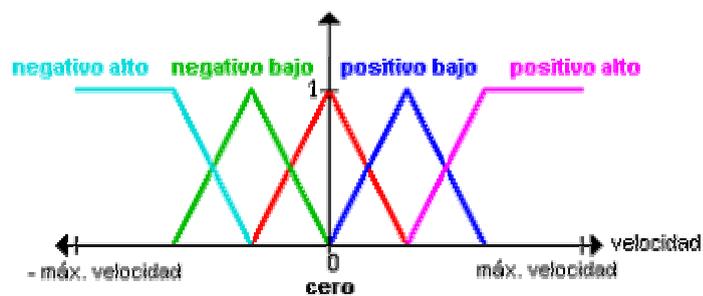


Figura 10. Funciones de membresía para la velocidad

Lo mismo se hace para el ángulo entre la plataforma y la pértiga, además de la velocidad angular:

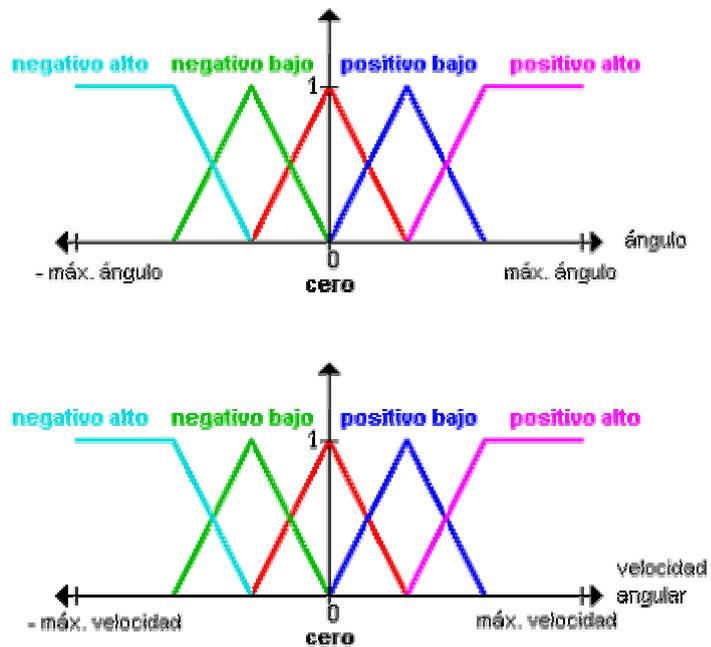


Figura 11. Funciones de membresía para el ángulo

Apréciese que, para hacerlo más fácil, suponemos que al principio la pértiga está en una posición cercana a la central para que un ángulo mayor de, digamos, 45 grados en cualquier dirección no pueda - por definición - ocurrir.

Ahora daremos varias reglas que dicen qué hacer en situaciones concretas:

Considere por ejemplo que la pértiga está en la posición central (el ángulo es cero) y no se mueve (la velocidad angular es cero). Obviamente esta es la situación deseada, y por lo tanto no tenemos que hacer nada (la velocidad es cero).

Consideremos otro caso: La pértiga está en la posición central como antes, pero está en movimiento a baja velocidad en la dirección positiva. Naturalmente nosotros tendríamos que compensar el movimiento de la pértiga moviendo la plataforma en la misma dirección a baja velocidad.

De esta forma hemos constituido dos reglas que pueden ponerse en una forma más formalizada como esta:

Si el ángulo es cero y la velocidad angular es cero entonces la velocidad será cero.

Si el ángulo es cero y la velocidad angular es positiva baja entonces la velocidad será positiva baja.

Podemos resumir todas las reglas aplicables en una tabla:

Tabla I. Base de reglas para el control del péndulo invertido

Velocidad Angular	Angulo				
	NA	NB	C	PB	PA
NA	NA				
NB	NB C				
C	NA	NB	C	PB	PA
PB	C PB				

PA	PA
----	----

Donde NA es una (usual) abreviatura para negativa alta, NB para negativa baja, etc.

A continuación mostraremos como estas reglas pueden aplicarse con valores concretos para el ángulo y velocidad angular. Para ello vamos a definir dos valores explícitos para el ángulo y la velocidad angular para operar con ellos.

Consideremos la situación siguiente. Un valor actual para el ángulo:

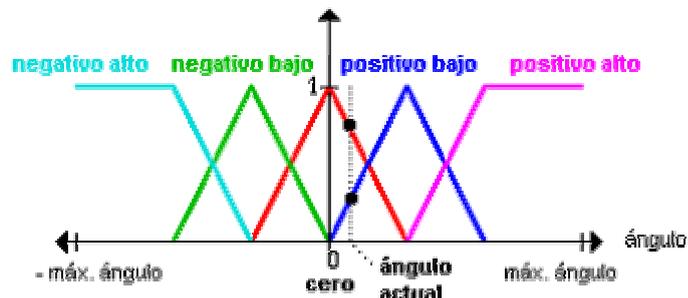


Figura 12. Valor actual para el ángulo

Un valor actual para la velocidad angular:

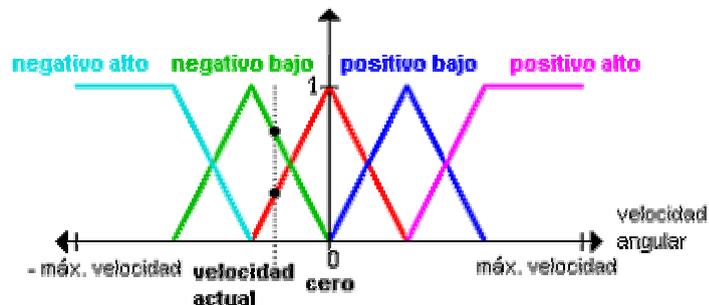


Figura 13. Valor actual para la velocidad

Ahora mostraremos como aplicar nuestras reglas a esta situación real. Veamos como aplicar la regla, Si el ángulo es cero y la velocidad angular es cero entonces la velocidad será cero a los valores que hemos definido. Esta es la variable lingüística "ángulo" donde nos centramos en el conjunto "cero" y el ángulo actual:

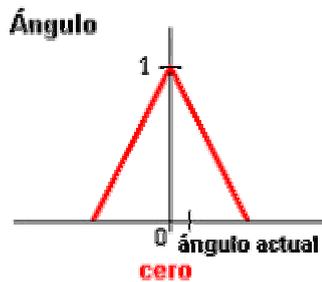


Figura 14. Ángulo actual

Nos damos cuenta que nuestro valor real pertenece al conjunto borroso "cero" en un grado de 0.75:

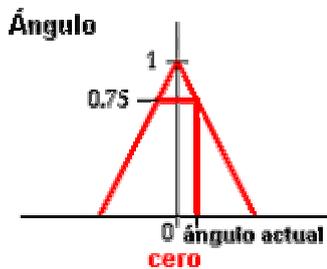


Figura 15. Ángulo actual con un grado de 0.75

Ahora mostramos la variable lingüística "velocidad angular" donde nos centramos en el conjunto borroso "cero" y el valor actual de velocidad angular:

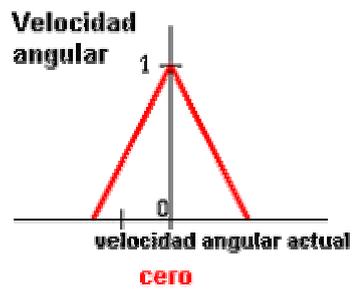


Figura 16. Velocidad angular actual

Nos damos cuenta que nuestro valor real pertenece al conjunto borroso "cero" en un grado de 0.4:

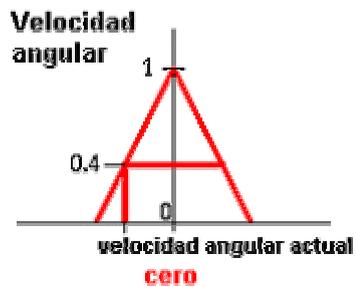


Figura 17. Velocidad angular actual con un grado de 0.4
 Como las dos partes de la condición de nuestra regla están unidas por una Y (operación lógica AND) calculamos el $\min(0.75, 0.4) = 0.4$ y cortamos el conjunto borroso "cero" de la variable "velocidad" a este nivel (según nuestra regla):

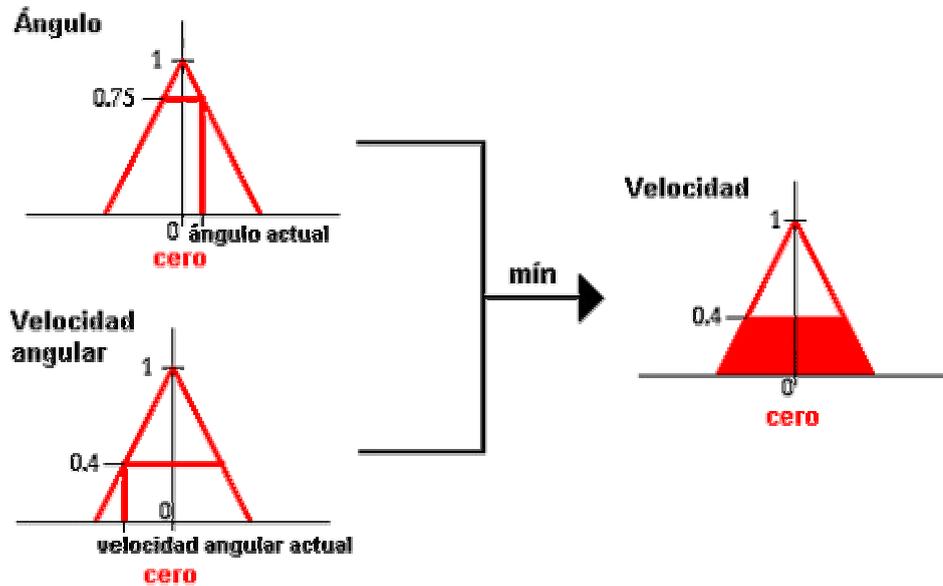


Figura 18. Operación lógica AND para el ángulo y la velocidad

Por su parte, el resultado de la regla, Si el ángulo es cero y la velocidad angular es negativa baja entonces la velocidad será negativa baja:

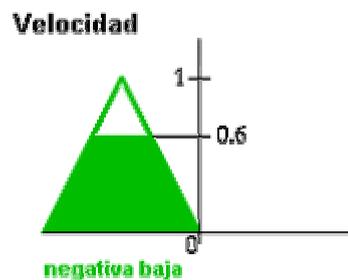


Figura 19. Velocidad negativa baja

El resultado de la regla, Si el ángulo es cero y la velocidad angular es positiva baja entonces la velocidad será positiva baja:

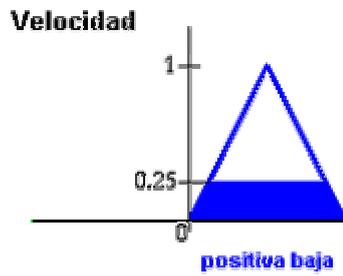


Figura 20. Velocidad positiva baja

El resultado de la regla, Si el ángulo es positivo bajo y la velocidad angular es negativa baja entonces la velocidad será cero:

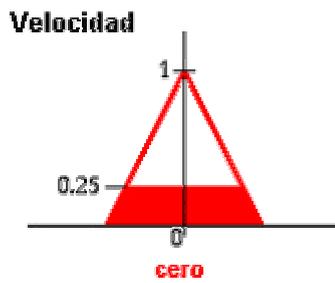


Figura 21. Velocidad cero

Estas cuatro reglas solapadas desembocan en un resultado único:

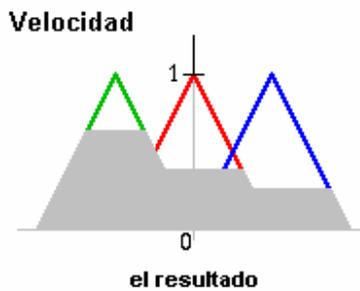


Figura 22. Reglas solapadas para la velocidad

El resultado del controlador borroso es un conjunto borroso (de velocidad), así que tenemos que escoger un valor representativo como salida final. Hay varios métodos heurísticos (métodos de claridad o *defuzzification*), uno de ellos es tomar el centro de gravedad del conjunto borroso:

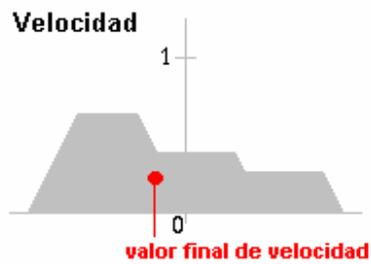


Figura 23. Valor final de la velocidad

El procedimiento completo se denomina controlador de Mamdani.

1.4 Diseño de controladores difusos

1.4.1 Lógica difusa aplicada al control difuso

Como se mencionó en la sección anterior, la lógica difusa es un superconjunto de la lógica Booleana convencional, presentada por primera vez por el Doctor Lotfi A. Zadeh de la Universidad de California en Berkeley en la década del 60, como una manera de modelar la incerteza natural del lenguaje humano aplicada a la teoría de conjuntos. Los campos de aplicación son múltiples y variados, pero la línea que interesa para propósitos de este trabajo se orienta al Control Automático.

1.4.2 Estructura de un controlador fuzzy¹

Hay componentes característicos en un controlador fuzzy. En el diagrama de bloques de la figura 24, el controlador está entre un bloque de preprocesamiento y un bloque de postprocesamiento.

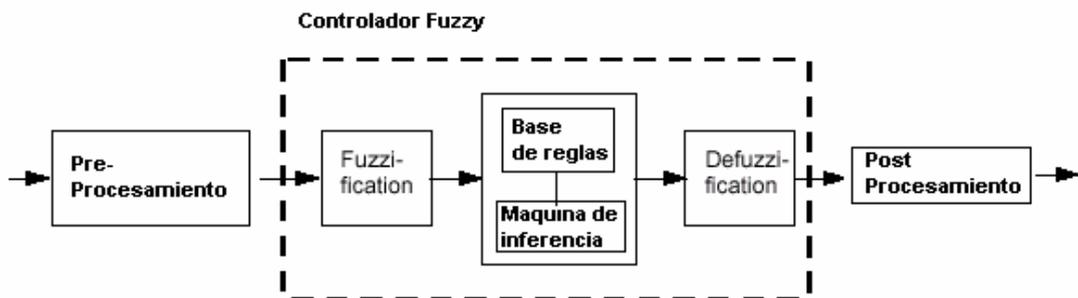


Figura 24. Diagrama de bloques de un controlador difuso

Preprocesamiento

Las entradas son generalmente difíciles de medir. Un preprocesador, el primero bloque en la figura, condiciona las medidas antes de que entren al controlador.

Ejemplos de preprocesamiento:

- Normalización o escalamiento a un rango estándar.
- Filtrado con el fin de eliminar el ruido

¹ JANTZEN, Jan. Design Of Fuzzy Controllers
Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby,
DENMARK. Tech. report no 98-E 864 (design), 19 Aug 1998.

- Combinación de varias medidas para obtener indicadores claves
- Diferenciación e integración de sus equivalencia discretas.

Cuando la entrada al controlador es el error, la estrategia de control es un mapeo estático entre la entrada y la señal de control. Un controlador dinámico podría tener entradas adicionales, por ejemplo, derivativas, integrales, o valores previos de medidas retrasadas en el tiempo. Estas son creadas en el procesador, haciendo al controlador multi dimensional, el cual requiere muchas reglas y hace mas difícil el diseño. El procesador luego pasa los datos al controlador.

Fuzificación.

El primer bloque dentro del controlador, es la fuzificación, el cual convierte cada parte de los datos de entrada a grados de membresía. El bloque de fuzificación relaciona los datos de entrada con las condiciones de las reglas para determinar que tan bien la condición de cada regla pertenece a una entrada en particular. Hay un grado de membresía para cada término lingüístico que se aplica a la variable de entrada.

Base de reglas

Las reglas pueden usar muchas variables tanto las reglas de condición como las de conclusión. Los controladores se pueden aplicar en problemas MIMO y en

problemas SISO. El problema típico SISO es regular una señal de control basado en una señal de error. El controlador puede necesitar ambas entradas, el error y el cambio en el error, además el error acumulado, pero a esto lo llamaremos control de lazo sencillo, porque en principio todas las tres entradas se forman a partir de la medida del error.

Aún cuando existen numerosas versiones de controladores que emplean lógica difusa, suele asignarse el término *Controlador Difuso Directo*¹ a un sistema de control en donde salida del proceso es comparada con una referencia, y si hay una desviación el controlador toma una acción de acuerdo a la estrategia de control. Un ejemplo común que permite definir las características y el funcionamiento general de este tipo de controladores difusos es el *Controlador PI Difuso*.

¹ Driankov, Dimiter & otros. "An Introduction to Fuzzy Control" Springer Verlag, Berlin, 1993

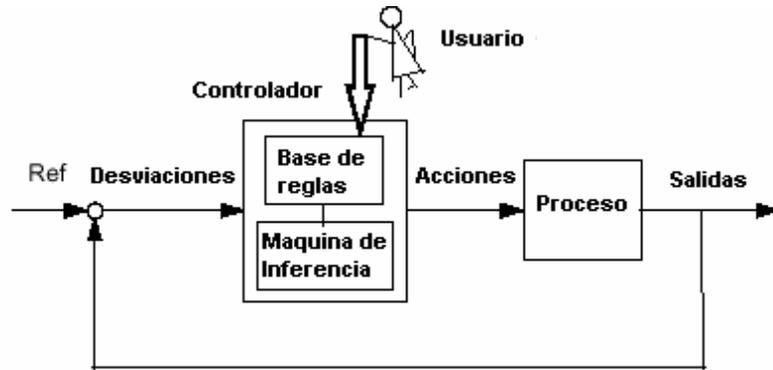


Figura 25. Controlador difuso directo

Controlador PI Difuso

En general se observa que el algoritmo de control *PI difuso* es uno de los más difundidos en aplicaciones en el área de automatización de sistemas. La razón principal es que para un controlador monovariable con parámetros ajustados por el operador, independiente de la dinámica de la planta, el algoritmo de control se mantiene, variando sólo los parámetros de sintonía para cada planta en particular. Un controlador PI difuso clásico se muestra en el diagrama de bloques de la figura 26.

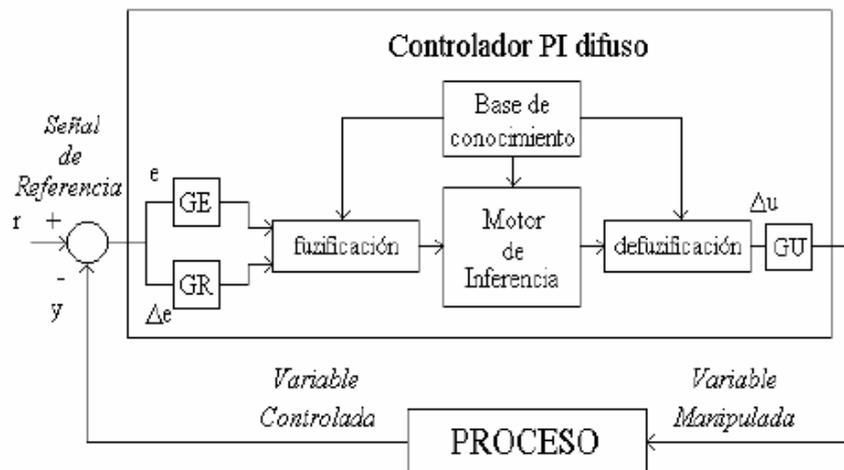


Figura 26. Esquema básico de un controlador PI difuso con un grado de libertad.

Donde:

e : Variable difusa correspondiente al error

Δe : Variable difusa correspondiente al diferencial del error

GE,GR,GU: Parámetros de Sintonía

u : Variable manipulada

y : Variable controlada

r : Señal de referencia

En un controlador PI difuso se aprecian los siguientes módulos básicos:

a.- *Etapa de fuzificación* : Es la etapa inicial del controlador difuso. La idea principal consiste en la transformación de las variables controladas entregadas por sensores del proceso, en variables del tipo lingüísticas que conforman las

particiones definidas en el universo de discusión, nombre con que se conoce al rango de variación de las variables de tipo determinísticas. Como resultado de la fuzificación se obtienen valores de pertenencia de los conjuntos difusos para los valores medidos de variación del universo de discusión.

b.- Base de conocimientos : La base de conocimientos está formada de dos componentes básicos, *la base de datos y la base de reglas de control difuso*. Los conceptos asociados con la base de datos son usados para caracterizar las reglas del control difuso, y la base de reglas permite la toma de acciones de control. Estos conceptos se definen subjetivamente en base a, por ejemplo, operarios expertos en el proceso. Las reglas de control consisten en estructuras de la forma: Si *<condiciones>* entonces *<acciones>*

c.- Mecanismo o motor de inferencia : Es el conjunto de procedimientos destinadas a la toma de las acciones de control difuso, por medio del uso de la implicancia y reglas lingüísticas de control. Se toma como patrón a seguir el conjunto de reglas de la base de conocimientos desarrollada con anterioridad.

d.- Interfaz de defuzificación : .Como resultado de las etapas anteriores se obtienen las acciones necesarias para el control de alguna variable en particular. El objetivo de la defuzificación es la transformación de las acciones de control de tipo difuso a acciones de control de tipo cuantitativo o determinístico, que permitan

un adecuado funcionamiento del o los actuadores del sistema bajo control los que, evidentemente, forman parte del mundo real y no del universo difuso.

1.4.3 Algoritmo de control difuso

Fuzificación

En este trabajo se propone un algoritmo de control difuso de 49 reglas, considerando un esquema clásico, se definen 7 conjuntos difusos para cada variable de entrada. Estos conjuntos difusos se abrevian por las letras *N, ZE, P, B, M* y *S* donde las letra *B, M, S* corresponden a las variables lingüísticas grandes, medianos y pequeños y *N, ZE* y *P* representan negativo, cero y positivo respectivamente.

Así los siete conjuntos difusos que se desprenden para la etapa de control son :

NB :La variable de entrada es *Negativa Grande*.

NM :La variable de entrada es *Negativa Mediana*.

NS :La variable de entrada es *Negativa Pequeña*.

ZE :La variable de entrada es *Nula*.

PS :La variable de entrada es *Positiva Pequeña*.

PM :La variable de entrada es *Positiva Mediana*.

PB :La variable de entrada es *Positiva Grande*.

Estas particiones se utilizan tanto para la variable difusa de entrada error (e_k) y diferencial del (Δe_k). Para el controlador propuesto se han seleccionado funciones de pertenencia del tipo triangulares¹.

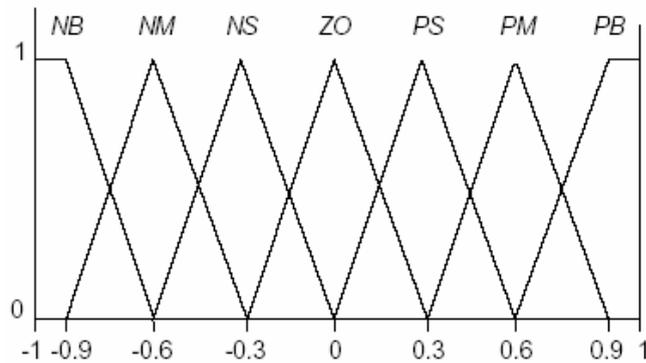


Figura 27. Ejemplos de funciones de pertenencia triangulares

Las reglas de control se han establecido en función de las nociones clásicas de automatización, tomando como base la respuesta de un PI¹. Para efectos de este trabajo se ha considerado en la etapa de control la base de reglas propuesta por Pivonka², las que se aprecian en la Tabla I. Estas reglas así como las funciones de membresía serán modificadas para efectos de optimización, a lo largo del trabajo.

¹ PIVONKA, Petr and Jan Žižka. The Use Of Fuzzy PI/PD/PID CONTROLLERS IN FUZZY CONTROL. Department of Automatic Control and Instrumentation, Technical University in Brno, Božetechova, Czech Republic, Aug 31 1995

¹ JANTZEN, Jan. Design Of Fuzzy Controllers Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-E 864 (design), 19 Aug 1998.

² PIVONKA, Petr and Jan Žižka. The Use Of Fuzzy PI/PD/PID CONTROLLERS IN FUZZY CONTROL. Department of Automatic Control and Instrumentation, Technical University in Brno, Božetechova, Czech Republic, Aug 31 1995

Base de conocimiento y motor de inferencia

Tabla II. Base de reglas de control de e_k y Δe_k

		e_k						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
Δe_k	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NM	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NM	NS	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NM	NM	NS	ZE	PS	PM	PM
	PS	NM	NS	ZE	PS	PS	PM	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PM	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

La interpretación de la tabla se da por las filas y las columnas, que representan las particiones difusas de las variables lingüísticas, y el contenido de la tabla de acción de control. Así; por ejemplo, la posición (3,2) de la tabla II se interpreta como:

$$\text{Si } (e_k = \text{NM}) \wedge (\Delta e_k = \text{NS}) \Rightarrow \Delta u_k = \text{NM}$$

O bien:

Si (Δe_k es medianamente negativo) y (Δe_k es negativo pequeño), entonces (Δu_k es medianamente negativo).

