

Rubén Corrales
6/3103.

T
629.832
REI

4.50.000
D19160
629.832 / REI
14104199
Fac. Eléctrica y Computación
Biblioteca



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE SERVOS PARA EL LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO

TESIS DE GRADUACION

Previa la obtención del Título de

INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION ELECTRONICA



D-19160

Presentada por:

ALFREDO XAVIER REINA LOGROÑO
JESUS VICENTE PARRA ZAMORA
LAURO NORBERTO VARGAS LOPEZ

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO

1998

LIBRERIA
CENTRAL



.....
ING. ARMANDO ALTAMIRANO

Presidente del Tribunal



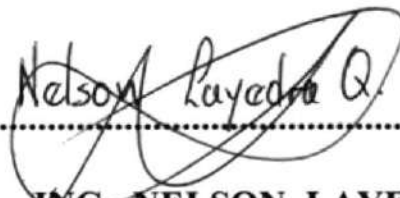
.....
ING. HUGO VILLAVICENCIO

Director de Tesis



.....
ING. NORMAN CHOOTONG

Miembro del Tribunal



.....
ING. NELSON LAYEDRA

Miembro del Tribunal

DEDICATORIA

AL PADRE CELESTIAL

A NUESTROS PADRES

A NUESTROS HERMANOS

AGRADECIMIENTO

Al Ing. Hugo Villavicencio V., por su apoyo
y guía en la culminación de esta obra.

Y a todos aquellos que colaboraron
incondicionalmente en el éxito de este trabajo
de tesis.

DECLARACION EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, nos corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL”.

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).

.....
ALFREDO XAVIER REINA LOGROÑO

.....
LAURO NORBERTO VARGAS LOPEZ

.....
JESUS VICENTE PARRA ZAMORA

RESUMEN

El propósito de esta tesis es el de dar a conocer el diseño y construcción de un servomecanismo para controlar la velocidad y posición de un motor DC utilizando circuitos analógicos y diseño de un controlador digital basado en un microcomputador.

En el capítulo 1 se mencionan los objetivos propuestos y una breve descripción del funcionamiento de nuestro sistema, el cual se ha dividido en dos partes: parte analógica y parte digital. En la parte analógica se analizan los diferentes circuitos de control y amplificación. En la parte digital se hace mención del diseño de la interface de adquisición de datos y del controlador digital.

En el capítulo 2 se analiza las diferentes fuentes de poder requeridas para nuestros circuitos, como son una fuente de poder no regulada de ± 32 V para el motor, una fuente de ± 15 V, una fuente de 8 V y una fuente de 5 V.

En el capítulo 3, se analiza las etapas amplificadoras, como son un amplificador sumador inversor, una etapa pre-amplificadora y un servo-amplificador los cuales sirven para controlar el motor.

En el capítulo 4 se analiza las características de los 3 diferentes tipos de motores utilizados en el sistema , actuando uno de ellos como motor DC, otro como tacho-generador y el último como generador. Este generador manejará carga, la cual servirá para analizar la respuesta transitoria del motor.

En el capítulo 5 se analiza la diferencia entre sistemas de lazo abierto y sistemas de lazo cerrado; luego se hace un estudio de los diferentes modos de control como son el *control proporcional, proporcional - integral, proporcional - derivativo, proporcional integral - derivativo*.

En el capítulo 6 se analiza la estabilidad del sistema . Para ello se procederá a realizar los cálculos de estabilidad del sistema utilizando el método del lugar geométrico de las raíces.

En el capítulo 7 se hace el estudio del diseño de la tarjeta de interfaz de datos utilizando puertos de entrada y salida y convertidores analógico-digital y digital-analógico.

En el capítulo 8 se explica el funcionamiento del sistema de control digital de velocidad detallando el recorrido de la señal a través de cada uno de los circuitos del controlador

digital. También se analiza la respuesta transiente , en el cual se comprobará el correcto funcionamiento del sistema digital.

En el capítulo 9 se explica el funcionamiento del control digital de posición del sistema y el manejo de la señal de posición a través del controlador. Se hace mención de las características de funcionamiento y construcción del codificador de eje del motor.

En el capítulo 10 se muestra el diseño de la circuitería (hardware) de todos los bloques componentes del sistema de control digital y analógico ; así como también se detallan las características de diseño del sistema.