2. MONTAJES PROCEDIMIENTOS Y CALCULOS

2.1 Fuentes de alimentación

Para proporcionar energía al motor se diseñó un controlador integrado en modo de suicheo generalmente usado para conversión de potencia DC como control primario y como un elemento de manejo práctico para la Modulación del Ancho de Pulso (PWM). Para tal propósito se utilizó el integrado NE556 que permite variar velocidad del motor utilizando un MOSFET de potencia (IRFP450) como fuente variable de energía.

2.1.1 Diseño del generador PWM¹

El diseño de un controlador utilizando PWM, se ve afectado por las características propias del moto DC a controlar. A continuación se consideraran estas características mas detalladamente. En la figura 28 'La' representa la inductancia

¹ Basado en: Power Semiconductor Applications - Philips Semiconductors
A switched-mode controller for DC motors, Pag 293-295

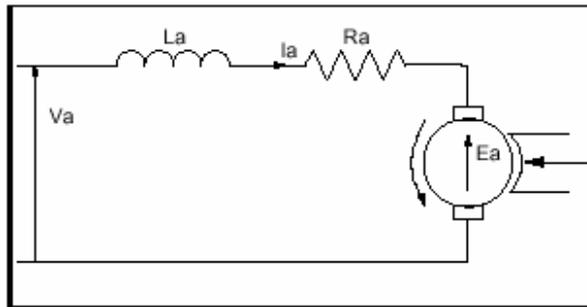


Figura 28. Circuito equivalente motor D.C

total de la armadura, 'Ra' es la resistencia en serie equivalente, y 'Ea' es la Tensión en la armadura. Este voltaje inducido representa una porción de la entrada total de energía la cual es convertida en una salida mecánica. La magnitud de Ea es proporcional a la velocidad del motor. La inductancia del motor, la cual puede variar de microhenrios a milihenrios, tendrá un efecto significativo en el diseño del PWM. Esto se debe al hecho de que la corriente promedio en el motor esta en función de la constante eléctrica de tiempo del motor, denotada τ_a , donde $\tau_a = L_a/R_a$.

Para una onda de PWM con un periodo T el porcentaje del ancho de pulso donde se hará el suicheo esta denotado por δ . La corriente promedio del pulso dependerá tanto del porcentaje de corriente del ancho del pulso, δT , como de la constante eléctrica de tiempo τ_a .

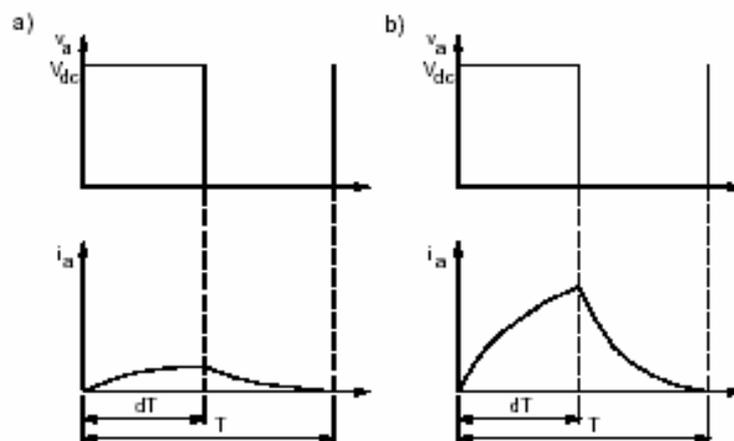


Figura 29. Forma de onda de la corriente instantánea del motor. a) Motor de alta inductancia, b) Motor de baja inductancia

Para el caso cuando la constante de tiempo del motor es mucho mas grande que el ancho del pulso, la corriente no alcanza a establecerse en el inducido del motor durante la corta duración del pulso aplicado. Para un motor de baja inductancia con el mismo ancho de pulso, la corriente de armadura se establece fácilmente. En la mayoría de casos en el que un motor tiene una inductancia alta de armadura necesitará que la frecuencia del PWM sea baja con el fin de que la corriente se alcance a establecer en el motor y así desarrollar el torque necesario. Un motor de baja inductancia permite usar una frecuencia de suicheo alta, permitiendo que el sistema responda rápidamente.

En general, para poder manejar un control óptimo con PWM, el motor debe tener una constante eléctrica de tiempo τ_a , similar al periodo T del ancho de pulso aplicado. A partir de medidas realizadas a la armadura del motor se obtuvieron los siguientes datos:

Tabla III. Medidas realizadas a la armadura del motor

Ra	La	τ_a (La/Ra)
23 Ω	47mH	2ms

Así que el periodo T del generador PWM debe ser igual o ligeramente mayor a 2ms, de modo que la corriente de armadura quede plenamente establecida. El integrado usado para generar la señal es un Oscilador dual nmos de 14 pines (NE556). Este integrado se compone básicamente de 2 osciladores 555, un primer 555 configurado como un oscilador astable, y el segundo como monoestable, como se puede observar en la gráfica:

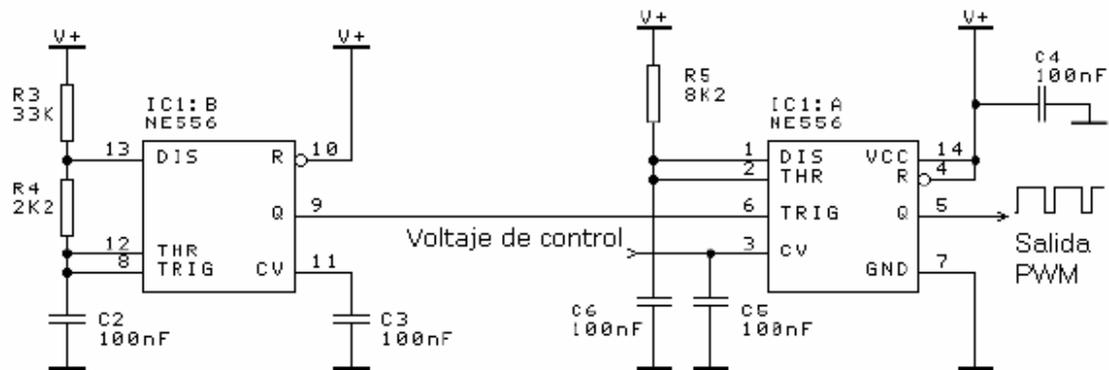


Figura 30. Circuito generador PWM

La frecuencia de los pulsos de salida esta dada por:

$$f = \frac{1.44}{((R_3 + 2R_4)C_2)} \text{ Hz}$$

Debido a que $\tau_a=2\text{ms}$, se debe cumplir que $T=2\text{ms}$ o un valor ligeramente mayor.

Se escoge entonces $R_3 = 33\text{K}$, $R_4=2.2\text{K}$ y $C_2=100\text{nF}$, donde $f=385\text{Hz}$ y $T=2.6\text{ms}$.

Así:

$$\tau_a = 0.77T$$

El segundo 555 esta configurado para la modulación del ancho de pulso, el cual es disparado por un tren continuo de pulsos que viene del primer 555. Al aplicársele

un voltaje DC al pin 3, el nivel de referencia del comparador cambiará entre 1/3 y 2/3 de su voltaje nominal (voltaje de alimentación del integrado). Esto tiene el efecto de modular la salida del timer que es un tren continuo de pulsos cuyo ancho es controlado por el voltaje aplicado a la entrada de control.

Esta salida modulada controla el MOSFET de potencia (IRFP450), el cual permite variar el voltaje de entrada al motor DC.

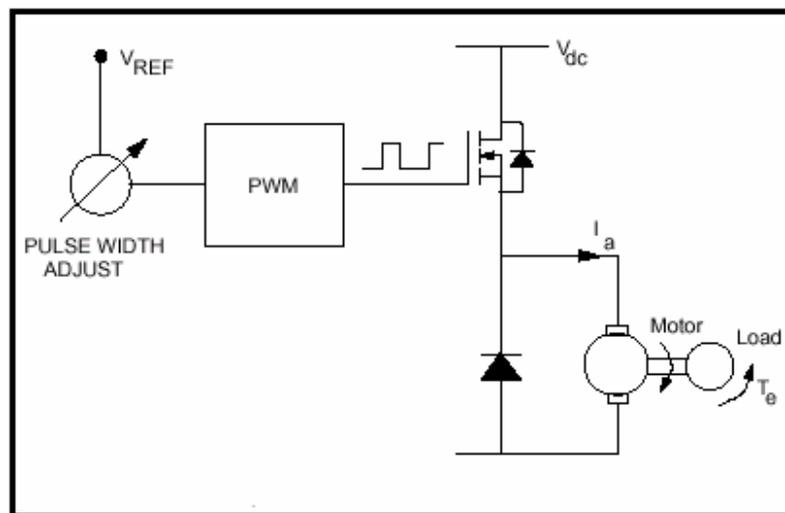


Figura 31. Control de motor con PWM

El esquema del circuito para el PWM se muestra en la figura 31, donde el ciclo duty es controlado usando un voltaje de control DC llamado V_{REF} . En el arranque del motor el ciclo duty se ajusta para que sea lo suficientemente largo para darle al motor el torque necesario.

La corriente inicial del motor está determinada de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + R_a \cdot i_a = V_{dc}$$

Si el porcentaje del ciclo duty, controlado por V_{REF} , es dado por δ , entonces la duración de encendido del pulso esta dada por δT . Durante este intervalo el incremento de la corriente de la armadura en el instante previo al arranque del motor se muestra en la siguiente ecuación:

$$i_a = \frac{V_{dc}}{R_a} \cdot (1 - e^{-t/\tau_a})$$

La corriente en el devanado del motor se incrementa exponencialmente proporcional al voltaje de alimentación y a la inductancia del motor. Si el pulso se encuentra cerca al valor de la constante eléctrica de tiempo del motor, entonces la corriente al final del primer pulso alcanzará un 60% de su valor máximo, $I_{max} = V_{dc}/R_a$, esta se muestra como I_1 en la figura 32.

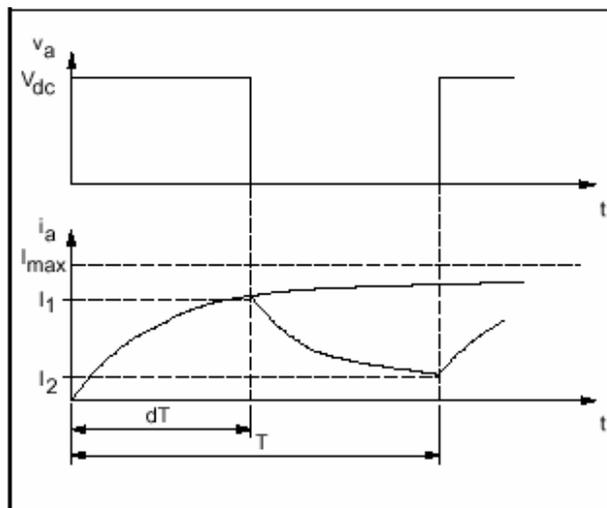


Figura 32. Corriente del motor en el arranque

Para el ciclo restante del PWM (apagado), la corriente del motor fluye a través del diodo dependiendo de la corriente de fuga interna del motor y de las constantes del circuito externo, de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$i_a = I_1 \cdot e^{-(t - \delta T) / \tau_a}$$

Donde δT representa el ancho del pulso en off, y τ_a representa la constante eléctrica de tiempo para la armadura, de modo que la corriente del motor al final del periodo, T , queda en un nivel I_1 , la cual es la corriente de inicio para el próximo ciclo. Como la secuencia de suicheo se repite, suficiente corriente empieza a fluir para darle un torque de aceleración causando la rotación del motor. Tan pronto como empieza la rotación se produce una tensión en la armadura (E_a), la ecuación del motor viene a ser la siguiente:

$$L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + R_a \cdot i_a = V_{dc} - E_a$$

consecuentemente la corriente que entrega la fuente, será menor al arranque del motor, debido a la fuerza contraelectromotriz (E_a). El máximo torque del motor se requiere en el arranque, por lo tanto la corriente en el arranque será máxima. Al final de la rampa de inicio el ciclo duty del controlador se reduce, dado que se necesita menos corriente para mantener la velocidad del motor en un valor estable.

2.1.2 Diseño de la etapa de potencia¹

El objeto de esta sección es diseñar una etapa de potencia que permita alimentar los devanados de campo para el motor y el generador con un voltaje D.C fijo, mientras se varía el voltaje de armadura en el motor, con objeto de controlar así la velocidad. Los devanados de campo y armadura se identificaron midiendo sus respectivas resistencias sobre el motor y el generador. Los resultados obtenidos fueron:

Tabla IV. Resistencia para los devanados de campo y armadura

¹ Basado en: **Power Semiconductor Applications - Philips Semiconductors**
A switched-mode controller for DC motors, Pag 293-295

	Resistencia, devanado de armadura (Ω)	Resistencia, devanado de campo (Ω)
MOTOR	23	445
GENERADOR	27	451

Para determinar el consumo de potencia del par, se midió la corriente del motor mientras se introducían cargas de 100W en el generador y se alimentaba la armadura a un voltaje de 110V D.C al igual que los devanados de campo. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Tabla V. Consumo de potencia del par motor-generador

Número de cargas	Corriente (A)	Potencia (W)
1	0.85	93.50
2	1.80	198.00
3	2.75	302.75
4	3.83	421.23

A partir de estos resultados se deduce que para suministrar energía a la armadura del motor es necesaria una fuente variable de 0-110V con una corriente de trabajo de 5.5A. Debido a esta consideración se seleccionó un rectificador de onda completa (ECG5322) de 25A y un MOSFET de potencia (IRFP450)² de 14A, como se muestra en la figura:

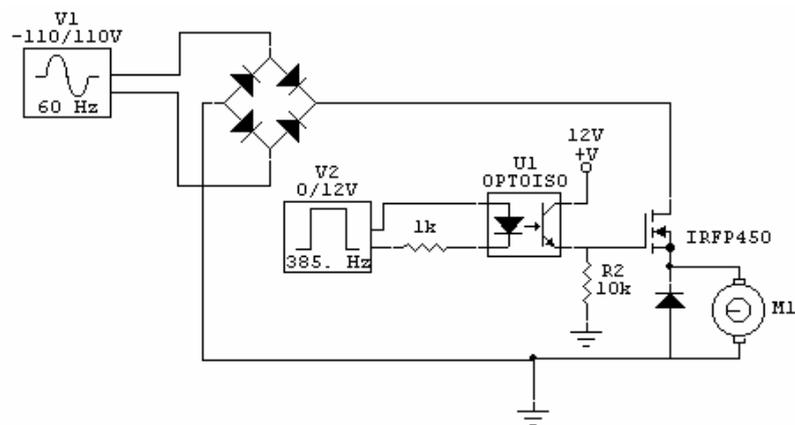


Figura 33. Fuente de alimentación D.C para la etapa de potencia

El motor está acompañado de un diodo de 10A (ECG576) en paralelo contra polarizado que permite evacuar la corriente almacenada en la armadura, en los periodos de no conducción del MOSFET. La energía de la señal de 110V

² Para mayor información acerca de las características de esta referencia, ver en este mismo trabajo: ANEXOS, IRFP450 Datasheet.

rectificada es suministrada al motor dependiendo del ciclo útil que posea en ese instante la señal PWM, (como se describió ampliamente en la sección 2.1.1).

Para el cálculo de la protección contra sobrecorriente se atendió a la sugerencia del Código Eléctrico Colombiano, donde el valor de la corriente del fusible (I_F) está dada por:

$$I_F = 1.25 I_N$$

Donde I_N es la corriente nominal del motor. Dado que la corriente del motor es 5.4 amperios con 5 cargas, es necesario colocar un fusible de 7A.

La señal PWM ha sido ópticamente aislada para separar las fuentes de baja y alta potencia y así evitar conflictos entre tierras.

2.1.3 Otras fuentes

Aparte de la etapa de potencia se implementaron tres fuentes D.C de 12V, para alimentar el generador PWM, el convertidor F/V, y la etapa de control de cargas respectivamente. Cada fuente posee un transformador reductor independiente que permite un acoplamiento magnético y un aislamiento eléctrico, evitando conflictos entre las tierras de las diferentes etapas al igual que los ópticos aisladores. El diagrama general del circuito para una fuente se muestra a continuación:

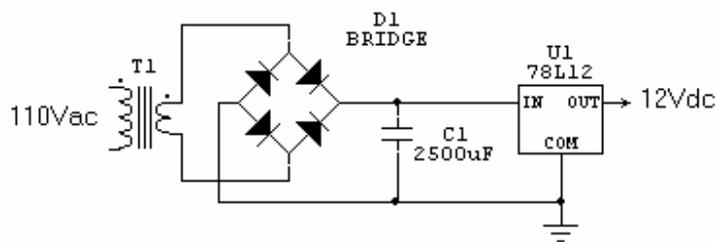


Figura 34. Fuente D.C de 12V

Cada transformador puede entregar hasta 300mA, de modo que se escoge un rectificador de onda completa (ECG5304) de 1.5A. Para la elección del capacitor se tuvo en cuenta la siguiente consideración¹:

$$V_r(\text{pico}) = \sqrt{3} \frac{2.4I_{dc}}{C}$$

Donde $V_r(\text{pico})$ es la amplitud del rizo, I_{dc} es la corriente consumida por la carga en miliamperios y C es el valor del capacitor en microfaradios. Dado que el rizado se mueve alrededor del nivel dc de la señal rectificada, el valor del nivel dc pico menos el valor de $V_r(\text{pico})$ debe ser mayor que el mínimo voltaje requerido para que el regulador de 12V (LM7812)². Tomando en cuenta que la máxima corriente del regulador de 12V (LM7812) en la salida, es de 100mA y utilizando un valor de $C=2500\mu\text{F}$, se obtiene que:

$$V_r(\text{pico}) = \sqrt{3} \frac{2.4(100)}{2500} = 0.17\text{V}$$

$$V_i(\text{bajo}) = 16 - 0.17 = 15.83\text{V}$$

¹ Obtenido de: Boylestad, Robert y Nashelky Louis, *Electrónica: Teoría de circuitos*, 6ª Edición, Págs, 824-825

² Para mayor información acerca de las características de esta referencia, ver en este mismo trabajo: ANEXOS, LM7812 Datasheet.

Así el mínimo voltaje que podría llegar al regulador es 15.83V mientras que el mínimo requerido es de 14.6V. De modo que el valor de 2500uF para C es aceptable.

2.2 Diseño de la etapa del sensor

Para medir la velocidad del motor se instala en el eje del motor una rueda dentada, que al girar interrumpe el haz de luz emitido por una optocoupla, generando un tren de pulsos cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del motor. Este tren de pulsos pasará a un conversor de frecuencia a voltaje (LM2907) el cual entregará una señal análoga de 0-10 Voltios (proporcional a la velocidad del motor) a la tarjeta de adquisición de datos como se observa en la figura:

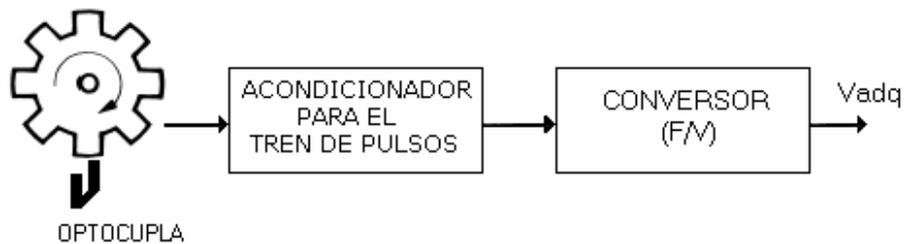


Figura 35. Diagrama general del sensor

2.2.1 Adecuación de la señal

El voltaje de entrada al conversor debe ser una señal A.C de forma cuadrada, de modo que es necesario implementar un circuito para mejorar la señal D.C proveniente de la optocoupla y producir el cambio de nivel, como se observa a continuación:

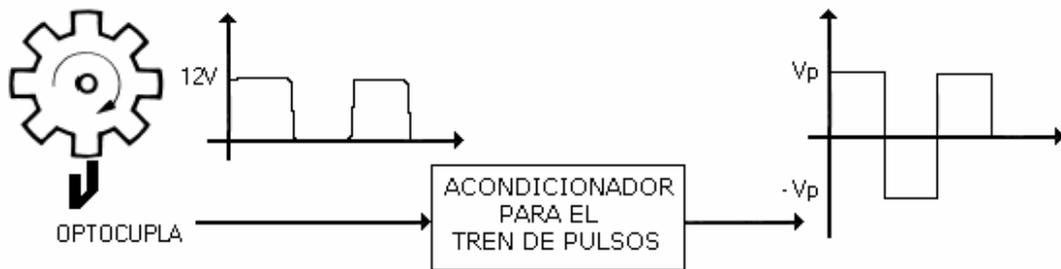


Figura 36. Diagrama y formas de onda para el circuito acondicionador

El acondicionador para el tren de pulsos consta básicamente de una referencia negativa de voltaje, un divisor de voltaje y dos compuertas inversoras tipo Schmitt (7414) que permiten reformar la señal proveniente de la optocoupla y además de servir como buffer aislador de impedancia. El circuito completo se muestra a continuación:

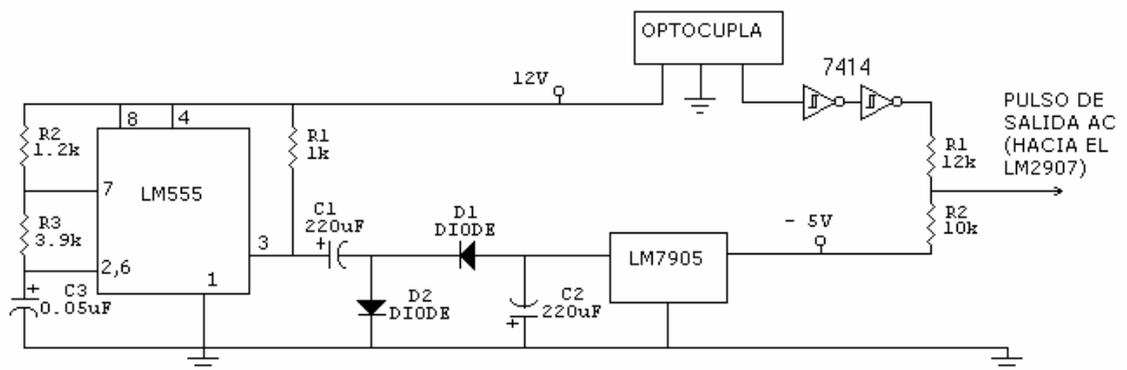


Figura 37. Circuito para el acondicionador del tren de pulsos

La referencia negativa se obtiene configurando la salida de un 555 con una red sujetadora compuesta por C1, D1, D2 y C2 en la Figura 37. Esta señal es

estabilizada con un regulador negativo (LM7905) que presenta una referencia negativa de $-5V$ en la salida.

En la Figura 5 de la página anterior aparecen también el divisor de voltaje compuesto por R_1 y R_2 , cuyo ha sido calculado teniendo en cuenta los dos estados de la señal. El valor de la señal para un nivel alto será:

$$V_p - (-5) = (12 - (-5)) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 17 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_p = 17 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - 5 \quad (1)$$

Y para un nivel bajo:

$$-V_p - (-5) = (0 - (-5)) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_p = -5 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 5 \quad (2)$$

Igualando (1) y (2):

$$17R_2 - 5R_1 - 5R_2 = -5R_2 + 5R_1 + -5R_2$$

$$12R_2 = 10R_1$$

$$R_1 = 1.2R_2$$

A partir de esta relación se escogen $R_1 = 12K\Omega$ y $R_2 = 10K\Omega$. De este se tiene en la entrada del sensor una pequeña señal AC de $5.45 V_{p-p}$ donde $V_p = 2.72V$.

2.2.2 Cálculo para el convertor F/V

El LM2907 es un convertor de frecuencia a voltaje monolítico con un comparador/amplificador de alta ganancia. La primera etapa del LM2907 es un amplificador diferencial el cual maneja un flip-flop con realimentación positiva. El voltaje umbral de entrada es la cantidad de voltaje de entrada diferencial al cual cambia la salida de esta etapa.

Después de esta etapa de entrada viene la etapa de conversión de frecuencia a voltaje. Para hacer esto se necesita un capacitor que funcione como temporizador, una resistencia de salida y un capacitor que funcione como filtro. El circuito completo se muestra a continuación:

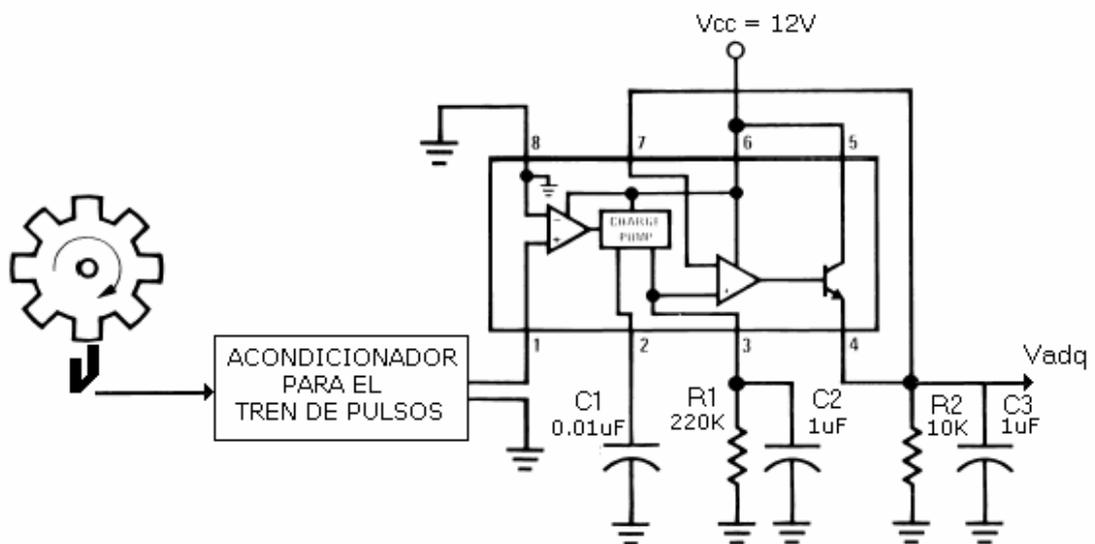


Figura 38. Circuito Convertor de frecuencia a voltaje (LM2907)

Cuando salida de la primera etapa cambia de estado (debido a un cruce por cero o a un voltaje diferencial en la entrada), el capacitor temporizador esta cargado o descargado linealmente entre dos voltajes cuya diferencia es $V_{cc}/2$.

En medio ciclo de la frecuencia de entrada o en un tiempo igual a $\frac{1}{2} f_{in}$ el cambio en la carga del capacitor temporizador es igual a $(V_{cc}/2) \times C1$. La cantidad de corriente promedio que entra o sale del capacitor es igual a:

$$\frac{\Delta Q}{T} = I_{o(AVG)} = C1 \times \frac{V_{cc}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{cc} \times f_{IN} \times C1$$

El circuito de salida refleja esta corriente en la resistencia de carga R1, conectada a tierra, de esta forma si los pulsos de corriente son integrados con un capacitor trabajando como filtro, entonces: $V_o = I_o \times R1$, la ecuación queda así:

$$V_o = V_{cc} \times f_{IN} \times C1 \times R1$$

Hay algunas limitaciones en la escogencia de R1 y C1 las cuales deben ser consideradas para el funcionamiento óptimo del circuito. C1 debe poseer un valor mayor a 500pf para mantener una buena precisión. Valores menores generan un error en la corriente calculada para R1. La corriente de salida del pin 3 está internamente fijada, por eso $V_o/R1$ debe ser menor o igual a este valor. Si el valor de R1 es muy grande puede llegar a ser una fracción significativa de la impedancia de salida en el pin 3 la cual disminuye linealmente. También se debe considerar el voltaje de rizado en la salida, donde el valor de C2 se ve afectado

por R1. Una expresión que describe el rizado en el pin3 es:

$$V_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{CC}}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{\text{CC}} \times f_{\text{IN}} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk} \quad (1)$$

Aparentemente R1 puede ser escogida independientemente del rizado, sin embargo el tiempo que toma el voltaje de salida en estabilizarse en un nuevo valor, se incrementa al incrementar el valor de C2, así vemos que hay un compromiso entre el rizado, el tiempo de respuesta, y la linealidad.

Como una última consideración, la máxima frecuencia de entrada (plena escala) esta determinada por Vcc, C1 y R1:

$$R_1 = \frac{V_{\text{adg}} \text{PlenaEscala}}{C_1 V_{\text{cc,in}} f_{\text{PlenaEscala}}} \quad (2)$$

Para determinar la máxima velocidad del par se realizaron la siguientes muestras en vacío:

Tabla VI. Velocidad del par motor-generator contra voltaje de armadura

Voltaje de armadura (Motor)	Velocidad del par (RPM)
110.8	1032

119.9	1124
-------	------

124.9	1174
-------	------

130.0	1225
-------	------

135.3	1280
-------	------

140.4	1328
-------	------

Dado que la máxima velocidad del motor sin carga no supera 1400 RPM y se colocó un disco de 15 ranuras, la máxima frecuencia de entrada será:

$$f_{\text{máx}} = 15 \frac{1400 \text{ .RPM}}{60} = 350 \text{ Hz}$$

Teniendo en cuenta que el voltaje máximo en la salida será de 10V y un $V_{cc} = 12V$, hacemos $C_1 = 0.01 \mu F$ para obtener (a partir de 2.) un valor de $R_1 = 220 K\Omega$. El rizado se fija (a partir de 1.) en un valor de 0.06 V, de modo que $C_2 = 1 \mu F$.

Por ultimo se filtra la salida con un pasabajas de 16 Hz compuesto por R_2 y C_3 . La frecuencia de corte en hertz será:

$$f_c = \frac{1}{2pR_2C_3}$$

De este modo se escoge $R_2 = 10K\Omega$ y $C_3 = 1\mu F$.

2.3 Diseño de la etapa para el control de cargas

El Control Fuzzy presenta ciertas ventajas frente a los métodos de control clásicos. Esto se debe básicamente a su naturaleza algorítmica, es decir debido a que su respuesta se basa en un conjunto de reglas lógicas adaptables. Una de estas ventajas es hacer el sistema mucho mas estable en los cambios bruscos de carga, un punto de gran importancia en las aplicaciones industriales de los motores de corriente continua, ya que en ellas se ve sometido a cambios constantes de carga, que alteran la velocidad (cuando esta debe ser constante) sino se controla adecuadamente. En la Figura 39 mostrada a continuación se pueden apreciar las características en lazo abierto de torque contra velocidad en un motor de corriente continua para algunas aplicaciones¹:

¹ Obtenido de "Dinámica de los Sistemas Físicos" - *TP Motor de Corriente Continua*
Código: TP_MCCA-702 (PDF), Control I, E-504. UNR, Departamento de Electrónica-
Cátedra D.S.F.

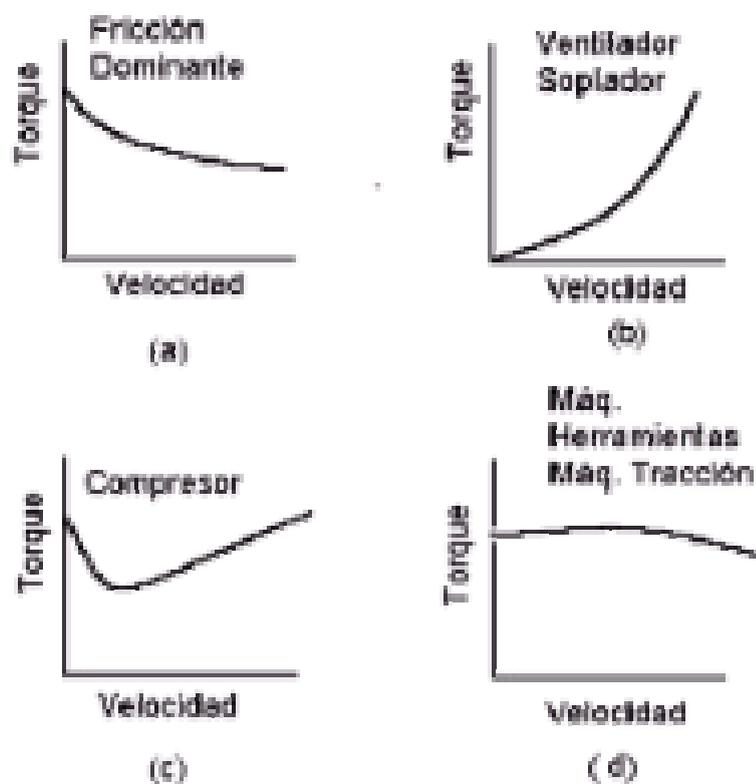


Figura 39. Variación de velocidad debida a la carga para algunas aplicaciones

Para simular estos cambios de carga en el motor y poder apreciar la respuestas comparadas de los lazos de control (Fuzzy y PID), el eje motor c.c se ha acoplado a un motor idéntico, el cual funcionara como un generador que alimentará 5 cargas resistivas (bombillos de 100W). El circuito de control se muestra a continuación:

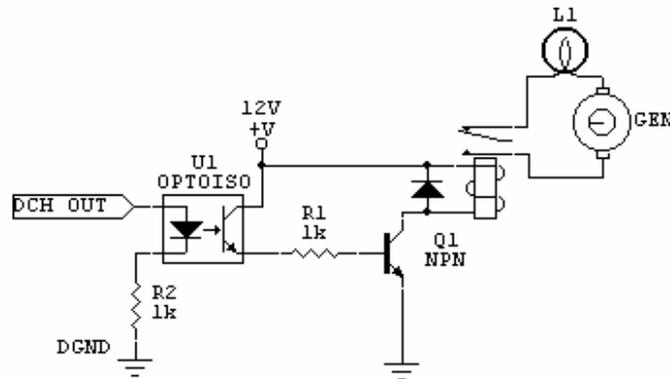


Figura 40. Circuito para el control de una carga

El voltaje de control (DCH OUT) proveniente de la tarjeta de adquisición, puede ser 0 ó 5V y se encuentra optoaislado para separar las tierra digital de las análogas. La salida del optoaislador controla la corriente de base en el transistor que debe trabajar bajo corte y saturación para activar o desactivar un relé que a su vez activará o desactivará la carga (bombilla), dejando pasar, o limitando la corriente entregada por el generador acoplado al motor. Para calcular el valor de R_1 se tuvo en cuenta la siguiente consideración¹:

$$I_B > \frac{I_{c_{sat}}}{\beta_{DC}}$$

Donde I_B es la corriente de base, $I_{c_{sat}}$ es la corriente de colector en estado de saturación y β_{DC} es la ganancia de corriente D.C típica del transistor. Dado que el transistor NPN de propósito general utilizado (C458) posee un $\beta_{DC}=125$ y una $I_{c_{sat}}= 5\text{mA}$, se obtiene que I_B debe ser mayor $40\mu\text{A}$. Podemos calcular el valor de

¹ Obtenido de: Boylestad, Robert y Nashelky Louis, *Electrónica: Teoría de circuitos*, 6ª Edición, Págs 182-185

I_B cuando el opto aislador conduce a partir de la expresión (cuando no conduce $I_B=0$):

$$I_B = \frac{12V}{R_I}$$

Así para un valor de $R_1=1K\Omega$, obtenemos una $I_B=12mA$, valor mayor a $40\mu A$ requeridos para la saturación.

2.4 Adquisición de datos

Debido a que se requiere muestrear y computar la señal proveniente del sensor para generar luego una salida análoga de control, a parte del control de 5 señales de tipo digital, es necesario un sistema de adquisición de datos que cumpla con estos requerimientos. Por ello se escogió La tarjeta de adquisición de datos PCI-6024E de National Instruments, cuyas características mas relevantes podemos resumir a continuación:

- 16 canales análogos de entrada (8 con entrada diferencial)
- 2 canales análogos de salida
- 12 bits de resolución
- 200KS/s de rata de muestreo
- Rango para los voltajes análogos de entrada y salida: $\pm 10V$, $\pm 5V$ D.C

Dado que el lazo de control no maneja frecuencias mayores a 1KHz una rata de muestreo de 200K muestras por segundo resulta adecuada.

La tarjeta tomará la señal proveniente del sensor de velocidad a través de un canal de entrada análogo (ACH), para que pueda ser procesada por el software de control. La salida de control para el PWM que maneja la velocidad del motor se tomará de un canal análogo de salida (DACOUT). Serán configurados como salidas 5 canales digitales (DIO) que permitirán el control de las cargas. A continuación se muestra el bloque de conexión para la PCI-6034E, con todos sus canales:

ACH8	34	68	ACH0
ACH1	33	67	AIGND
AIGND	32	66	ACH9
ACH10	31	65	ACH2
ACH3	30	64	AIGND
AIGND	29	63	ACH11
ACH4	28	62	AISENSE
AIGND	27	61	ACH12
ACH13	26	60	ACH5
ACH6	25	59	AIGND
AIGND	24	58	ACH14
ACH15	23	57	ACH7
DAC0OUT1	22	56	AIGND
DAC1OUT1	21	55	AOGND
RESERVED	20	54	AOGND
DIO4	19	53	DGND
DGND	18	52	DIO0
DIO1	17	51	DIO5
DIO6	16	50	DGND
DGND	15	49	DIO2
+5 V	14	48	DIO7
DGND	13	47	DIO3
DGND	12	46	SCANCLK
PFI0/TRIG1	11	45	EXTSTROBE*
PFI1/TRIG2	10	44	DGND
DGND	9	43	PFI2/CONVERT*
+5 V	8	42	PFI3/GPCTR1_SOURCE
DGND	7	41	PFI4/GPCTR1_GATE
PFI5/UPDATE*	6	40	GPCTR1_OUT
PFI6/WFTRIG	5	39	DGND
DGND	4	38	PFI7/STARTSCAN
PFI9/GPCTR0_GATE	3	37	PFI8/GPCTR0_SOURCE
GPCTR0_OUT	2	36	DGND
FREQ_OUT	1	35	DGND

¹ Not available on the 6023E

Figura 41. Bloque de conexión Tarjeta PCI-6024E de National Instruments

2.4.1 Configuración de canales

Los canales de entrada y salida fueron configurados, en el *Measurement & Automation Explorer*, un software de acceso y configuración a los dispositivos de la National Instruments. En el menú *Devices and Interfaces* se crearon y editaron los siguientes canales con sus características:

Tabla VII. Canales editados en el Measurements & Automation Explorer

NOMBRE	CANAL	PIN	REFERENCIA	PIN	RANGO (V)
VELOCIDAD	ACH3	30	AIGND	67	0-10
CONTROL	AOCH1	21	AOGND	54	0-10
CARGA1	DIO0	52	DGND	13	0 ó 5
CARGA2	DIO1	17	DGND	13	0 ó 5
CARGA3	DIO2	49	DGND	13	0 ó 5
CARGA4	DIO3	47	DGND	13	0 ó 5
CARGA5	DIO4	19	DGND	13	0 ó 5

Todas las tierras o referencias estarán conectadas de forma independiente, de modo que los circuitos análogos de entrada y salida, así como las salidas digitales estarán aislados.

- Se llevó el motor a una velocidad de 500 RPM y luego se aplicaron pasos de 10 V a intervalos diferentes de tiempo.
- Los datos se guardaron en un archivo de texto gracias al instrumento virtual *spreadsheet to file*, que permite guardar los datos organizados en un arreglo (*array*), luego que ha finalizado un lazo *while* que contiene el programa.

El modelo matemático obtenido a partir de estos datos debe predecir con cierta fidelidad la relación entre las señales de entrada y salida que habían sido medidos. Existen diferentes métodos de identificación, pero un conocimiento previo del sistema y las herramientas disponibles para determinar y simular el modelo pueden ayudar a encontrar el método mas adecuado.

A partir de estas consideraciones se ha escogido el método ARX que arroja un modelo lineal del sistema, luego de introducir datos de entrada (Voltaje de armadura) y salida (velocidad) muestreados en el sistema.

3.2 Método ARX

Este método basa su estructura en una ecuación en diferencias de la forma:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_1 u(t-nk) + \dots + b_{nb} u(t-nk-nb+1)$$

donde n_a es el número de polos, n_b-1 el número de ceros y n_k es un delay asignado al modelo para la estimación. El modelo arrojado puede ser ajustado al tiempo de muestreo utilizado y visualizado luego como una función de transferencia continua para posteriores simulaciones.

Para implementar el modelo ARX se utilizó el toolbox de identificación de Matlab el cual posee diversos comandos y herramientas que permiten la obtención y validación del modelo hallado. La rutina ejecutada fue la siguiente:

```
echo on

% Esta rutina permite identificar la función de transferencia en un
% motor dc controlado
% por voltaje de armadura, partir de un conjunto de datos (y,u) de
% salida y entrada
% (velocidad y voltaje) respectivamente, muestreados y guardados en los
% archivos datos.txt y
% y datos2.txt, (datos2 con propósitos de referencia).

% Primero cargamos datos.txt y datos2.txt para despejar
'y', 'u', 'yr', 'ur'
load datos.txt;
y = datos(:,2);
u = datos(:,1);
load datos2.txt;
yr = datos2(:,2);
ur = datos2(:,1);

pause % introducimos el tiempo de muestreo de 21ms:

tm = 0.021;

% A continuación trabajaremos con las muestras de 'datos.txt' (ze) y
% dejaremos
% las muestras de 'datos2.txt' como una referencia con propósitos de
% validación(zr).

ze = [y u];
zr = [yr ur];

% Podemos observar por ejemplo un segmento del primer conjunto:

pause, idplot(ze,1000:2000,tm),pause %Presione un tecla para continuar
```

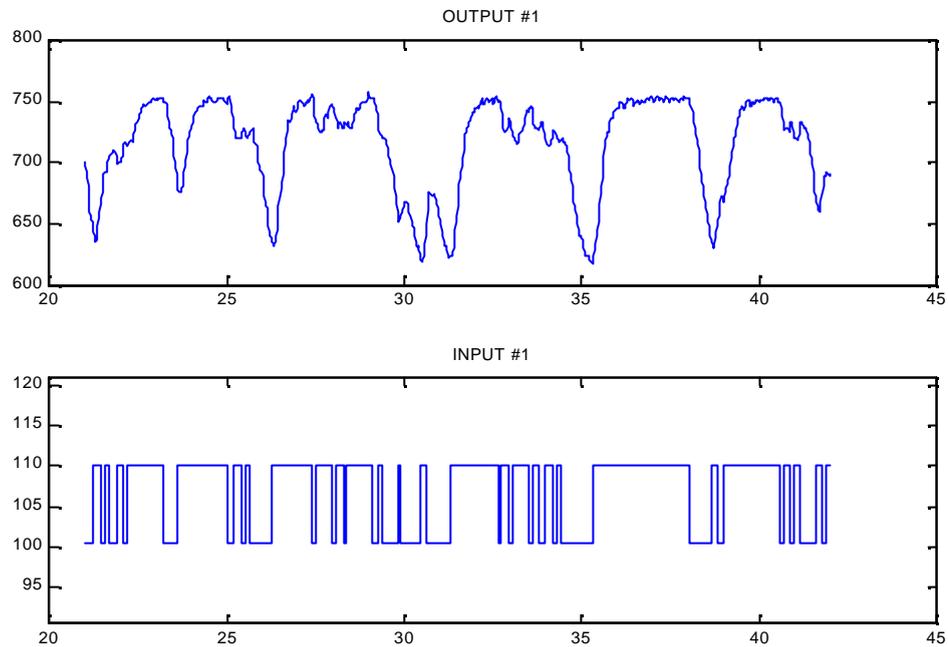


Figura 43. Datos de voltaje y velocidad muestreados en el motor

```

% Trabajaremos con un modelo del siguiente tipo:
%  $y(t) + a_1y(t-1) + \dots + a_ny(t-n) = b_1u(t-nk) + \dots + b_nu(t-nb-nk+1)$ 

% Primero determinamos (nk). Seleccionamos una planta de segundo
orden
% con (na=nb=2), seleccionamos el mejor (nk) entre 0 y 10:

ze = dtrend(ze);
zr = dtrend(zr);
V = arxstruc(ze,zr,struct(2,2,1:10));
[nn,Vm] = selstruc(V,0);

% El nk escogido fue:
nk=nn(:,3)
pause %Presione un tecla para continuar

% Ahora podemos calcular el modelo de segundo orden:

th2 = arx(ze,[2 2 nk]);

% Y verificar cuan fiel es el modelo obtenido, comparándolo
% con el conjunto de referencia (zr).

zr = [yr(500:1300) ur(500:1300)];
zr = dtrend(zr);

```

```
pause,compare(zr,th2,inf);pause %Presione un tecla para continuar
```

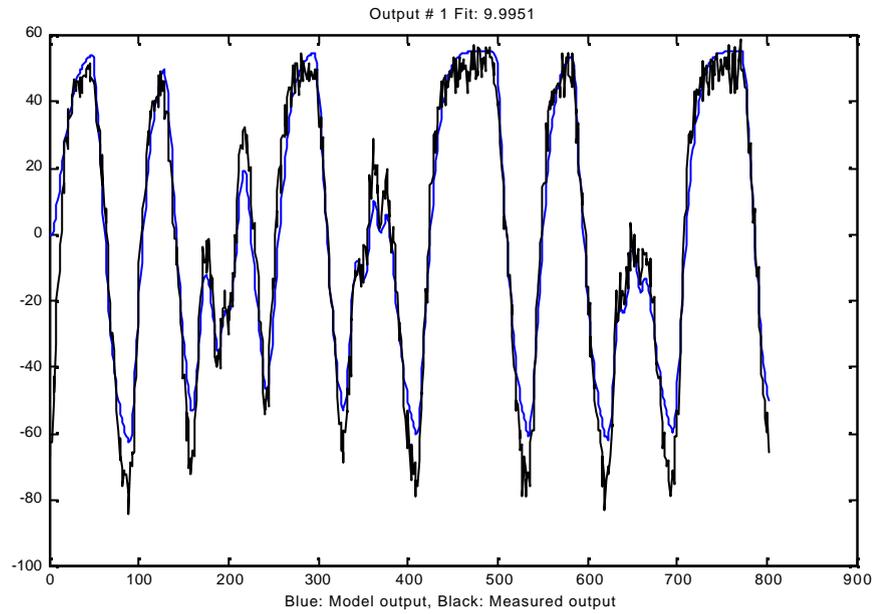


Figura 44. Validación para el modelo obtenido

```
% También podemos observar la respuesta a una entrada paso del sistema
% comparada con la respuesta del modelo.
pause %Presione un tecla para continuar
```

```
yr = yr-617; % Ajuste para eliminar el off-set de la repuesta
ur = ur-100; % al escalón extraída de 'zr'
```

```
zr = [yr(70:230) ur(70:230)];
pause,compare(zr,th2,inf);pause %Presione un tecla para continuar
```

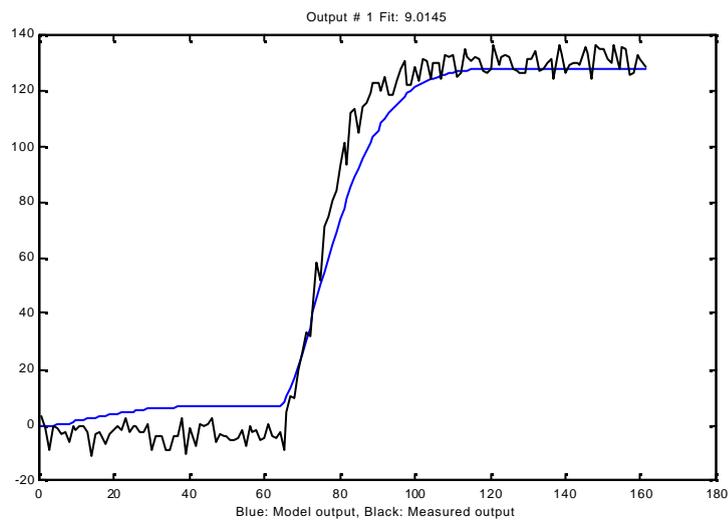


Figura 45. Validación para la respuesta paso

Se observa que los datos de entrada y salida están bien relacionados con respecto a las muestras tomadas de modo que el modelo th2 satisface nuestras necesidades.

También es posible verificar modelos de orden superior basándonos en la instrucción `'v = arxstruc(ze,zr,estruc(1:m,1:m,nk))'` donde m es el orden del modelo deseado; pero aparte que el modelo de segundo grado es aceptable, existen por lo menos dos razones más para no verificar modelos de orden superior. La primera es que el orden del modelo obtenido corresponde con el orden del modelo teórico del sistema, y la segunda es que una de las ventajas del control Fuzzy es precisamente que no requiere un modelo riguroso de la planta para su diseño. Ahora ajustamos el tiempo de muestreo y transferimos el modelo en formato THETA del dominio del tiempo discreto al dominio del tiempo continuo:

```
th2 = sett(th2,tm);  
th2 = thd2thc(th2);  
  
% Finalmente podemos determinar la función de transferencia:  
  
[num,den]=th2tf(th2);  
printsys(num,den,'s')
```

num/den =

$$\frac{2.9691 s + 318.2898}{s^2 + 8.8656 s + 24.9022}$$

4. DISEÑO DEL CONTROLADOR PID

4.3.1 Consideraciones preliminares

El controlador continuo ideal mostrado en la ecuación (1) regresa la salida del controlador u , la constante K_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integral, T_d el tiempo derivativo, y e es el error entre la referencia y la salida del proceso y ($e = y - \text{Ref}$).

$$u = K_p \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e * d\tau + T_d \frac{de}{dt} \right) \quad (1)$$

Como lo que nos concierne es el control digital y para periodos de muestreos pequeños (T_s), La ecuación puede ser aproximada mediante una aproximación discreta. Reemplazando el término derivativo por una diferencia de valores pasados y reemplazando el término integral por una suma, usando integración rectangular. La aproximación queda así:

$$u_n = K_p \left(e_n + \frac{1}{T_i} \sum_{j=1}^n e_j T_s + T_d \frac{e_n - e_{n-1}}{T_s} \right) \quad (2)$$

El índice n se refiere al instante de tiempo entre muestras.

4.4 Planta estática

Varios aspectos de sintonización pueden ser ilustrados mediante consideraciones estáticas. Para un control proporcional puro ($T_d=0$ y $1/T_i=0$), la ecuación (2) se reduce a:

$$u_n = K_p e_n \quad (3)$$

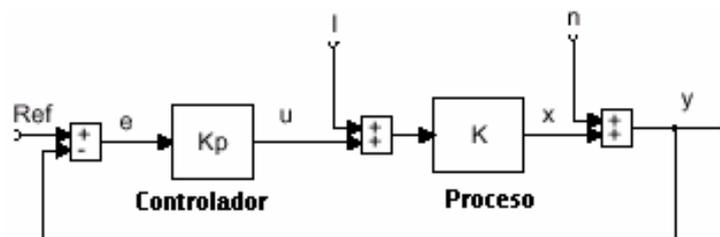


Figura 46. Control en lazo cerrado para una planta estática

Considerando el lazo de realimentación en la figura 1 donde el controlador tiene la ganancia proporcional K_p y el proceso tiene la ganancia K en estado estable. La salida del proceso x esta relacionada a la referencia Ref , la carga l y el ruido n por medio de la ecuación:

$$x = \frac{K_p K}{1 + K_p K} (Ref - n) + \frac{K}{1 + K_p K} l \quad (4)$$

Si l y n son cero, entonces K_p debe ser alta con el fin de asegurar que la salida del proceso X esté cerca de la referencia Ref . Mas allá, si l no es cero, un alto valor hará al sistema menos sensible a los cambios en la carga l . Pero si n no es cero

K_p debe ser moderado, de otra forma el sistema será muy sensible al ruido. Si las dinámicas del proceso se consideran, el sistema en lazo cerrado será normalmente inestable si K_p es alto. Obviamente para encontrar el valor de K_p hay que hacer un balance con los objetivos del control: estabilidad, sensibilidad al ruido, y regulación de cargas.

4.4.1 Aspectos dinámicos

Tanto la acción de control proporcional como la integral poseen la ventaja de que aumentan la rapidez del sistema, pero por esta misma razón pueden causar oscilaciones permanentes e inestabilidad. Además la acción integral permite corregir el error en estado estable, siendo esta su principal ventaja.

La acción derivativa es útil porque responde a la rapidez de cambio del error y puede producir una corrección significativa antes de que la magnitud real del error sea grande. Por ésta razón, a veces se dice que la acción derivativa se anticipa al error y, de ésta manera, inicia una prematura corrección del error. Sin embargo, a pesar de su utilidad, la acción derivativa no puede usarse sola porque no responderá a un error en estado estable.

Aunque la acción derivativa tiene una ventaja de anticiparse al error, sus desventajas son que amplifica las señales de ruido y produce un efecto de saturación en el actuador.

4.2 Método Ziegler-Nichols

Este método permite determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i , y del tiempo derivativo T_d basados en las características de respuesta transitoria la planta ante una entrada escalón unitario, tal como se muestra a continuación.

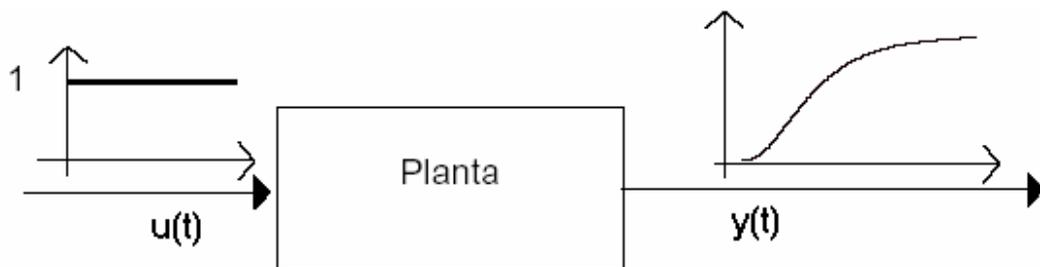


Figura 47. Respuesta paso de una planta

La curva de respuesta al escalón unitario generada en Simulink de MATLAB[®] para el modelo obtenido en el Capítulo 3 posee forma de S y se puede caracterizar con dos parámetros, el tiempo de atraso L (0.05s) y la constante de tiempo T (0.5s). El tiempo de atraso y la constante de tiempo se determinan trazando una línea tangente a la curva en forma de S en el punto de inflexión y se determinan las intersecciones de esta línea tangente con el eje del tiempo y con la línea $y(t) = k$, como se muestra a continuación.

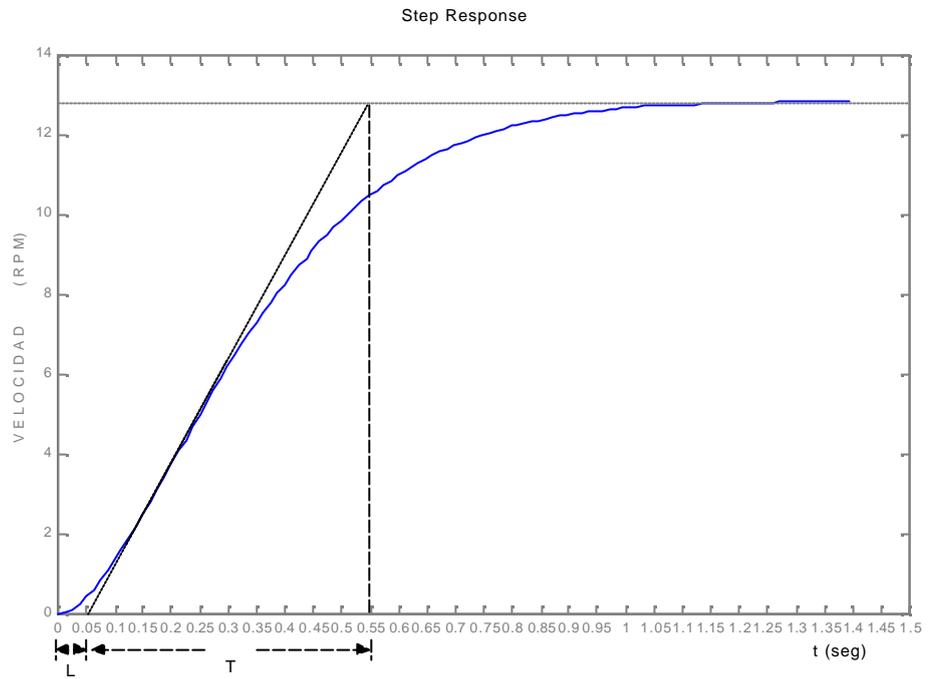


Figura 48. Curva de respuesta en forma de S

Entonces la función de transferencia $Y(s)/U(s)$ se puede aproximar por un sistema de primer orden con atraso de transporte. Ziegler y Nichols sugirieron fijar los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que aparece a continuación:

Tabla VIII. Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0.9(T/L)$	$L / 0.3$	0
PID	$1.2(T/L)$	$2L$	$0.5L$

A partir de la tabla 1 y los valores del tiempo de atraso L (0.05s) y la constante de tiempo T (0.5s), se determinaron los siguientes valores para el controlador PID:

Tabla IX. Valores obtenidos para el controlador PID

K_p	T_i	T_d
12	0.1	0.025

La respuesta en lazo cerrado para un escalón de 100 RPM se muestra en la Figura 49. El sobrepaso es del 20% con un tiempo de asentamiento de 0.4s, esta respuesta resultaría satisfactoria de no ser tenidos en cuenta los aspectos mencionados a continuación.

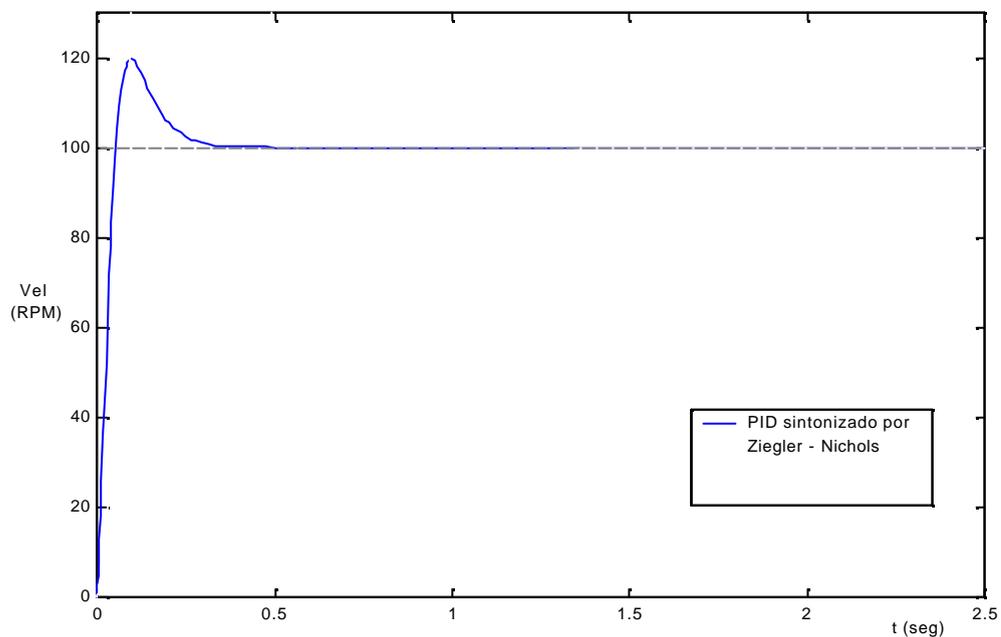


Figura 49. Respuesta en lazo cerrado para un escalón de 100RPM

4.5 Ajustes de ganancias

El método Ziegler Nichols sirve en la mayoría de los casos como punto de partida para luego realizar una sintonía fina o un replanteamiento del controlador. Esto se debe a que no considera aspectos prácticos como la saturación de la salida de control y la amplificación del ruido generada por la acción derivativa en la planta real. En este caso el controlador sob puede entregar a la planta señales que varían entre 0 y 110 V.

En Simulink de MATLAB[®] se planteó el siguiente diagrama con objeto de comparar las respuestas del sistema con y sin saturación para un PID con las constantes obtenidas en la sección 4.2:

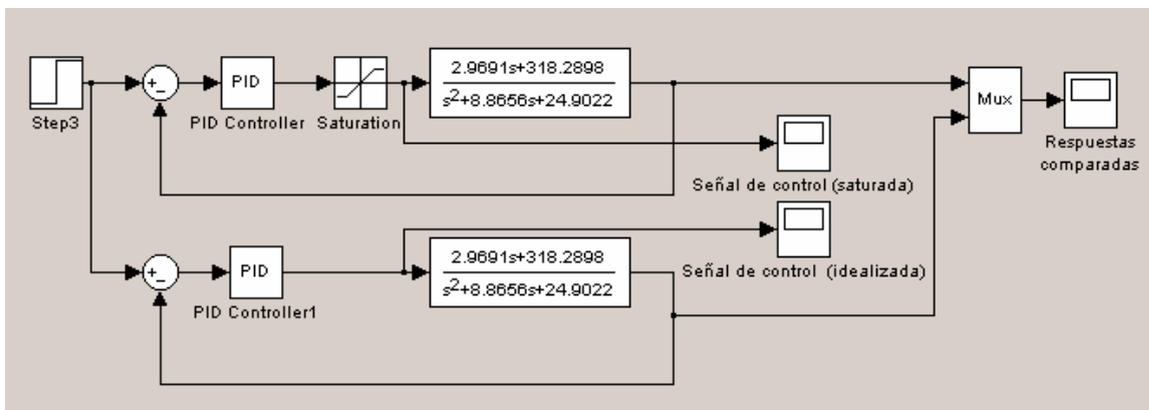


Figura 50. Diagrama comparativo de un control PID con y sin saturación

A pesar de que la respuesta idealizada obtenida con un PID sin saturación fue bastante satisfactoria, el efecto de la saturación deja ver un sobrepaso absurdo en la respuesta transitoria del sistema como se observa a continuación:

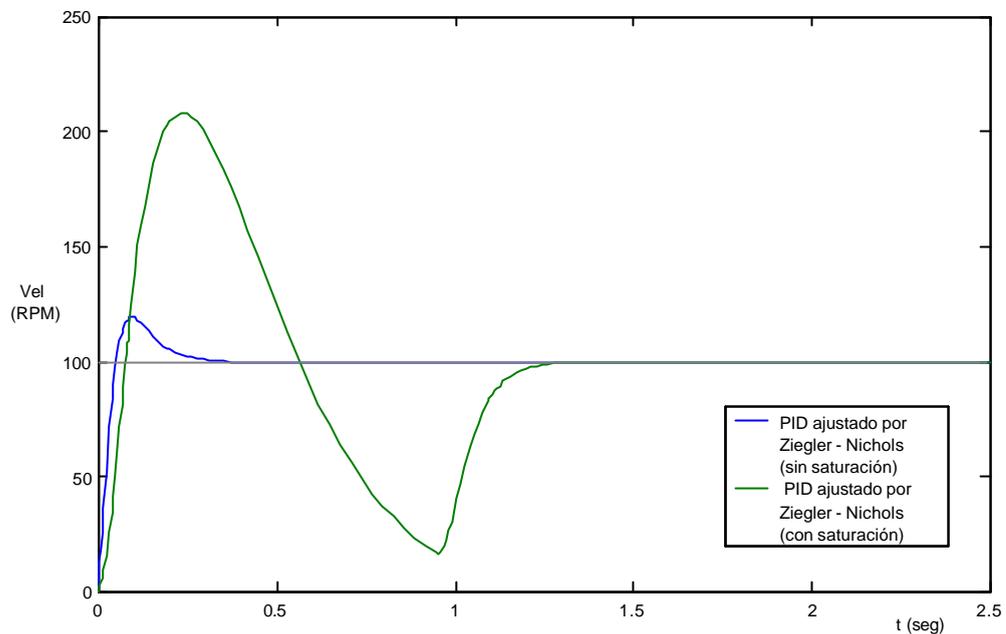


Figura 51. Respuestas comparadas de un control PID con y sin saturación

Este cambio en la respuesta del sistema se debe a que idealmente el controlador posee una cantidad de energía infinita, de modo que en tiempos cercanos a cero la señal de control toma valores exagerados que no poseen sentido práctico. Por otro lado, es posible que la señal de control tome valores negativos que el controlador real no puede generar.

En realidad la señal de control posee un límite máximo y otro mínimo (cero en este caso), que satura la señal de control comportándose de forma no lineal. Las diferencias entre las señales de control puede ser apreciada en las figuras 52 y 53 mostradas a continuación:

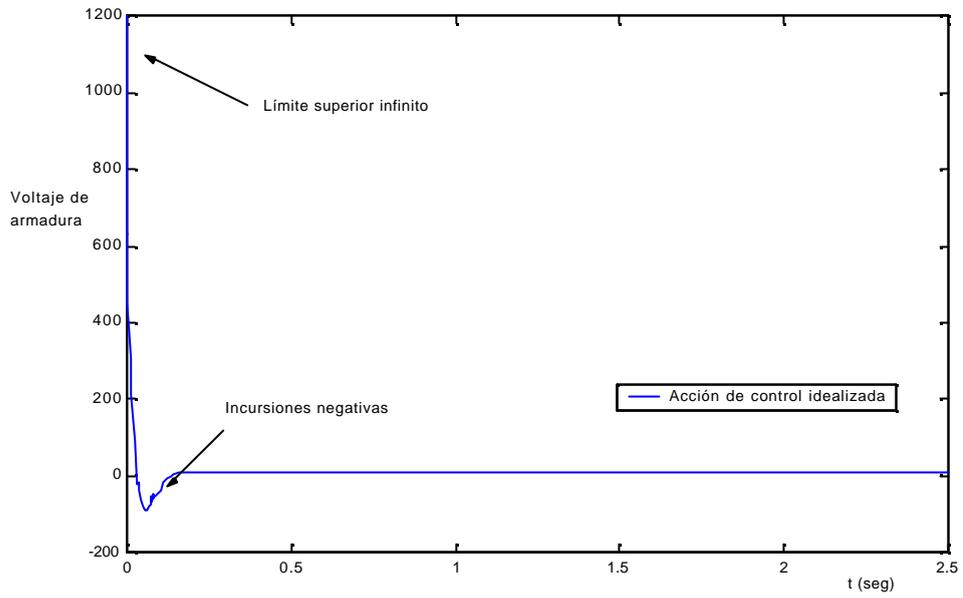


Figura 52. Señal de control sin saturación

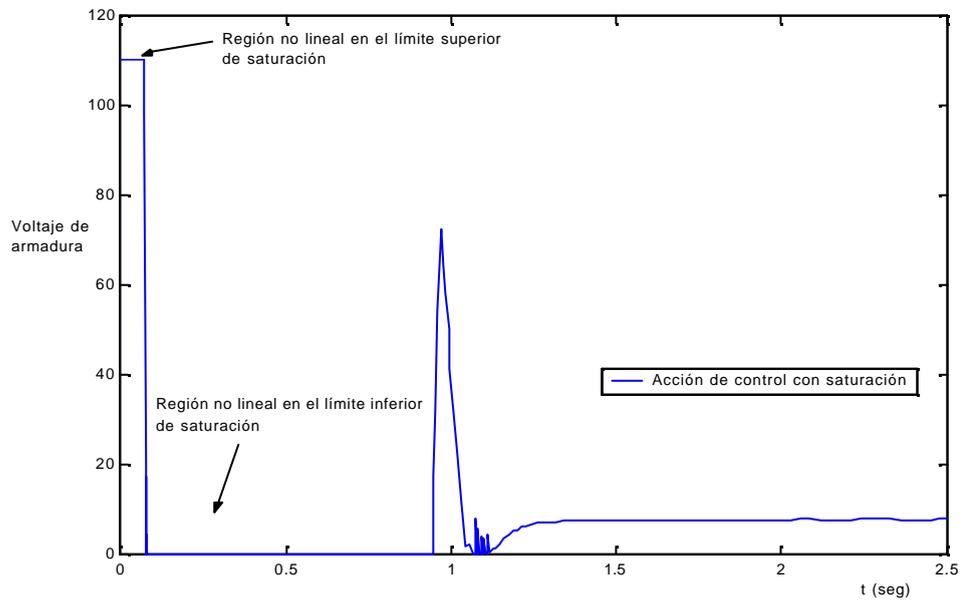


Figura 53. Señal de control con saturación

Las ganancias del controlador se replantearon de la siguiente forma: se aumentó la constante proporcional hasta obtener una respuesta aceptable sin saturación en la señal de control. Luego se introdujo la acción integral con el objeto de corregir el error en estado estable del sistema y ajustar la rapidez junto con el sobrepaso. No se tuvo en cuenta la acción derivativa en este replanteamiento del sistema de control dado que de ser incluida solo haría mas lenta la respuesta del sistema. Además se previene de antemano la amplificación de ruido característica de esta acción de control. Las nuevas constantes para el PID son:

Tabla X. Nuevas constantes para el PID

K_p	T_i	T_d
0.2	2.5	0

La respuesta del sistema de control con estas nuevas constantes comparada con la respuesta idealizada dada por el método Ziegler-Nichols se puede apreciar a continuación:

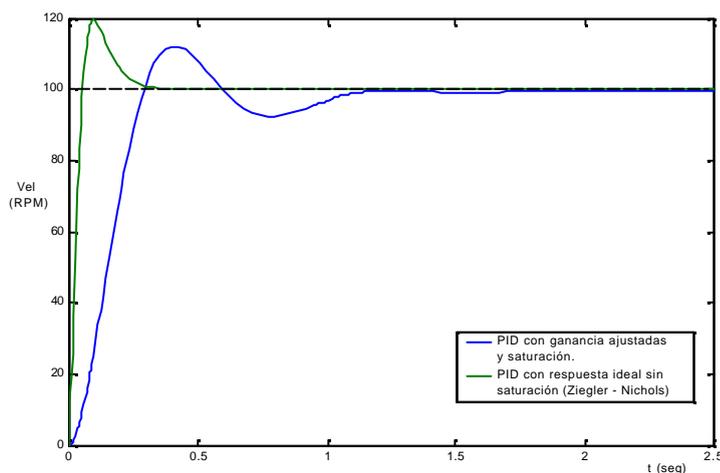


Figura 54. Respuestas comparadas para el PID ideal y el replanteado

5. DISEÑO DEL CONTROLADOR FUZZY

5.8 Consideraciones preliminares

Debido a que los controladores fuzzy son no lineales, es más difícil sintonizar sus ganancias, que en los controladores PID convencionales. El procedimiento de sintonización a seguir con los controladores difusos será transferir reglas de sintonización del dominio de los controladores PID al de los controladores fuzzy, en lazo sencillo. La idea es empezar con las ganancias del controlador convencional PID ya sintonizado, y reemplazar las ganancias por sus equivalentes lineales en el controlador fuzzy para luego hacer la sintonización del final controlador fuzzy no lineal¹. Este procedimiento es viable debido a que los controladores fuzzy que se han diseñado poseen entradas similares a las de un PID, como el error y la razón de cambio del error.

5.9 Control FP

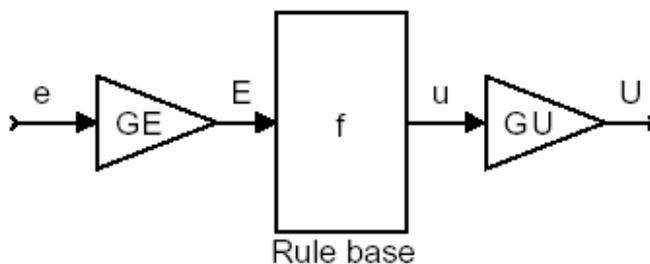


Figura 55. Diagrama general de un controlador FP

¹ Jantzen, Jan. (1998). *Tuning Of Fuzzy PID Controllers*. Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, Denmark. Tech. report no 98-H 871.

La entrada a un controlador proporcional (FP) es el error, y la salida es la señal de control. Este es el controlador Fuzzy mas simple que hay, útil cuando se trabajan modelos basados en espacio de estados. Comparado con el controlador convencional proporcional, el controlador proporcional fuzzy tiene dos ganancias GE y GU una mas que el primero. Como una convención, las señales son escritas en minúsculas antes de las ganancias y después de las ganancias en mayúsculas.

Tenemos que $E = GE * e$. Las ganancias se usan principalmente para la sintonización de la respuesta, pero como hay dos ganancias, también se pueden usar para escalar la señal de entrada con respecto al universo de entrada para explotarlas mejor.

La salida del controlador es la señal de control U_n , una función no lineal de e_n

$$U_n = f(GE * e_n) * GU$$

Usando la aproximación lineal

$$f(GE * e_n) = GE * e_n$$

luego;

$$U_n = GE * e_n * GU = GE * GU * e_n$$

El producto de los factores de ganancia, es equivalente a la ganancia proporcional, entonces:

$$GE * GU = K_p$$

5.3 Control FPD

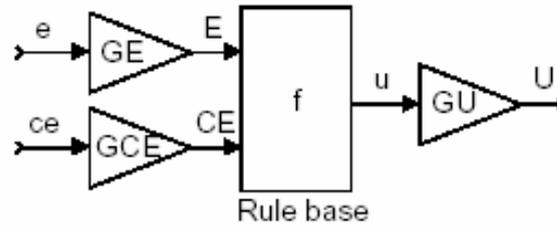


Figura 56. Diagrama general de un controlador FPD

El controlador proporcional derivativo usa la acción derivativa que ayuda a predecir el error para mejorar la estabilidad en lazo cerrado. Una desventaja de este controlador es la ausencia de acción integral, lo que hace al sistema sensible a perturbaciones y sujeto a errores en estado estable.

5.10 Control Finc (incremental)

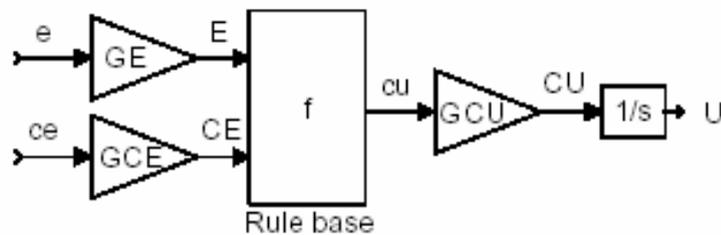


Figura 57. Diagrama general de un controlador Finc

Al igual que el control FPD posee la acción derivativa y proporcional, además posee un integrador en la salida, lo que permite corregir el error en estado estable. Una desventaja de ese tipo de control es que no posee grados de libertad, lo que limita las posibles configuraciones de ganancias y hace el sistema muy lento.

5.11 Control FPD+I

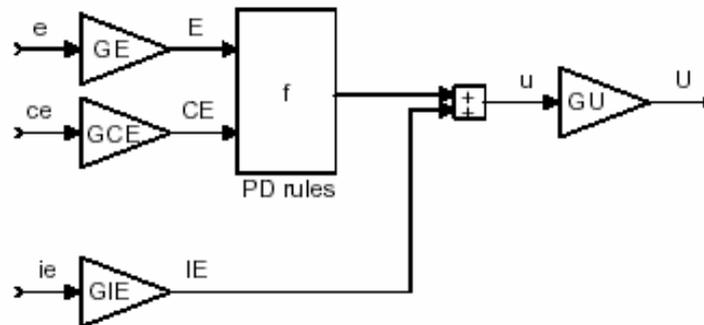


Figura 58. Diagrama general de un controlador FPD+I

Quizás el mas completo de todos. Podríamos pensar de antemano en control fuzzy PID como un sistema de tres entradas, el error, el error integral y el error derivativo. Sin embargo una matriz de reglas con tres entradas puede tornarse demasiado grande y difícil de manejar, sin mencionar que el computo de la entrada integral resulta la mayoría de veces problemático ¹. Por consiguiente es común separar la acción integral resultando un control *fuzzy PD+I* (FPD+I). Este controlador posee las tres acciones de control de un PID con un grado de libertad lo que permite explotar al máximo las posibles combinaciones de ganancias.

El error integral se puede calcular de la siguiente manera:

$$ie_n = \sum_i (e_i * T_s)$$

El control resulta entonces en una función de las tres entradas:

¹ Jantzen, Jan. (1998). *Tuning Of Fuzzy PID Controllers*. Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, Denmark. Tech. report no 98-H 871

$$U_n = [f(GE * e_n, GCE * ce_n) + GIE * ie_n] * GU$$

Cuya aproximación lineal es:

$$\begin{aligned} U_n &= [GE * e_n + GCE * ce_n + GIE * ie_n] * GU \\ &= GE * GU * \left[e_n + \frac{GCE}{GE} * ce_n + \frac{GIE}{GE} ie_n \right] \end{aligned}$$

Comparando estas ganancias con la de un control PID obtenemos:

$$\begin{aligned} GE * GU &= K_p \\ \frac{GCE}{GE} &= T_d \\ \frac{GIE}{GE} &= \frac{1}{T_i} \end{aligned}$$

Este control posee los beneficios de un control PID pero también alguna de sus desventajas. El objetivo es potenciar sus beneficios y eliminar sus limitaciones a través de un computo no lineal de las variables.

El control fuzzy P puede ser usado en modelos de espacio de estados o para prácticas de laboratorio, pero se puede intuir por sus limitaciones que de ser comparado experimentalmente con los otros tres no será el mas efectivo. Para mejorar el tiempo de asentamiento y reducir el sobrepaso un control fuzzy PD será el adecuado. Si aparte de estas características se desea mejorar el error en estado estable un control FPD+I o un Finc será la elección correcta.

La relación entre las ganancias del control PID y los controles fuzzy se pueden resumir en la siguiente tabla:

Tabla XI. Relación entre las ganancias de los controladores Fuzzy y las ganancias PID a partir de aproximaciones lineales

CONTROL	K_P	$1/T_i$	T_d
FP	GE*GU		
FPD	GCE*GCU	GE/GCE	
Finc	GE*GU		GCE/GE
FPD+I	GE*GU	GIE*GE	GCE/GE

Se debe aclarar que tales relaciones se obtienen a partir de aproximaciones lineales del control fuzzy propiamente dicho. Estas aproximaciones son válidas solo si ce (cambio en el error) y cu (cambio en la señal de error) son verdaderos cocientes de la diferencia y el periodo de muestreo en lugar de sólo diferencias. Si se implementan de modo diferente ($ce_n = \Delta e_n = e_n - e_{n-1}$ y $cu_n = \Delta u_n = u_n - u_{n-1}$), el tiempo de muestreo debe ser tenido en cuenta en las ecuaciones y la tabla modificada adecuadamente. Para este trabajo ce y cu fueron implementados como verdaderos cocientes de la diferencia y el periodo de muestreo de modo que la tabla I es consistente. También para dimensionar adecuadamente el rango de los *universos* del control, el *universo* de salida debe ser la suma de los dos *universos* de entrada. Por ejemplo con *universos* de entrada de $[-100, 100]$ el *universo* de salida debe ser $[-200, 200]$. Con respecto al rango de los *universos* también es necesario anotar que su tamaño no debe exceder el límite impuesto por la resolución del sistema de control. Dado que el sistema de adquisición utilizado posee una resolución de 12 bits no tiene sentido plantear rangos mayores a 2^{12} , es decir, el rango de los *universos* no puede ser mayor a 4096. A continuación

abordaremos estos y otros aspectos concernientes al controlador difuso propiamente dicho.

5.12 Diseño de modelos difusos

En las definiciones 5.2, 5.3, 5.4, y 5.5 se pudo apreciar diferentes variaciones realizadas a partir de un mismo controlador difuso que maneja dos entradas el error y la razón de cambio en el error y una salida de control denominada U. Siguiendo los modelos trabajados por Pivonka¹. se evaluaron tres modelos de controlador a saber: MODELO1, MODELO2 y MODELO3 (todos diseñados en el FIS editor de MATLAB[®]). MODELO2 posee la mismas funciones de membresía que MODELO1 pero diferente base de reglas. MODELO3 posee funciones de membresía modificadas y la base de reglas de MODELO2. Para la intersección de todos los conjuntos difusos se utiliza la Tnorma del mínimo, igual que para el conectivo AND.

Para todos los modelos se utilizar bases de 49 reglas y 7 funciones de membresía por variable. Estos conjuntos difusos se abrevian por las letras *N*, *ZE*, *P*, *B*, *M* y *S* donde las letras *B*, *M*, *S* corresponden a las variables lingüísticas grandes, medianos y pequeños y *N*, *ZE* y *P* representan negativo, cero y positivo respectivamente. Así los siete conjuntos difusos que se desprenden para la etapa de control son:

¹ Pivonka, Petr and Jan Žižka. (1995). *The Use Of Fuzzy PI/PD/PID Controllers In Fuzzy Control*. Department of Automatic Control and Instrumentation, Technical University in Brno, Božetechova, Czech Republic.

NB: La variable de entrada es *Negativa Grande*.

NM: La variable de entrada es *Negativa Mediana*.

NS: La variable de entrada es *Negativa Pequeña*.

ZE: La variable de entrada es *Nula*.

PS: La variable de entrada es *Positiva Pequeña*.

PM: La variable de entrada es *Positiva Mediana*.

PB: La variable de entrada es *Positiva Grande*.

Estas particiones se utilizan tanto para la variable difusa e (error) y De (cambio en el error). Para MODELO1 y MODELO2 se utilizaron las siguientes funciones de membresía de tipo triangular:

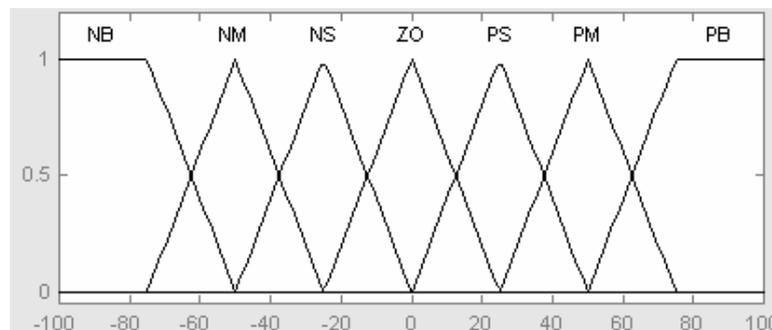


Figura 59. Funciones de membresía para e y De en MODELO1 y MODELO2

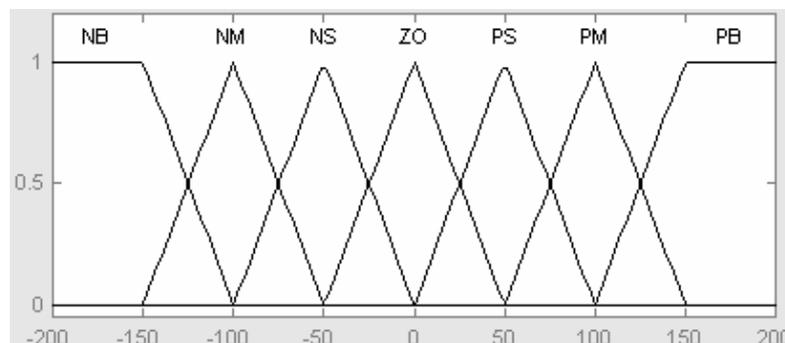


Figura 60. Funciones de membresía para U en MODELO1 y MODELO2

En los tres modelos se trabajó con dos bases de reglas propuestas por Pivonka¹.

Para MODELO1 se utilizó la siguiente base de reglas:

Tabla XII. Base de reglas para MODELO1

CE E	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PB	ZO	PS	PS	PM	PM	PB	PB
PM	NS	ZO	PS	PS	PM	PM	PB
PS	NS	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
ZO	NM	NS	NS	ZO	PS	PS	PM
NS	NM	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
NM	NB	NM	NM	NS	NS	ZO	PS
NB	NB	NB	NM	NM	NS	PS	ZO

De los diversos métodos existentes para llevar a cabo la desfuzzificación se empleó el método del centro de gravedad o centroide (CoG), ideal para lazos cerrados de control dado que es sensible al resultado de todas las reglas al momento de hacer la defuzzificación proporcionando variaciones continuas y suaves de la señal de control. Suponiendo por ejemplo que se produce una acción de control con una función de membresía dada por μ_C , el método de CoG ó CoA (centro de área como también se conoce) calcula el centro de gravedad de la distribución para la acción de control. Asumiendo un universo de discurso discreto tenemos que:

¹ Pivonka, Petr and Jan Žižka. (1995). *The Use Of Fuzzy PI/PD/PID Controllers In Fuzzy Control*. Department of Automatic Control and Instrumentation, Technical University in Brno, Božetechova, Czech Republic.

$$Z^* = \frac{\sum_{j=1}^q Z_j \mu_c(Z_j)}{\sum_{j=1}^q \mu_c(Z_j)}$$

Donde q es el número de niveles de cuantización de salida, Z_j es la suma de las salidas de control en el nivel de cuantización j y $\mu_c(Z_j)$ representa los valores de la función de membresía en c . En otras palabras, este método asigna el centro del área de la salida difusa final al valor defuzificado. La única desventaja que presenta este método es el alto esfuerzo computacional requerido. Por este motivo se implemento (para todos los modelos) una variación denominada Centro de Máximos (CoM) donde se toma en cuenta solo los valores máximos que posee cada $\mu_c(Z_j)$.

A partir de la aplicación de las reglas a las funciones de pertenencia, se obtiene la superficie de control, que no es más que una representación de todos los posibles valores de la salida del controlador difuso (en nuestro caso U) ante cualquier combinación de las variables de entrada una vez que se le aplican las reglas.

La superficie de control para MODELO1 permite observar el comportamiento del controlador caracterizados por cambios suaves en la acción de control, como se puede observar a continuación:

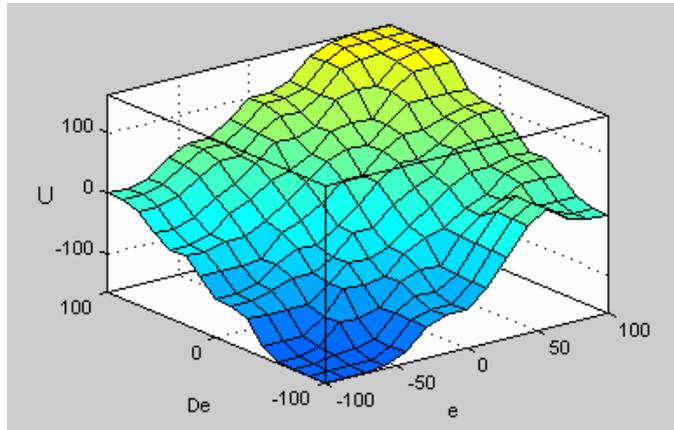


Figura 61. Superficie de control para MODELO1

Para MODELO2 y MODELO3 se utilizó la siguiente base de reglas:

Tabla XIII. Base de reglas par MODELO2 y MODELO3

CE \ E	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PB	PS	PS	PS	PM	PM	PB	PB
PM	PS	PS	PS	PS	PM	PM	PB
PS	ZO	ZO	ZO	PS	PS	PM	PM
ZO	NS	NS	NS	ZO	PS	PS	PS
NS	NM	NM	NS	NS	ZO	ZO	ZO
NM	NB	NM	NM	NS	NS	NS	NS
NB	NB	NB	NM	NM	NS	NS	NS

La modificación en la base de reglas altera la estructura de controlador, como se puede observar a continuación en la superficie de control de MODELO2:

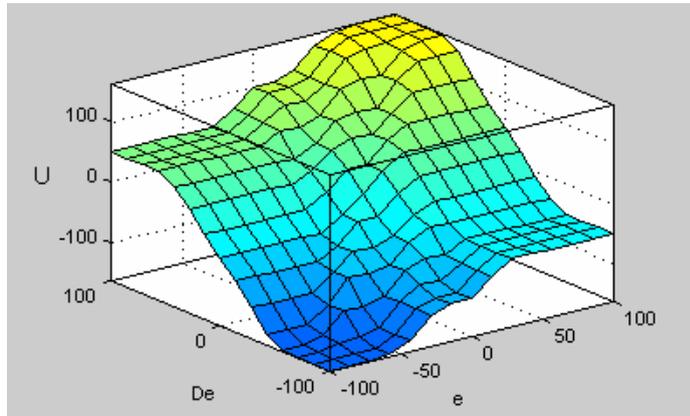


Figura 62. Superficie de control para MODELO2

Para MODELO 3 se conservan las mismas funciones de membresía del error y se modifican la de U y De, como se muestra a continuación:

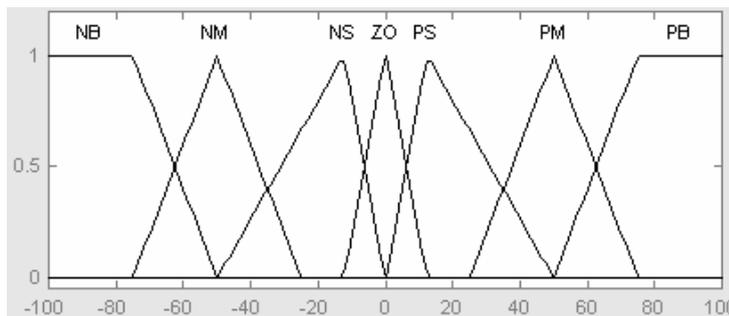


Figura 63. Funciones de membresía para De en MODELO3

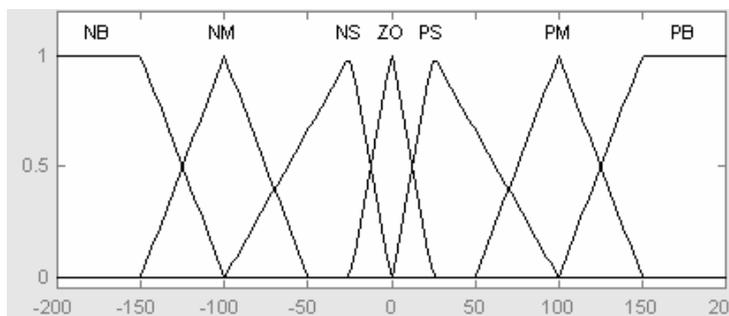


Figura 64. Funciones de membresía para U en MODELO3

Se puede apreciar la similitud en la superficie de control de MODELO3 (Figura 65, a continuación) con la de MODELO2 (a pesar de que las funciones de membresía fueron cambiadas para MODELO3), lo que revela la gran influencia que tiene la base de reglas sobre la estructura del controlador.

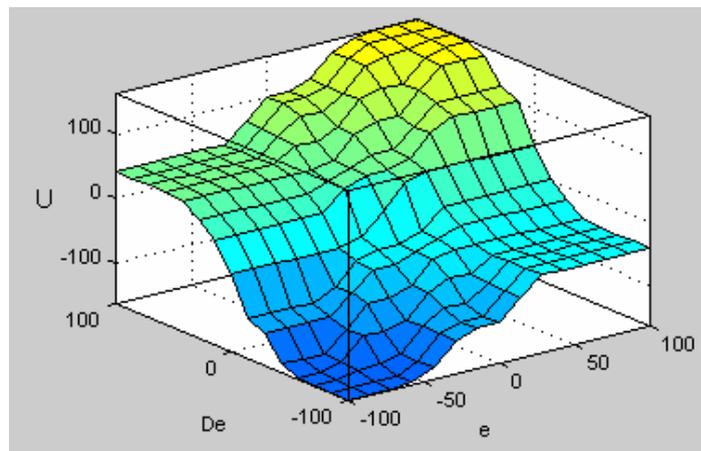


Figura 65. Superficie de control para MODELO3.

5.13 Elección del mejor controlador

Para escoger la mejor estrategia de control en cuanto a la estructura externa del controlador difuso, se tuvo en cuenta las características teóricas de cada controlador (esbozadas en 5.2, 5.3, 5.4, 5.5) y la respuesta comparada que se obtuvo al simular cada controlador de forma independiente. La curva de respuesta al escalón unitario se simuló en Simulink de MATLAB® para el modelo obtenido en el Capítulo 3. Los resultados obtenidos en la simulación fueron:

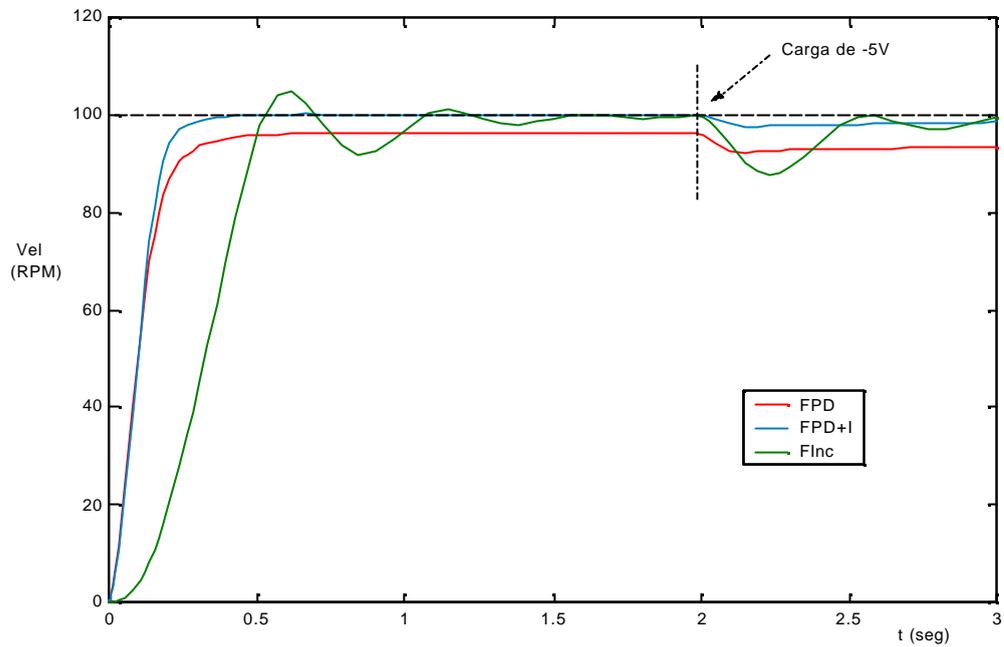


Figura 66. Respuestas comparadas para los controladores FPD, FPD+I

El control Finc resulta muy lento y con oscilaciones, mientras que el FPD posee un error en estado estable. El controlador FPD+I resulta la mejor opción pues se estabiliza rápidamente, no posee error en estado estable y responde bien a las perturbaciones (cambios de cargas).

6. ESTRATEGIA DE CONTROL

6.1 Interfaz gráfica con Lab View

LabVIEW 6.1[®] (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) es un lenguaje de programación gráfico para el diseño de sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control. Labview permite diseñar interfaces de usuario mediante una consola interactiva basado en software. Es posible diseñar especificando un sistema funcional, un diagrama de bloques o una notación de diseño de ingeniería. Tiene la ventaja de que permite una fácil integración con hardware, específicamente con tarjetas de medición, adquisición y procesamiento de datos.

En el ambiente de trabajo de Labview existen dos paneles, el panel frontal y el panel de programación ó diagrama de bloques; en el panel frontal se diseña la interfaz con el usuario y en el panel de programación se relacionan los elementos utilizados en la interfaz mediante operaciones que determinan en sí como funciona el programa o el sistema, exactamente es la parte donde se realizan las especificaciones funcionales.

El panel frontal para el control FPD+I se muestra en la figura 67 a continuación. El control PID posee uno con iguales características.

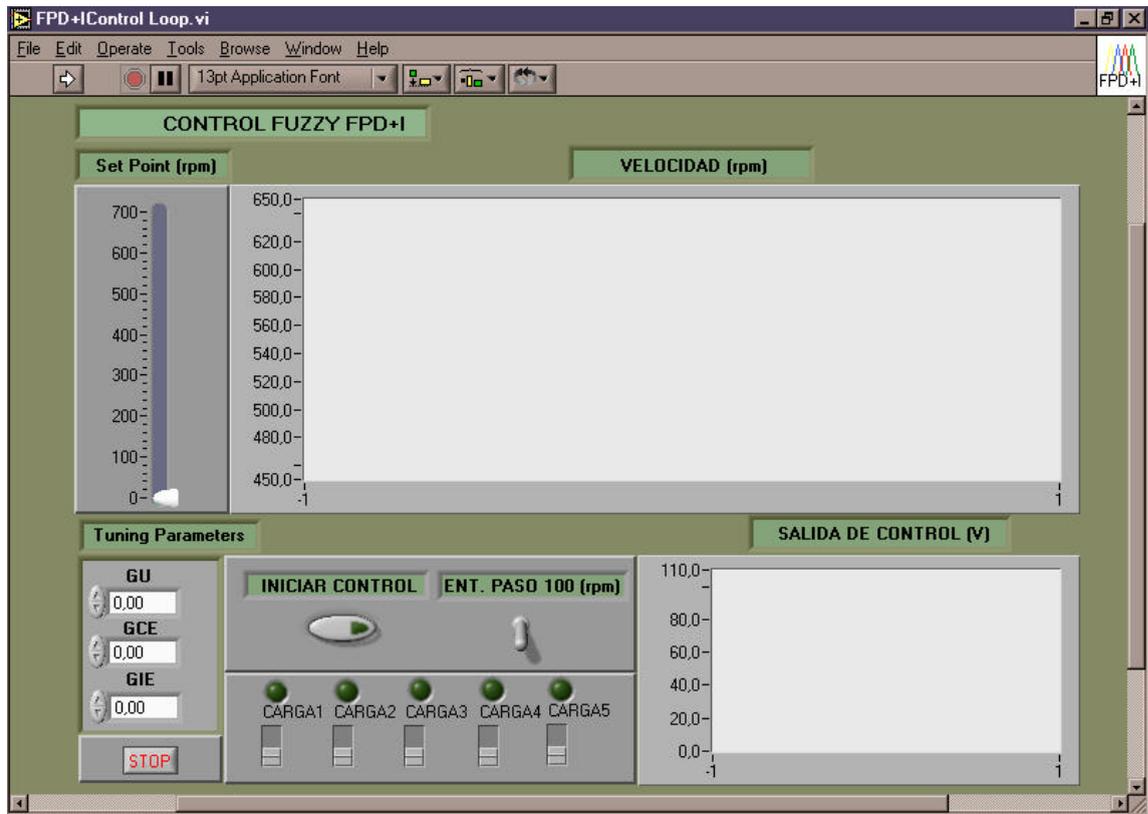


Figura 67. Panel de control y monitoreo (FPD+I)

En ambos controladores es posible monitorear la señal de error y la salida del controlador. Además es posible llevar la velocidad del motor al punto de operación deseado e introducir pasos de 100RPM por encima de ese punto. También es posible el control de 5 cargas que al ser activadas encienden 5 leds virtuales en el panel frontal. Tanto las ganancias del control PID como la del FPD+I pueden ser modificadas por el usuario, permite realizar la sintonía de parámetros en tiempo real. El tiempo de muestreo está sincronizado con todo el sistema de control y se fijó luego de algunos ensayos en 10ms. Para valores menores se presentan errores de conteo mientras que para valores mayores el sistema tiende a la inestabilidad.

6.2 Diagrama general para el PID

El diagrama del control PID se muestra a continuación:

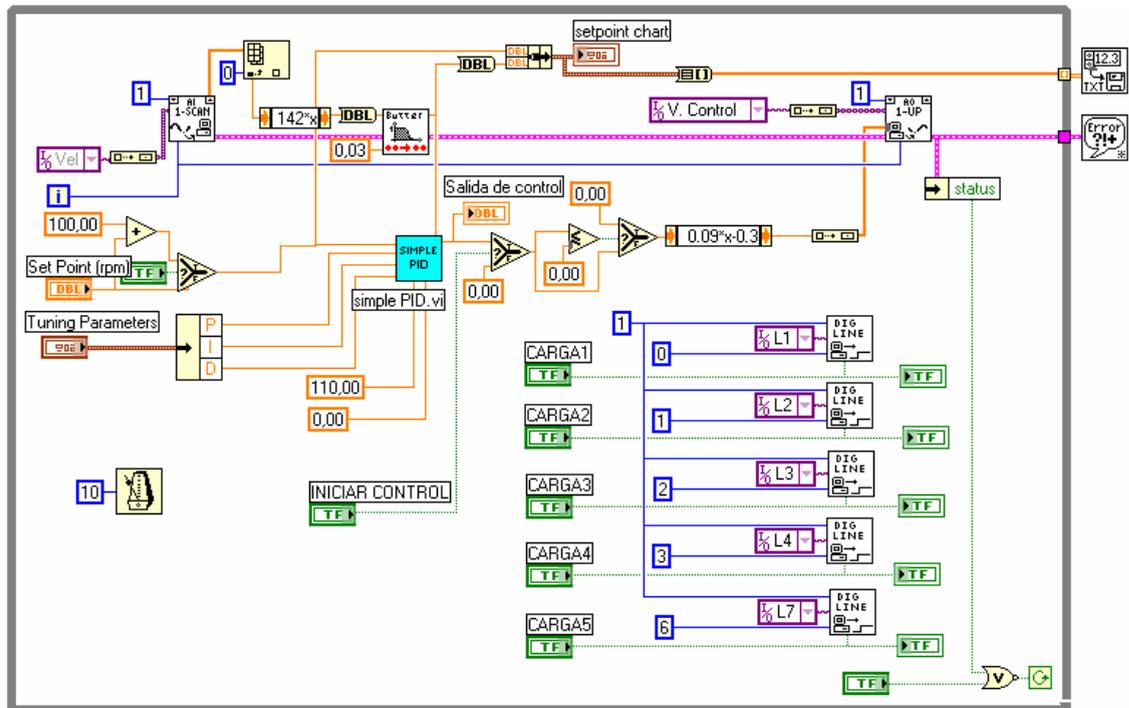


Figura 68. Diagrama general para el PID

Todo el sistema de control se rige por un ciclo *while* que solo parará a petición del usuario o en caso de error.

La tarjeta de adquisición de datos (PCI-6025E de National Instruments) toma la señal proveniente del sensor de velocidad a través de un canal de entrada analógico (AI), la cual es muestreada por el bloque AI -1scan para que pueda ser procesada por el software de control. El diagrama para el control PID consta de una etapa de acondicionamiento de la señal en donde se dimensiona la señal proveniente de la tarjeta y se compara con la referencia para ser transformada en

una señal de control por el bloque de control PID. Este bloque posee tres programas en uno. Cada programa realiza la acción de control que le corresponde, a través de las ecuaciones discretas tratadas en el capítulo 4. La señal de salida es acondicionada y exportada por el bloque AO 1– Up a un canal analógico de salida (AO) en la tarjeta. Las cargas se controlan por medio de señales digitales como se describió detalladamente en el capítulo 2, secciones 2.3 y 2.4.

6.3 Diagrama general para el FPD+I

El diagrama del control FPD+I se muestra a continuación:

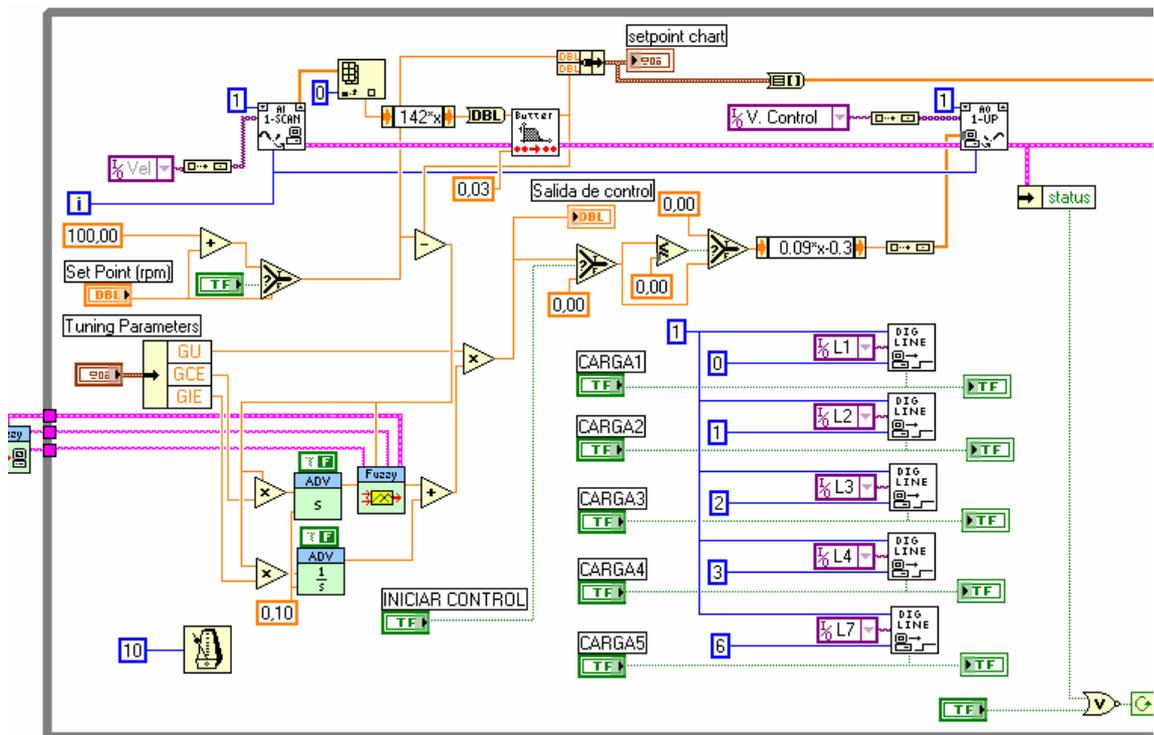


Figura 69. Diagrama general para el FPD+I

La implementación de los tres modelos de controlador diseñados se realizó por medio del PID ToolKit de LABVIEW 6.1[®]. Esta es una herramienta novedosa de LABVIEW que permite la implementar controladores difusos en tiempo real y combinarlos con las estrategias de control convencionales. Los modelos son cargados al iniciar el programa a partir de un llamado interno que realiza el controlador.

Un diagrama general de todo el sistema de control se puede apreciar a continuación:

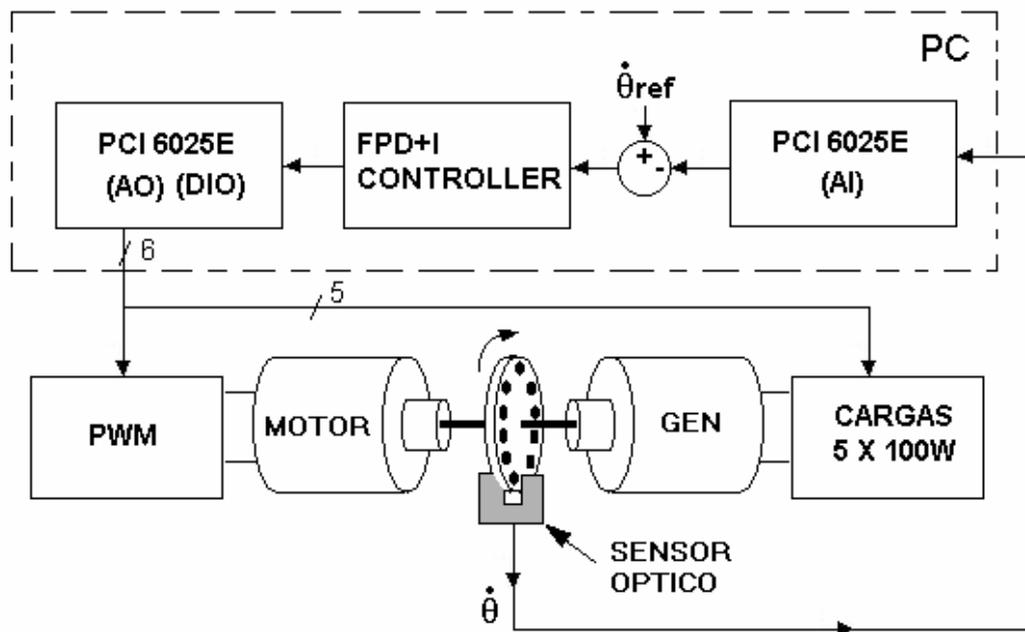


Figura 70. Diagrama general de todo el sistema de control

7. ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE EL CONTROL PID Y EL FUZZY CONTROL

7.2 Características de la respuesta transitoria para cada modelo

En la figura 71, mostrada a continuación, se comparan las respuestas de los tres modelos para el control FPD+I, mientras se cambia el Set-Point de 500 a 600RPM, aplicando pasos al motor de 100RPM:

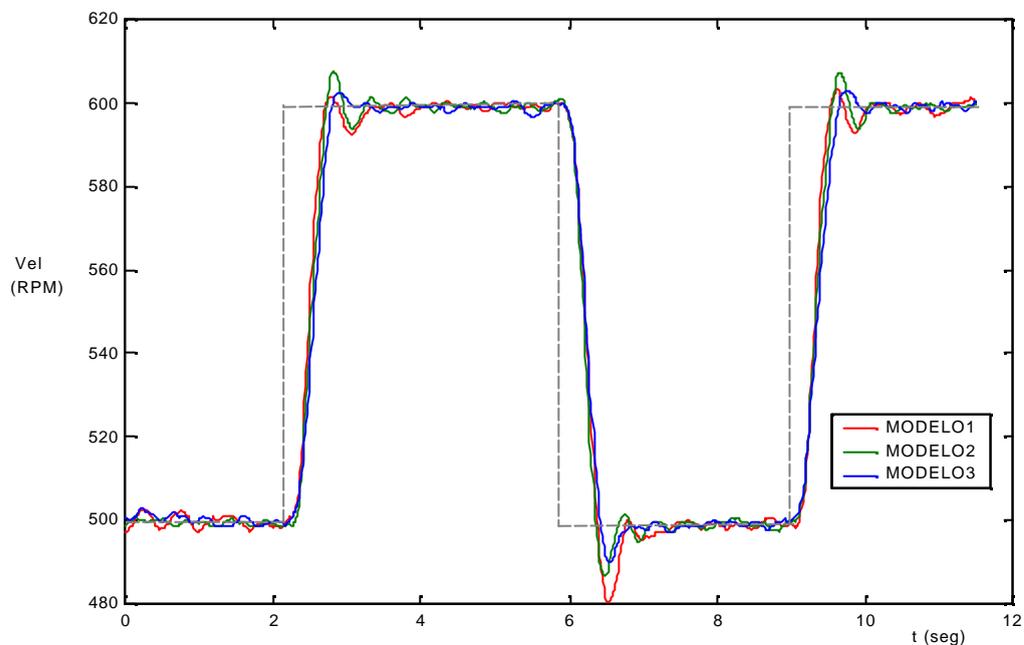


Figura 71. Respuestas comparadas de los 3 modelos para el control FPD+I

Las respuestas comparadas arrojan resultados interesantes. El MODELO1 es ligeramente mas rápido que los otros dos modelos, aunque el MODELO3 se

estabiliza mucho mas rápido (0.9s) con un sobrepaso prácticamente nulo. MODELO2 presenta en cambio un sobrepaso mayor al de los dos modelos (8%). En los tres modelos no se presentó error en estado estable. A continuación se muestran las características en la respuesta transitoria para cada modelo:

Tabla XIV. Características en la respuesta transitoria para cada modelo

	Levantamiento	Sobrepaso	Asentamiento ¹
MODELO1	0.47s	2%	1.1s
MODELO2	0.50s	8%	1.2s
MODELO3	0.54s	2%	0.9s

Si se trata de ser rigurosos, la mejor respuesta es la del MODELO3, aunque la diferencia entre las respuestas de los modelos es mas bien marginal y satisfactoria.

Un aspecto interesante que vale la pena destacar es el hecho de que las características en la respuesta transitoria parecen modificarse de una forma no muy *lógica* para cada modelo, es decir a medida que el tiempo de levantamiento aumenta, debería aumentar el sobrepaso y las oscilaciones transitorias alrededor de la referencia, como sucede por ejemplo en los modelos lineales de segundo orden donde el sobrepaso máximo y el tiempo de asentamiento no pueden

¹ Criterio del 2% para la banda de tolerancia.

disminuirse de forma simultánea¹. Esta evolución no lineal de la respuesta transitoria se encuentra mas marcada en MODELO3, hecho que obedece a las modificaciones realizadas en la base de reglas y las funciones de membresía².

Otro aspecto notable es la diferencia entre las características en la respuesta transitoria observada en la simulación y las obtenidas en el ensayo. Por ejemplo el sobrepaso nulo y el tiempo de levantamiento de 0.4s observado en la simulación. Esto se debe en gran medida a los retrasos introducidos por los cómputos en tiempo real que requiere el sistema de control (contadores, motor de inferencia) así como el tiempo requerido para muestrear las señales y para mantener los elementos que constituyen del entorno grafico.

7.2 Características en estado estable y en presencia de perturbaciones

La respuesta comparada del control FPD+I (trabajando con MODELO1) y el control PID (figura 2 de la página siguiente) permite observar una reducción razonable en el sobrepaso y el tiempo de asentamiento para el FPD+I, aunque el tiempo de levantamiento es prácticamente el mismo para ambos tipos de control. No se presentó error en estado estable para ninguno de los controladores, esto debido al efecto de la acción integral. Ambos controladores responden

¹ Ogata, Katsuhiko. (1970). *Ingeniería de Control Moderna*. Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A.

² Pivonka, Petr and Jan Žižka. (1995). *The Use Of Fuzzy PI/PD/PID Controllers In Fuzzy Control*. Department of Automatic Control and Instrumentation, Technical University in Brno, Božetechova, Czech Republic.

satisfactoriamente ante la presencia de perturbaciones, recuperando la estabilidad al compensar los cambios bruscos de carga.

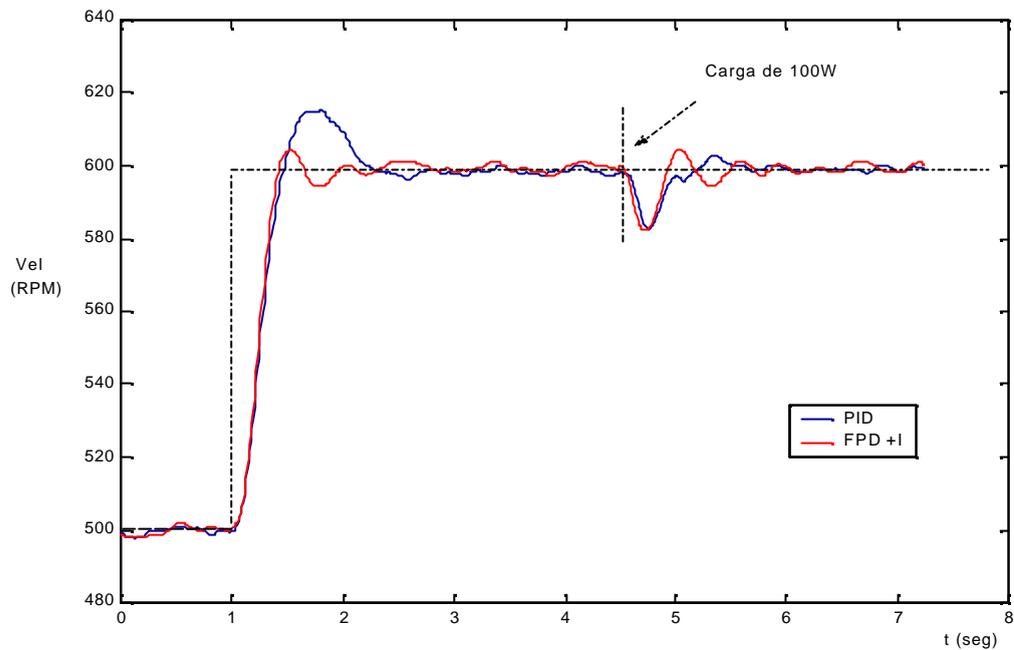


Figura 72. Respuestas comparadas de control FPD+I y control PID

A continuación se muestran las características en la respuesta transitoria para el control PID y el FPD+I:

Tabla XV. Características en la respuesta transitoria para PID y FPD

	Levantamiento	Sobrepaso	Asentamiento ¹
FPD+I	0.47s	2%	1.1s
PID	0.50s	15.5%	1.6s

¹ Criterio del 2% para la banda de tolerancia.

8. CONCLUSIONES

Por medio de un control FPD+I es posible controlar la velocidad de un motor D.C de potencia mejorando algunas características del control convencional PID tales como el sobrepaso y el tiempo de levantamiento, puesto que se elimina el compromiso que existe entre una rápida respuesta y un sobrepaso pequeño. Sin embargo no se justifica la implementación de un controlador difuso cuando las características transitorias del lazo de control no sean críticas, las condiciones de operación en estado estable no sean exigentes y el sistema pueda ser aproximado a un modelo lineal confiable en todo el rango de operación.

La solución que propone este trabajo deja abierto el un camino para seguir esta línea de investigación ya sea por docentes ó estudiantes de pregrado. Por ejemplo, es necesario investigar y/o diseñar una metodología que permita la búsqueda de parámetros de sintonía fina en estos controladores así como la obtención de base de reglas y funciones de membresía a partir de datos muestreados en la propia planta, esto con el objeto de explotar al máximo las cualidades del control difuso. También es posible trabajar en la implementación de otras estrategias de control mas elaboradas, como el uso de controladores PI tradicionales en paralelo a los PI difusos para el control del motor. También se propone la obtención de modelos no lineales (neuro-difusos) para sistemas electromecánicos como los motores DC de potencia. Así tenemos entre otros, algunos trabajos de investigación que podrían ser desarrollados en esta novedosa área del control automático.

Otras conclusiones obtenidas de este trabajo fueron:

- Los resultados obtenidos en la simulación deben ser analizados con cautela, ya que no representan la verdadera respuesta del sistema de control, sino un parámetro de comparación que permite tomar decisiones acerca de la mejor estrategia de control.
- Un factor crítico en la elección y sintonización del controlador difuso es el existencia de grados de libertad que permitan explotar al máximo las bondades del controlador sin sesgar el algoritmo de control. Un ejemplo claro es el controlador Finc que a pesar de poseer todas las acciones de control de un PID, no posee grados de libertad. Así, al ser comparado con un control FPD+I (que posee un grado de libertad) se comporta mas lento y con mas oscilaciones.
- A pesar de los inconvenientes prácticos que acarrea la acción derivativa, (como la amplificación del ruido y los errores de conteo), esta posee un valor agregado en el sistema de control difuso, ya que representa información acerca de la evolución temporal del sistema indispensable para la toma de decisiones en el motor de inferencia.

- La respuesta transitoria del sistema con el control FPD+I se ve afectada por los parámetros de sintonía que interactúan entre si, teniendo un mayor efecto el parámetro GU que produce oscilaciones en la señal manipulada. Estos errores se eliminan parcialmente al mejorar la sintonía del controlador.

BIBLIOGRAFÍA

BRANCO, P.J and J.A. Dente. An Experiment In Automatic Modelling An Electrical Drive System Using Fuzzy Logic. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol 28, Part- C, No. 2, May 1998

JANTZEN, Jan. A Robustness Study Of Fuzzy Control Rules
Technical University of Denmark, Dept. of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-H 865 (soc), 21 Aug 1998.

JANTZEN, Jan. Design Of Fuzzy Controllers
Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-E 864 (design), 19 Aug 1998.

JANTZEN, Jan. The Self-Organising Fuzzy Controller
Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-H 869 (soc), 19 Aug 1998.

JANTZEN, Jan. Tuning Of Fuzzy PID Controllers
Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-H 871 (fpid), 30 Sep 1998.

JANTZEN, Jan. Tutorial On Fuzzy Logic

Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-E 868, 19 Aug 1998 (logic).

KUO, Benjamin. Sistemas De Control Automático. Séptima Edición, Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A. 1996.

Liaw C.M. Fuzzy Two-Degree-of Freedom Speed Controller for Motor Drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, Nº 2, pp. 209-215. 1995

Liaw C.M., Wang J.B. Design and Implementation of a Fuzzy Controller for a High Performance Induction Motor Drive. IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics, Vol. 21, Nº 4, pp. 921-929. 1991

MATHWORKS INC, Fuzzy Logic Toolbox User's Guide

COPYRIGHT 1995 - 1999 by The MathWorks, Inc. January 1995 (First printing)

MATHWORKS INC, System Identification Toolbox

COPYRIGHT 1988 - 1997 by The MathWorks, Inc. April 1988 (First printing)

NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION, Labview User Manual

National Instruments Corporate Headquarters

Austin – Texas, USA. Part Number 320999D-01, Nov 2001

NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION, Measurements Manual

National Instruments Corporate Headquarters

Austin – Texas, USA. Part Number 322661A-01, Jul 2000

NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION, PID Control Toolset User Manual
National Instruments Corporate Headquarters

Austin – Texas, USA. Part Number 322192A-01, Nov 2001

OGATA, Katsuhiko. Dinámica de Sistemas, Prentice-Hall Hispanoamericana,
Hispanoamericana, S.A. 1974 (Biblioteca Central, FCElyA)

OGATA, Katsuhiko. Ingeniería de Control Moderna, Prentice-Hall
Hispanoamericana, S.A. 1970.

PIVONKA, Petr and Jan Žižka. The Use Of Fuzzy PI/PD/PID CONTROLLERS IN
FUZZY CONTROL. Department of Automatic Control and Instrumentation,
Technical University in Brno, Božetechova, Czech Republic, Aug 31 1995.

SMITH, carlos. Abbas, Emami-Naeini & Armando B. Corripio. Control automático
de procesos. Ed Limusa S.A. Grupo Noriega Editores , México D.F, 1999.

ANEXO A
IRFP450 DATASHEET

IRFP450B

500V N-Channel MOSFET

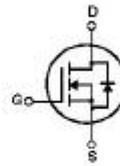
General Description

These N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, planar, DMOS technology.

This advanced technology has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulse in the avalanche and commutation mode. These devices are well suited for high efficiency switch mode power supplies, power factor correction and electronic lamp ballasts based on half bridge.

Features

- 14A, 500V, $R_{DS(on)} = 0.39\Omega$ @ $V_{GS} = 10V$
- Low gate charge (typical 87 nC)
- Low C_{rss} (typical 80 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved di/dt capability



Absolute Maximum Ratings

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	IRFP450B	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	500	V
I_D	Drain Current - Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	14	A
	- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	8.8	A
I_{DM}	Drain Current - Pulsed (note 1)	56	A
V_{GS}	Gate-Source Voltage	± 30	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (note 2)	990	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (note 1)	14	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (note 1)	20.5	mJ
d v_{d}/dt	Peak Diode Recovery d v_{d}/dt (note 3)	5.5	V/ns
P_D	Power Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	205	W
	- Derate above 25°C	1.64	W/ $^\circ\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum lead temperature for soldering purposes, $1/8''$ from case for 5 seconds	300	$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ	Max	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	—	0.61	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink	0.24	—	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	—	40	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Electrical Characteristics <small>T_C = 25°C unless otherwise noted</small>						
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Off Characteristics						
BV _{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	V _{GS} = 0 V, I _D = 250 μA	500	–	–	V
$\frac{\Delta BV_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	I _D = 250 μA, Referenced to 25°C	–	0.55	–	V/°C
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V _{DS} = 500 V, V _{GS} = 0 V V _{DS} = 400 V, T _C = 125°C	–	–	10 100	μA
I _{DSSF}	Gate-Body Leakage Current, Forward	V _{GS} = 30 V, V _{DS} = 0 V	–	–	100	nA
I _{DSSR}	Gate-Body Leakage Current, Reverse	V _{GS} = -30 V, V _{DS} = 0 V	–	–	-100	nA
On Characteristics						
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2.0	–	4.0	V
R _{DS(on)}	Static Drain-Source On-Resistance	V _{GS} = 10 V, I _D = 7.0 A	–	0.31	0.39	Ω
g _{fs}	Forward Transconductance	V _{DS} = 40 V, I _D = 7.0 A <small>(Note 4)</small>	–	14	–	S
Dynamic Characteristics						
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0 V, f = 1.0 MHz	–	2900	3900	pF
C _{oss}	Output Capacitance		–	260	340	pF
C _{res}	Reverse Transfer Capacitance		–	60	80	pF
Switching Characteristics						
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	V _{DD} = 250 V, I _D = 14 A, R _θ = 25 Ω	–	45	100	ns
t _r	Turn-On Rise Time		–	130	270	ns
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time		–	260	530	ns
t _f	Turn-Off Fall Time		<small>(Note 4, 5)</small>	–	125	260
Q _g	Total Gate Charge	V _{DS} = 400 V, I _D = 14 A, V _{GS} = 10 V	–	87	113	nC
Q _{gs}	Gate-Source Charge		–	13	–	nC
Q _{gd}	Gate-Drain Charge		<small>(Note 4, 5)</small>	–	39	–
Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings						
I _S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current	–	–	14	–	A
I _{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current	–	–	58	–	A
V _{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	V _{GS} = 0 V, I _S = 14 A	–	–	1.4	V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	V _{GS} = 0 V, I _S = 14 A	–	495	–	ns
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	dI _F / dt = 100 A/μs <small>(Note 4)</small>	–	7.66	–	μC
Notes:						
1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature						
2. L = 5 nH, I _C = 14 A, V _{DD} = 50 V, R _θ = 25 Ω, Starting T _J = 25°C						
3. I _{SD} = 14 A, dI _F / dt = 30 A/μs, V _{SD} = BV _{DSS} , Starting T _J = 25°C						
4. Pulse Test: Pulse width ≤ 30 μs, Duty cycle ≤ 2%						
5. Essentially independent of operating temperature						

Typical Characteristics

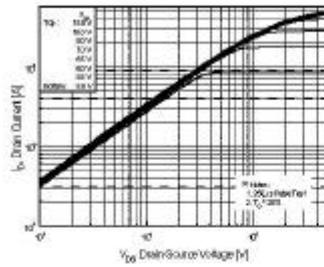


Figure 1. On-Region Characteristics

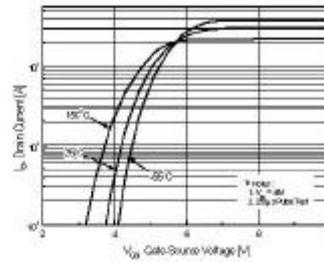


Figure 2. Transfer Characteristics

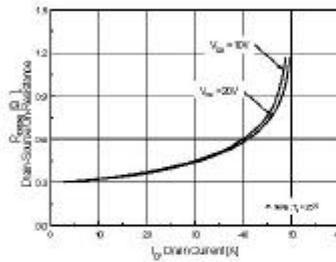


Figure 3. On-Resistance Variation vs Drain Current and Gate Voltage

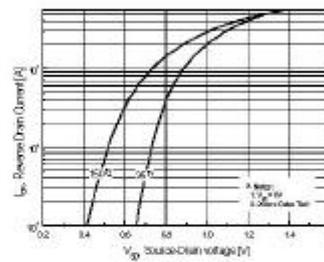


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature

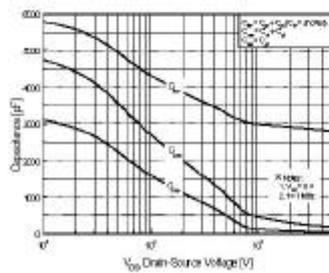


Figure 5. Capacitance Characteristics

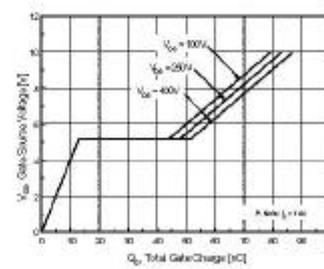


Figure 6. Gate Charge Characteristics

Typical Characteristics (continued)

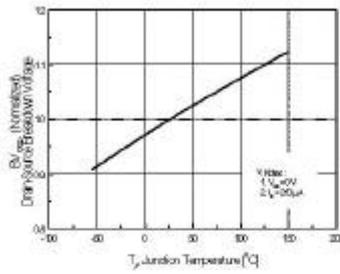


Figure 7. Breakdown Voltage Variation vs Temperature

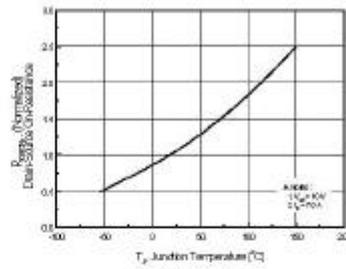


Figure 8. On-Resistance Variation vs Temperature

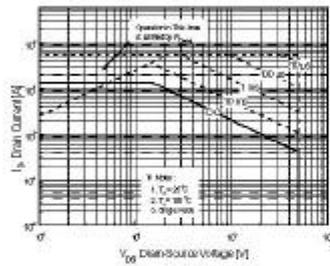


Figure 9. Maximum Safe Operating Area

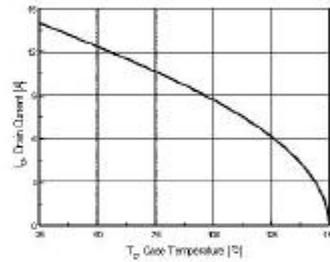


Figure 10. Maximum Drain Current vs Case Temperature

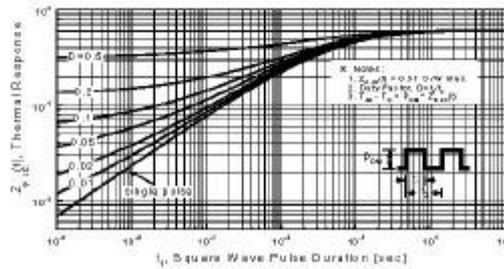
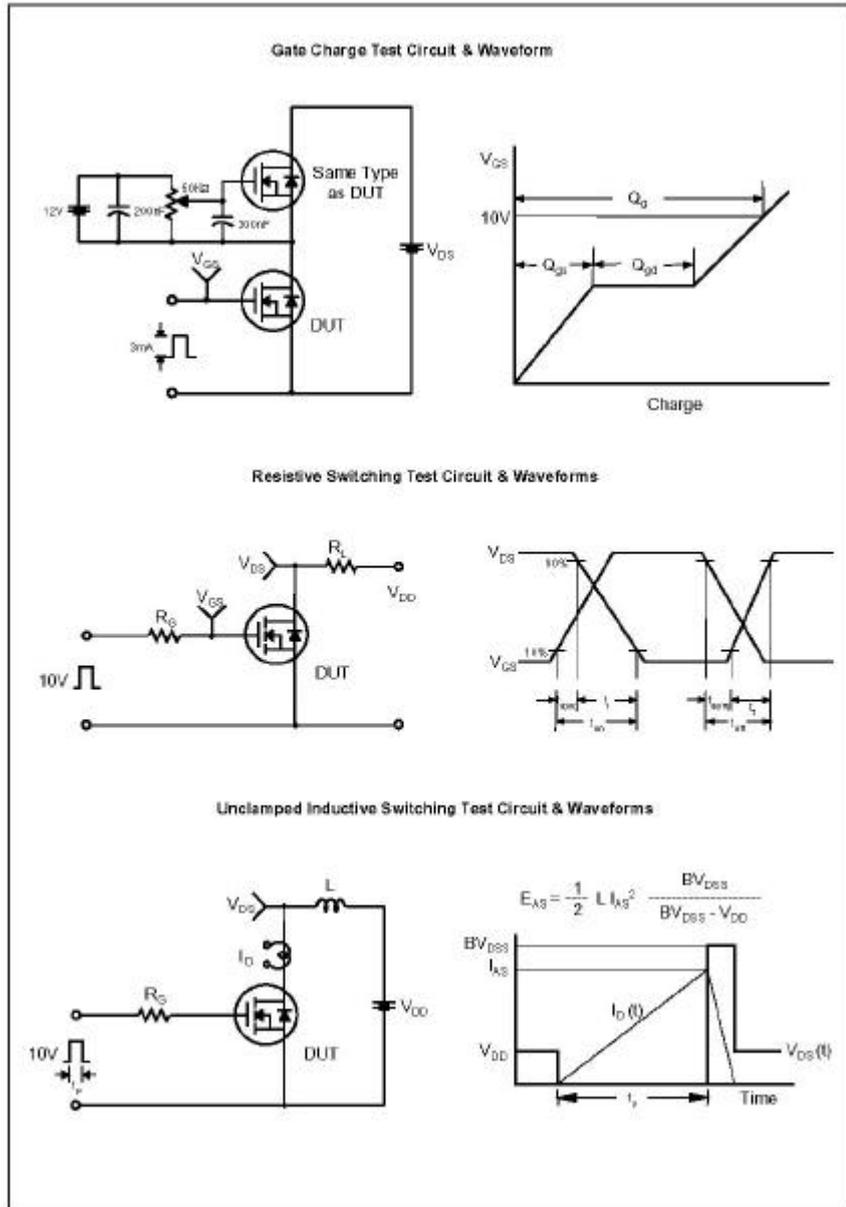


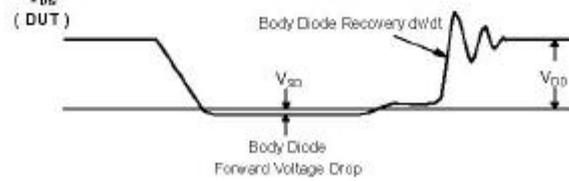
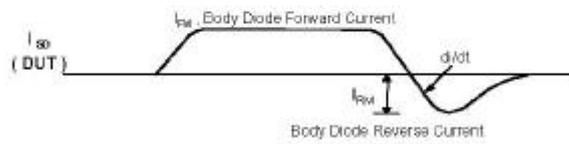
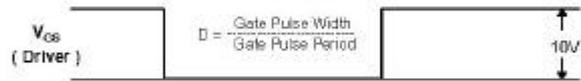
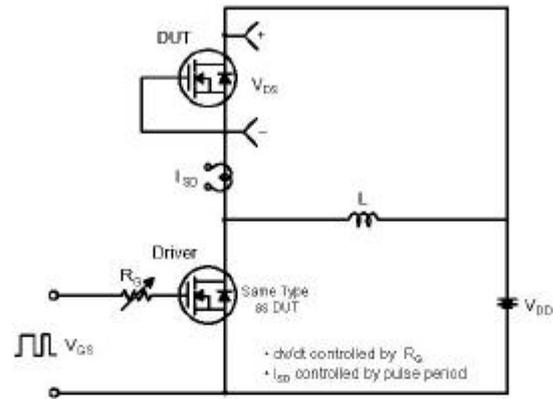
Figure 11. Transient Thermal Response Curve



©2001 Fairchild Semiconductor Corporation

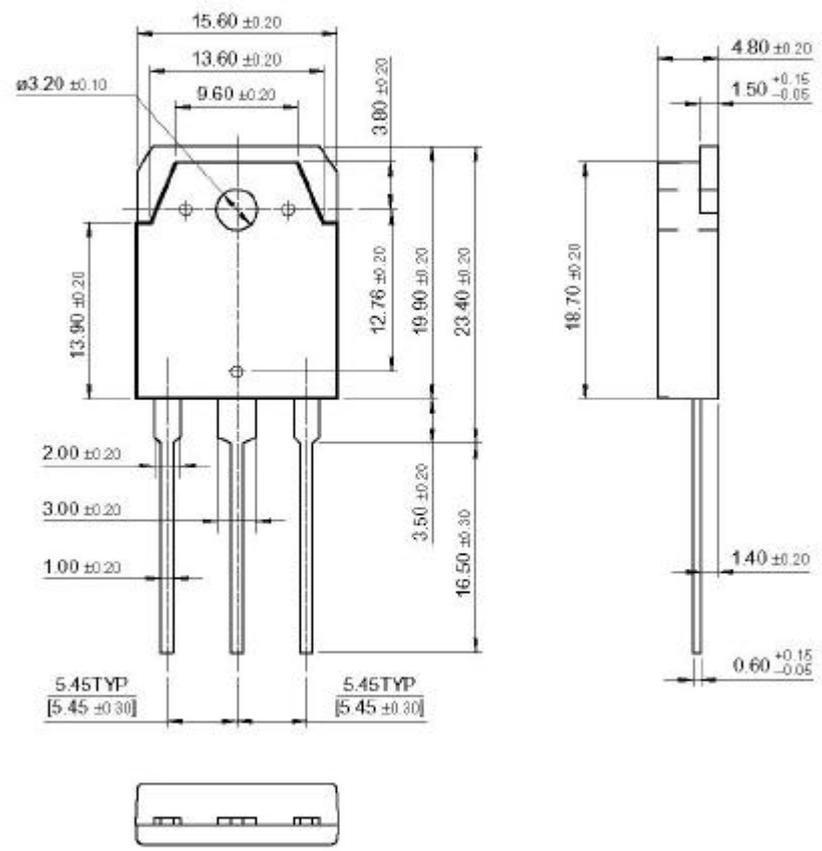
Rev. 0, November 2001

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms



Package Dimensions

TO-3P



Dimensions in Millimeters

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEX™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CodFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisclator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOME™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E ² CMOS™	LittleFET™	QS™	TruTranslation™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TinyLogic™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

ANEXO B
LM7812 DATASHEET

LM78LXX Series 3-Terminal Positive Regulators

General Description

The LM78LXX series of three terminal positive regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. When used as a zener diode/resistor combination replacement, the LM78LXX usually results in an effective output impedance improvement of two orders of magnitude, and lower quiescent current. These regulators can provide local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow the LM78LXX to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment.

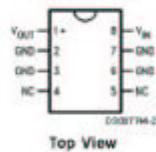
The LM78LXX is available in the plastic TO-92 (Z) package, the plastic SO-8 (M) package and a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology. With adequate heat sinking the regulator can deliver 100 mA output current. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistors is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Features

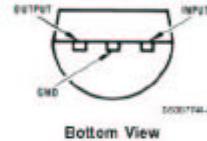
- LM78L05 in micro SMD package
- Output voltage tolerances of $\pm 5\%$ over the temperature range
- Output current of 100 mA
- Internal thermal overload protection
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-92 and plastic SO-8 low profile packages
- No external components
- Output voltages of 5.0V, 6.2V, 8.2V, 9.0V, 12V, 15V

Connection Diagrams

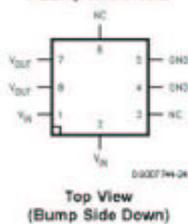
SO-8 Plastic (M)
(Narrow Body)



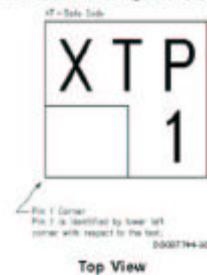
(TO-92)
Plastic Package (Z)



8-Bump micro SMD



micro SMD Marking Orientation



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Dissipation (Note 5)	Internally Limited
Input Voltage	35V
Storage Temperature	-65°C to +150°C

Operating Junction Temperature:

SO-8	0°C to 125°C
micro SMD	-40°C to 85°C
Soldering Information	
Infrared or Convection (20 sec.)	235°C
Wave Soldering (10 sec.)	260°C (lead time)
ESD Susceptibility (Note 2)	1kV

LM78LXX Electrical Characteristics Limits in standard typeface are for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Bold typeface applies over 0°C to 125°C for SO-8 package and -40°C to 85°C for micro SMD package.** Limits are guaranteed by production testing or correlation techniques using standard Statistical Quality Control (SQC) methods. Unless otherwise specified: $I_O = 40\text{ mA}$, $C_1 = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

LM78L05Unless otherwise specified, $V_{IN} = 10\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage	$7\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ (Note 3)	4.75	5	5.2	V
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$ (Note 3)	4.75		5.25	
		$7\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		18	75	
ΔV_O	Line Regulation	$8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		10	54	mV
ΔV_O	Load Regulation	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$		20	60	
I_O	Quiescent Current			3	5	mA
ΔI_O	Quiescent Current Change	$8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$			1.0	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ (Note 4)		40		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$ $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$	47	62		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.65		mV/°C
$V_{IN}(\text{Min})$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			6.7	7	V
θ_{JA}	Thermal Resistance (8-Bump micro SMD)			230.9		°C/W

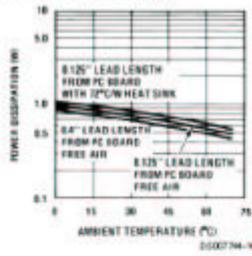
LM78L62ACUnless otherwise specified, $V_{IN} = 12\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage	$8.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ (Note 3)	5.95	6.2	6.45	V
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$ (Note 3)	5.9		6.5	
		$8.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		66	175	
ΔV_O	Line Regulation	$9\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		55	125	mV
ΔV_O	Load Regulation	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$		13	80	
				6	40	

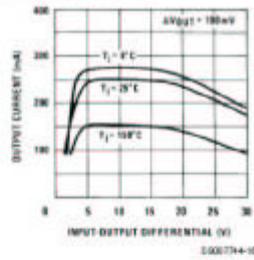
LM78L62AC (Continued)						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
I_Q	Quiescent Current			2	5.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$8V \leq V_{IN} \leq 20V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$			1.5 0.1	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10 Hz$ to $100 kHz$ (Note 4)		50		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ $10V \leq V_{IN} \leq 20V$	40	46		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5 mA$		-0.75		mV/°C
$V_{IN} (Min)$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			7.9		V
LM78L82AC						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 14V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		7.87	8.2	8.53	V
		$11V \leq V_{IN} \leq 23V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$ (Note 3)	7.8		8.6	
		$1 mA \leq I_O \leq 70 mA$ (Note 3)	7.8		8.6	
ΔV_O	Line Regulation	$11V \leq V_{IN} \leq 23V$ $12V \leq V_{IN} \leq 23V$		80 70	175 125	mV
ΔV_O	Load Regulation	$1 mA \leq I_O \leq 100 mA$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$		15 8	80 40	
I_Q	Quiescent Current			2	5.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$12V \leq V_{IN} \leq 23V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$			1.5 0.1	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10 Hz$ to $100 kHz$ (Note 4)		60		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ $12V \leq V_{IN} \leq 22V$	39	45		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5 mA$		-0.8		mV/°C
$V_{IN} (Min)$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			9.9		V
LM78L09AC						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 15V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		8.64	9.0	9.36	V
		$11.5V \leq V_{IN} \leq 24V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$ (Note 3)	8.55		9.45	
		$1 mA \leq I_O \leq 70 mA$ (Note 3)	8.55		9.45	

Typical Performance Characteristics

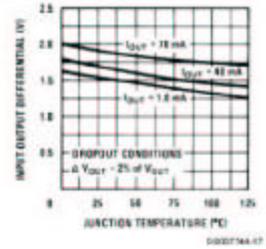
Maximum Average Power Dissipation (Z Package)



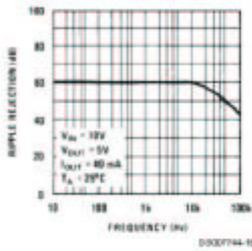
Peak Output Current



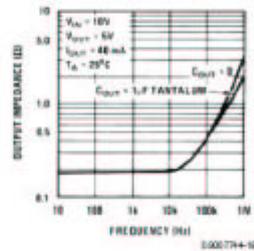
Dropout Voltage



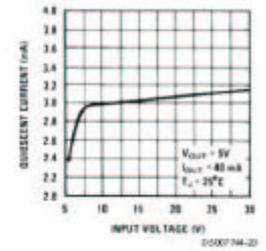
Ripple Rejection



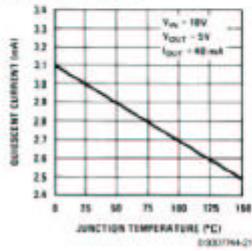
Output Impedance



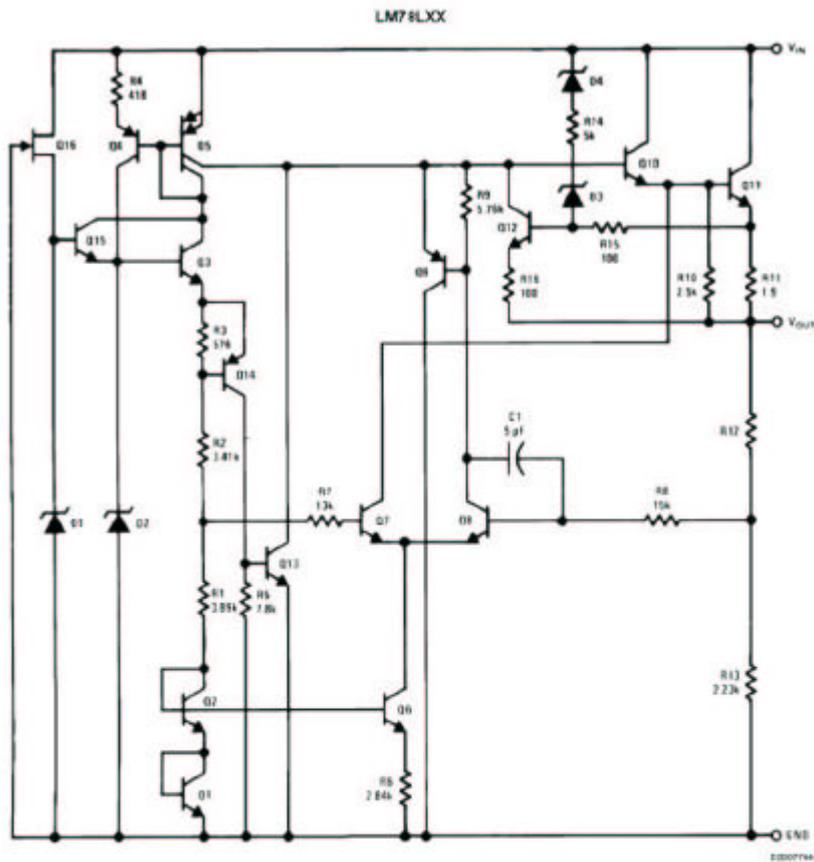
Quiescent Current



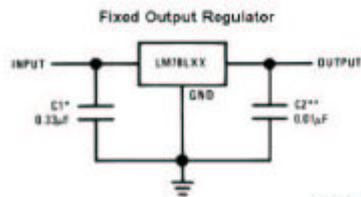
Quiescent Current



Equivalent Circuit

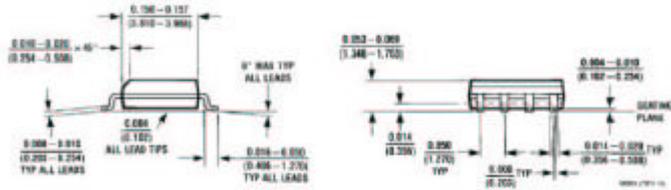
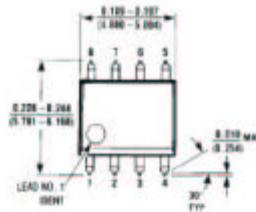


Typical Applications

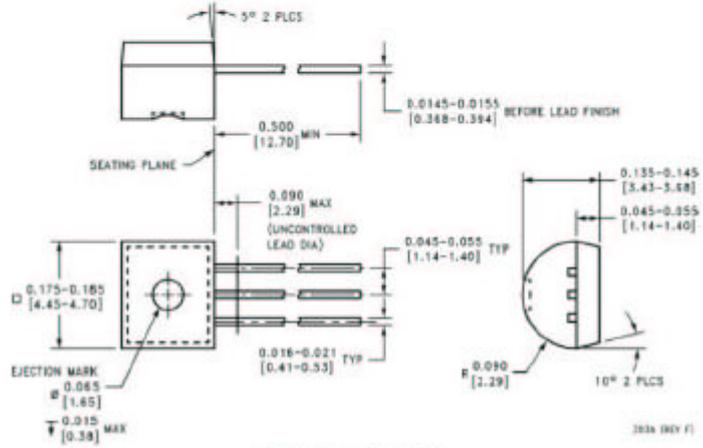


*Required if the regulator is located more than 3" from the power supply filter.
 **See (Note 4) in the electrical characteristics table.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



S.O. Package (M)
 Order Number LM78L05ACM, LM78L12ACM or LM78L15ACM
 NS Package Number M08A



Molded Offset TO-92 (Z)
 Order Number LM78L05ACZ, LM78L09ACZ, LM78L12ACZ,
 LM78L15ACZ, LM78L62ACZ or LM78L82ACZ
 NS Package Number Z03A

ANEXO C
NE556 DATASHEET

Dual timer

NE/SA/SE556/NE556-1

DESCRIPTION

Both the 556 and 556-1 Dual Monolithic timing circuits are highly stable controllers capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 and 556-1 are a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other, sharing only V_{CC} and ground. The circuits may be triggered and reset on falling waveforms. The output structures may sink or source 200mA.

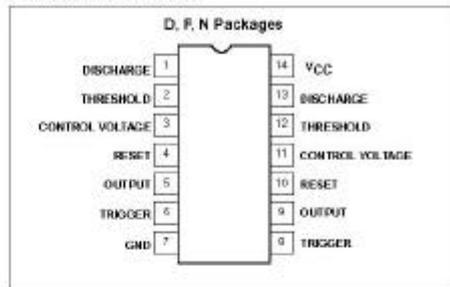
FEATURES

- Turn-off time less than 2 μ s (556-1)
- Maximum operating frequency >600kHz (556-1)
- Timing from microseconds to hours
- Replaces two 555 timers
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005%/°C
- SE556-1 compliant to MIL-STD or JAN

APPLICATIONS

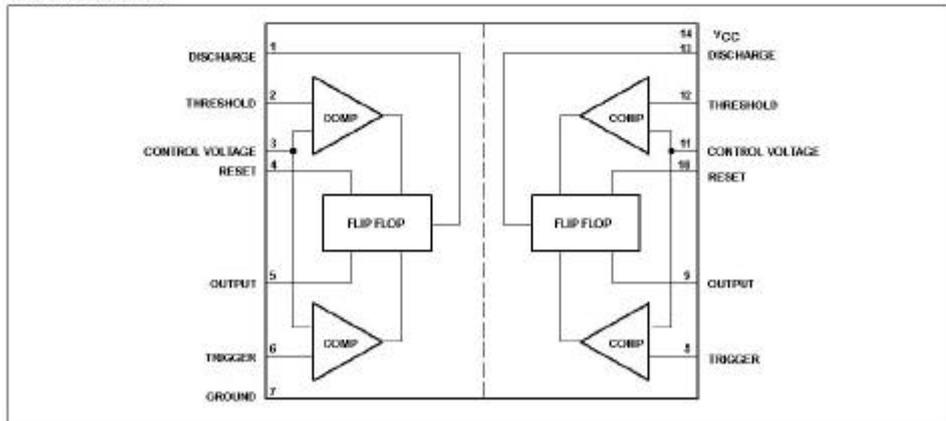
- Precision timing
- Sequential timing
- Pulse shaping

PIN CONFIGURATION



- Pulse generator
- Missing pulse detector
- Tone burst generator
- Pulse width modulation
- Time delay generator
- Frequency division
- Touch-Tone® encoder
- Industrial controls
- Pulse position modulation
- Appliance timing
- Traffic light control

BLOCK DIAGRAM

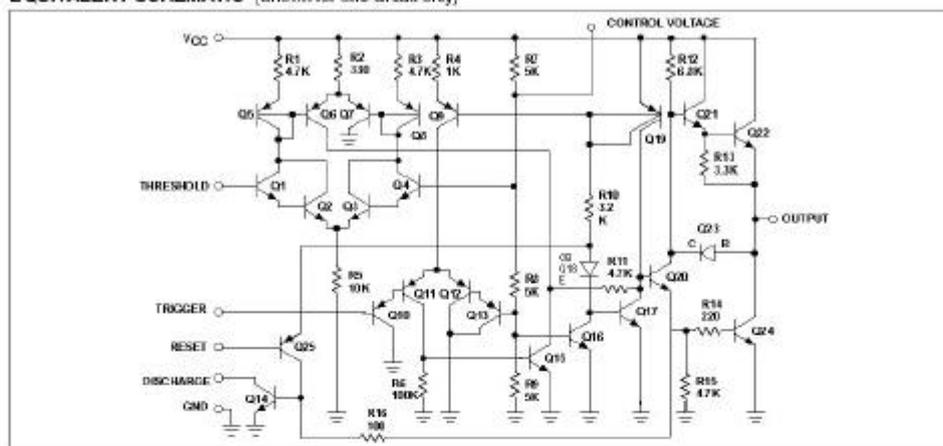


®Touch-Tone is a registered trademark of AT&T

Dual timer

NE/SA/SE556/NE556-1

EQUIVALENT SCHEMATIC (Shown for one circuit only)



ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE556D	0175D
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to +70°C	NE556F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE556N	0405B
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to +70°C	NE556-1F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE556-1N	0405B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA556N	0405B
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-65°C to +125°C	SE556F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	SE556N	0405B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Supply voltage NE/SA556, NE556-1 SE556	+16 +18	V V
P_D	Maximum allowable power dissipation ¹	800	mW
T_A	Operating temperature range NE556-1, NE556 SA556 SE556	0 to +70 -40 to +85 -55 to +125	°C °C °C
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T_{SOLP}	Lead soldering temperature (10sec max)	+300	°C

NOTES:

- The junction temperature must be kept below 125°C for the D package and below 150°C for the N and F packages. At ambient temperatures above 25°C, where this limit would be exceeded, the Maximum Allowable Power Dissipation must be derated by the following:
D package 115°C/W
N package 80°C/W
F package 100°C/W

Dual timer

NE/SA/SE556/NE556-1

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A=25°C, V_{CC}=+5V to +15V, unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE556			NE/SA556 NE556-1			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{CC}	Supply voltage		4.5	19		4.5	16	V	
I _{CC}	Supply current (low state) ¹	V _{CC} =5V, R _L =∞ V _{CC} =15V, R _L =∞		6 20	10 24		6 20	12 30	mA
t _w Δt _w /ΔT Δt _w /ΔV _S	Timing error (monostable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	R _A =2kΩ to 100kΩ C=0.1μF T=1.1RC		0.5 30 0.05	2.0 100 0.2		0.75 50 0.1	3.0 150 0.6	% ppm/°C %/V
t _A Δt _w /ΔT Δt _w /ΔV _S	Timing error (astable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	R _A , R _B =1kΩ to 100kΩ C=0μF V _{CC} =15V		4 400 0.15	6 500 0.6		5 400 0.3	13 600 1	% ppm/°C %/V
V _C	Control voltage level	V _{CC} =15V V _{CC} =5V	9.6 2.9	10.0 3.33	10.4 3.9	9.0 2.6	10.0 3.33	11.0 4.0	V
V _{TH}	Threshold voltage	V _{CC} =15V V _{CC} =5V	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	8.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V
I _{TH}	Threshold current ³	V _{CC} =15V, V _{TH} =10.5V		30	260		30	250	nA
V _{TRIS}	Trigger voltage	V _{CC} =15V V _{CC} =5V	4.8 1.45	5.0 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5.0 1.67	5.6 2.2	V
I _{TRIG}	Trigger current	V _{TRIG} =0V		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
V _{RESET}	Reset voltage ⁵		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
	Reset current	V _{RESET} =0.4V	0.4	0.1	0.4	0.4	0.1	0.6	mA
I _{RESET}	Reset current	V _{RESET} =0V		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
V _{OL}	Output voltage (low)	V _{CC} =15V I _{SINK} =10mA I _{SINK} =50mA		0.1 0.4	0.15 0.5		0.1 0.4	0.25 0.75	V
	SE556 NE/SA556 NE556-1	I _{SINK} =100mA		2.0	2.25		2.0 2.0	3.2 2.5	
	Output voltage (low)	I _{SINK} =200mA V _{CC} =5V I _{SINK} =8mA I _{SINK} =5mA		2.5 0.1 0.05		0.2 0.15		2.5 0.25 0.15	0.3 0.25
V _{OH}	Output voltage (high)	V _{CC} =15V I _{SOURCE} =200mA I _{SOURCE} =100mA V _{CC} =5V I _{SOURCE} =100mA	13.0 3.0	12.5 3.3		12.75 2.75	12.5 3.3		V
t _{OFF}	Turn-off time ⁶ NE556-1	V _{RESET} =V _{CC}		0.5	2.0		0.5		μs
t _r	Rise time of output			100	200		100	300	ns
t _f	Fall time of output			100	200		100	300	ns
	Discharge leakage current			20	100		20	100	nA

Dual timer

NE/SA/SE556/NE556-1

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE556/556-1			NE/SA/SE556/NE556-1/SE556-1C			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Matching characteristics ⁴								
	Initial accuracy ²			0.5	1.0		1.0	2.0	%
	Drift with temperature			10			±10		ppm/°C
	Drift with supply voltage			0.1	0.2		0.2	0.5	%/V

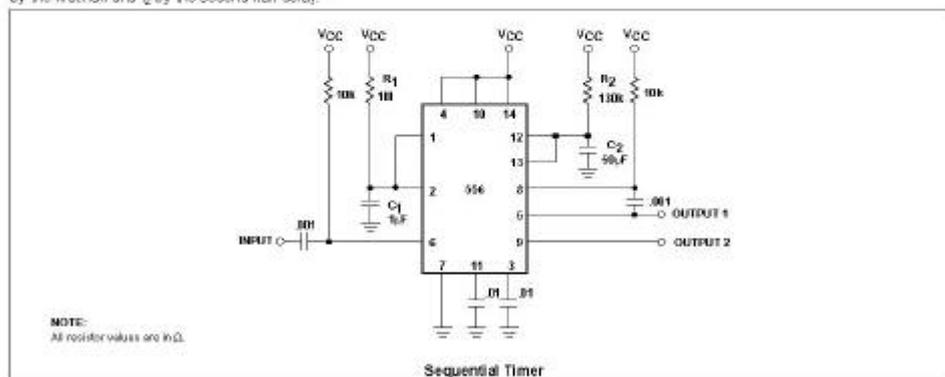
NOTES:

- Supply current when output is high is typically 1.0mA less.
- Tested at $V_{CC}=5V$ and $V_{CC}=15V$.
- This will determine maximum value of R_A+R_B . For 15V operation, the max total $R=10M\Omega$, and for 5V operation, the maximum total $R=3.4M\Omega$.
- Matching characteristics refer to the difference between performance characteristics for each timer section in the monostable mode.
- Specified with trigger input high. In order to guarantee reset the voltage at reset pin must be less than or equal to 0.4V. To disable reset function, the voltage at reset pin has to be greater than 1V.
- Time measured from a positive-going input pulse from 0 to 0.4 V_{CC} into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

TYPICAL APPLICATIONS

One feature of the dual timer is that by utilizing both halves it is possible to obtain sequential timing. By connecting the output of the first half to the input of the second half via a 0.001 μ F coupling capacitor sequential timing may be obtained. Delay t_1 is determined by the first half and t_2 by the second half delay.

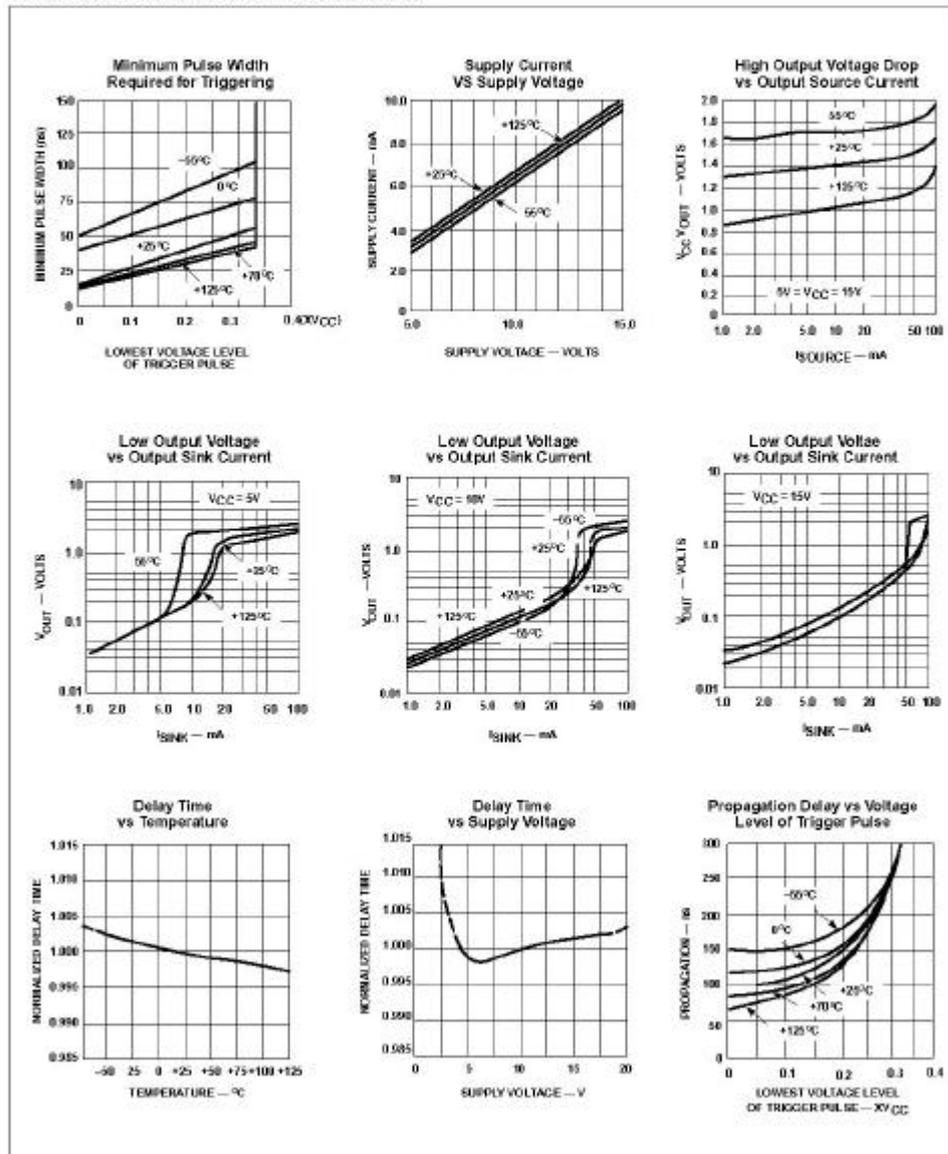
The first half of the timer is started by momentarily connecting Pin 6 to ground. When it is timed out (determined by $1.1R_1C_1$) the second half begins. Its duration is determined by $1.1R_2C_2$.



Dual timer

NE/SA/SE556/NE556-1

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



ANEXO D
LM2907 DATASHEET

LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{OES} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a ground referenced tachometer input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input

- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

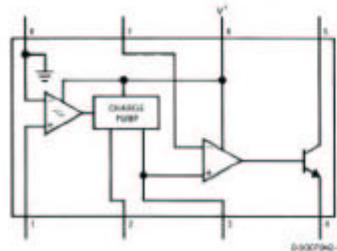
Features

- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs
- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- 40.3% linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

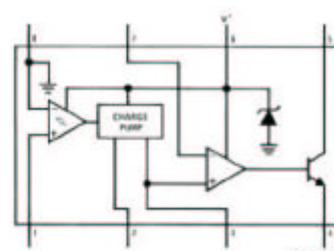
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views

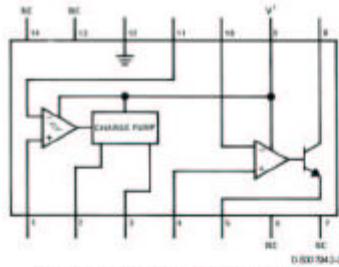


Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8
See NS Package Number M08A or N08E

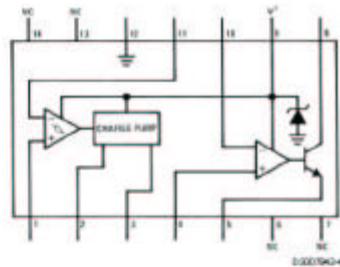


Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8
See NS Package Number M08A or N08E

Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views (Continued)



Order Number LM2907M or LM2907N
See NS Package Number M14A or N14A



Order Number LM2917M or LM2917N
See NS Package Number M14A or N14A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Cp Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer	
LM2907-8, LM2917-8	±28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Cp Amp/Comparator	0.0V to +28V

Power Dissipation

LM2907-8, LM2917-8	1200 mW
LM2907-14, LM2917-14	1580 mW
See (Note 1)	

Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°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.

Electrical Characteristics

$V_{CC} = 12 V_{CC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TACHOMETER						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$	±10	±25	±40	mV
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$		3.5	10	mV
	LM2907/LM2917			5	15	mV
	LM2907-8/LM2917-8					
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	µA
V_{OH}	Pin 2	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
V_{OL}	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
I_2, I_3	Output Current	$V_2 = V_3 = 5.0 \text{ V}$ (Note 4)	140	180	240	µA
I_3	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	µA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}$ (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR						
V_{OS}		$V_{IN} = 6.0 \text{ V}$		3	10	mV
I_{BIAS}		$V_{IN} = 6.0 \text{ V}$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5 \text{ V}$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_O = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{BIAS} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{BIAS} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{BIAS} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V
ZENER REGULATOR						
	Regulator Voltage	$R_{DROCP} = 470\Omega$		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			+1		mV/°C
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	5	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 101°C/W junction to ambient for LM2907-8 and LM2917-8, and 79°C/W junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14.

Note 2: Hysteresis is the sum $+V_{TH} - (-V_{TH})$, offset voltage is their difference. See test circuit.

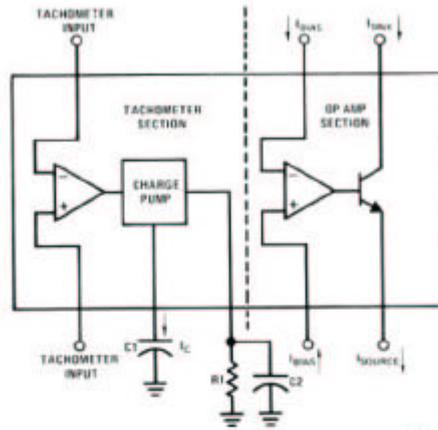
Note 3: V_{OH} is equal to $\frac{1}{2} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$, V_{OL} is equal to $\frac{1}{2} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, $V_{OH} - V_{OL}$, and the mirror gain, I_2/I_3 , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the time constant $R1 \times C1$ that $R1$ is such that the maximum antipulsed output voltage at pin 3 can be reached with $I_3 \times R1$. The maximum value for $R1$ is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 MΩ, typically.

Electrical Characteristics (Continued)

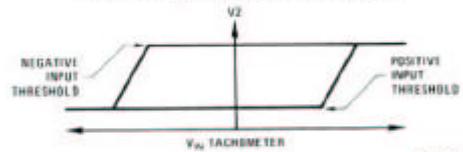
Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of V_{OUT} (@ pin 3) for $f_{IN} = 5$ kHz from a straight line defined by the V_{OUT} @ 1 kHz and V_{OUT} @ 10 kHz. $C1 = 1000$ pF, $R1 = 68\Omega$, and $C2 = 0.22$ mF.

Test Circuit and Waveform



600794-0

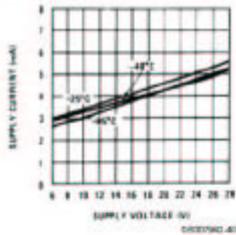
Tachometer Input Threshold Measurement



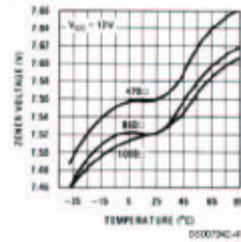
600794-1

Typical Performance Characteristics

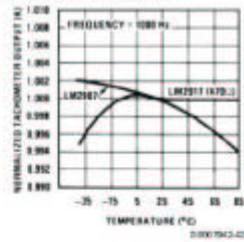
Total Supply Current



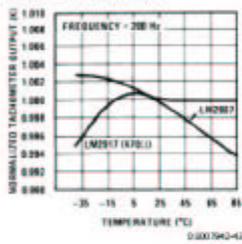
Zener Voltage vs Temperature



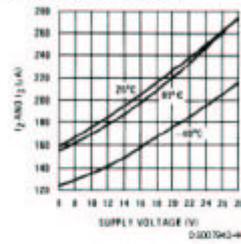
Normalized Tachometer Output vs Temperature



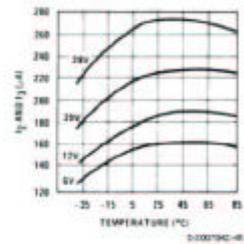
Normalized Tachometer Output vs Temperature



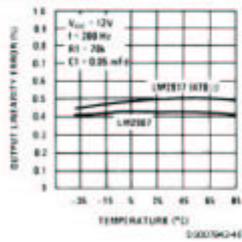
Tachometer Currents I_2 and I_3 vs Supply Voltage



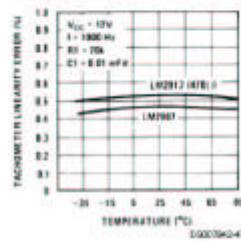
Tachometer Currents I_2 and I_3 vs Temperature



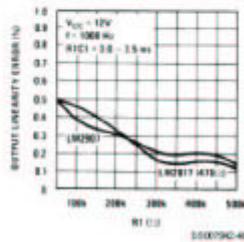
Tachometer Linearity vs Temperature



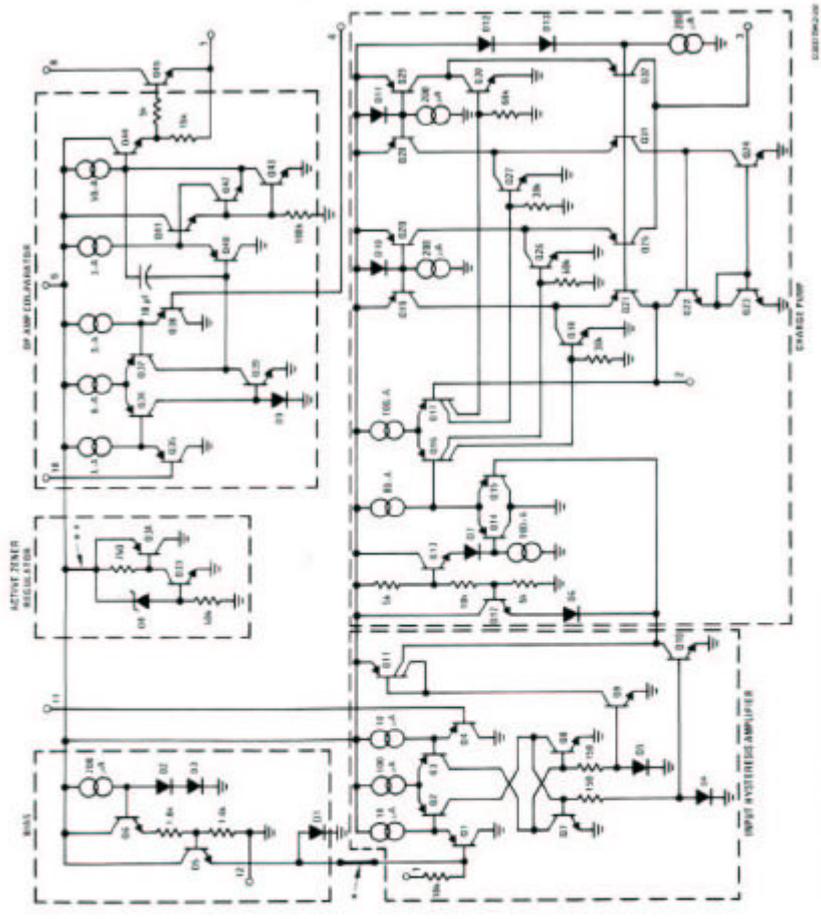
Tachometer Linearity vs Temperature



Tachometer Linearity vs R_1

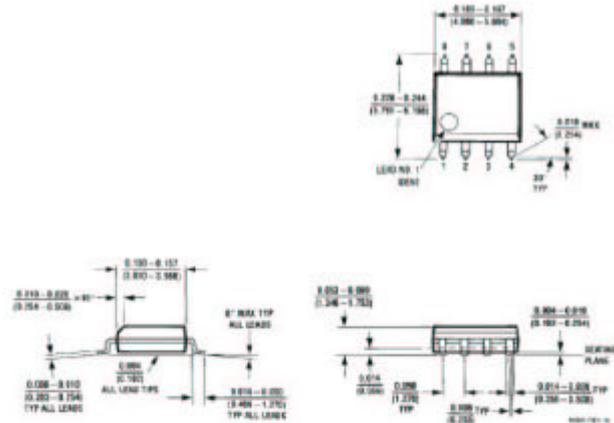


Equivalent Schematic Diagram

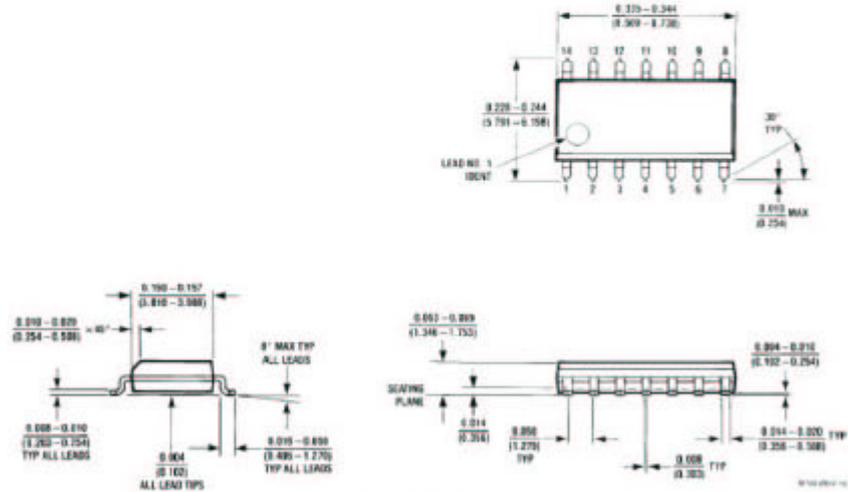


Note: This connection made LM2907 and LM2917. This connection made LM2907 and LM2917. This connection made LM2907 and LM2917.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

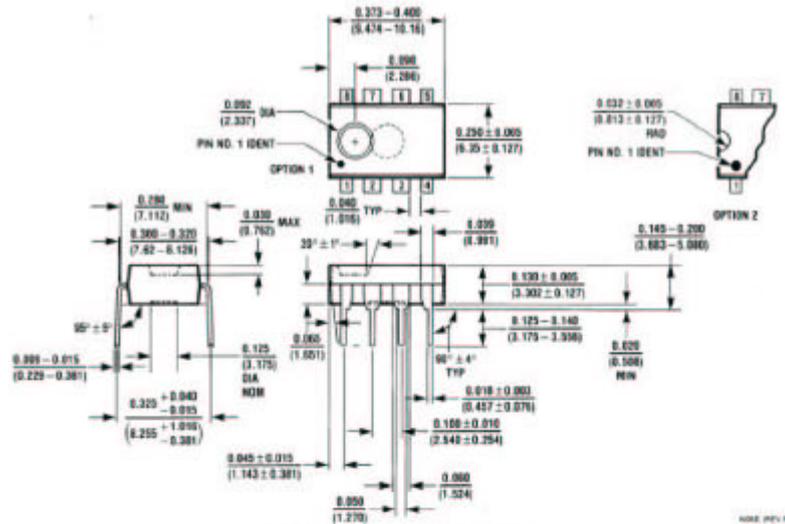


8-Lead (0.150" Wide) Molded Small Outline Package, JEDEC
 Order Number LM2907M-8 or LM2917M-8
 NS Package Number M98A

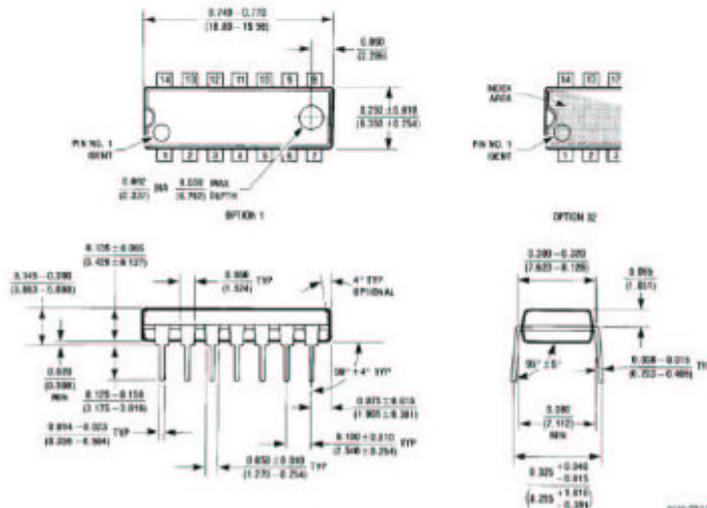


Molded SO Package (M)
 Order Number LM2907M or LM2917M
 NS Package Number M14A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM2907N-8 or LM2917N-8
NS Package Number N08E



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM2907N or LM2917N
NS Package Number N14A