En el capítulo 11 se explica el funcionamiento del programa haciendo uso de los diagramas de flujo y algoritmos utilizados ya sea para el control de velocidad como para el control de posición.

En el capítulo 12 se detallan específicamente el diseño de cada uno de los medidores digitales utilizados en nuestro sistema.

En la parte final se anexa cierta información técnica de los circuitos integrados. Se expone además el manual de usuario (digital y analógico) del sistema de servos con

los diferentes experimentos didácticos que realizarán los estudiantes en el Laboratorio de Control Automático. Se concluye con el listado completo del programa .

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN	6
INDICE GENERAL	10
INDICE DE FIGURAS	16
INDICE DE TABLAS	28
INTRODUCCION	30
PARTE ANALOGICA	
CAPITULO I	
OBJETIVOS Y DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA	32
1.1. OBJETIVOS	32
1.2. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA	33
CAPITULO II	
FUENTES DE ALIMENTACION	37
2.1. FUENTE DE PODER NO REGULADA	37
2.2. FUENTE DE PODER REGULADA BIPOLAR	38
2.3. FUENTES ADICIONALES	41
CAPITULO III	
AMPLIFICADORES DE SEÑAL	42

	Pág.
3.1. ETAPA PREAMPLIFICADORA	42
3.2. ETAPA AMPLIFICADORA	45
3.3. SERVOAMPLIFICADOR	46
CAPITULO IV	
SERVOS DC	48
4.1. GENERADOR: CARACTERISTICAS	48
4.2. TACOGENERADOR: CARACTERISTICAS	50
4.3. MOTOR: CARACTERISTICAS	51
4.3.1. CONTROL DE CAMPO	52
4.3.2. CONTROL DE ARMADURA	55
4.4. MEDICION DE LAS CARACTERISTICAS DEL MOTOR	59
4.5. RESPUESTA TRANSIENTE DEL MOTOR	60
4.6. CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR	62
4.7. CONTROL DE POSICION DEL MOTOR	65
CAPITULO V	
SISTEMAS REALIMENTADOS	69
5.1. SISTEMA DE LAZO ABIERTO VS. SISTEMA DE LAZO CERRADO	69
5.2. MODOS DE CONTROL EN SISTEMAS DE LAZO CERRADO	72
5.2.1. CONTROL PROPORCIONAL	73

	Pág.
5.2.2. CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL	77
5.2.3. CONTROL PROPORCIONAL-DERIVATIVO	82
5.2.4. CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL - DERIVATIVO	86
 CAPITULO VI	
ANALISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA	90
6.1. METODOS DE ANALISIS DE ESTABILIDAD	90
6.2. ESTABILIDAD DEL SISTEMA	92
6.3. CONDICIONES EXTREMAS DE FUNCIONAMIENTO	98
 PARTE DIGITAL	
 CAPITULO VII	
DISEÑO DE LA TARJETA DE INTERFAZ DE DATOS	100
7.1. TRANSMISION Y ADQUISICION DE DATOS	100
7.1.1. INTERFACE PROGRAMABLE PPI 8255	101
7.1.2. PUERTO DE ENTRADA/SALIDA 8212	106
7.1.3. DECODIFICADOR DE DIRECCIONES	110
7.2. CONVERSION DE DATOS	117
7.2.1. CONVERTIDOR DIGITAL - ANALOGICO DAC 0808	118
7.2.2. CONVERTIDOR ANALOGICO - DIGITAL ADC 0808	119
 CAPITULO VIII	
CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC	122

	Pág.
8.1. OBJETIVOS	123
8.2. DIAGRAMA DE BLOQUES	123
8.3. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA	125
8.3.1. INTERFACE ACONDICIONADORA DE ENTRADA	125
8.3.2. INTERFACE DE ENTRADA/SALIDA CON LA MICROCOMPUTADORA	126
8.3.3. INTERFACE ACONDICIONADORA DE SALIDA	131
8.4. ANALISIS DE RESPUESTA DEL SISTEMA	132
CAPITULO IX	
CONTROL DIGITAL DE POSICION DEL SISTEMA	149
9.1. OBJETIVOS	149
9.2. DIAGRAMA DE BLOQUES	149
9.3. CODIFICADOR DE EJE DEL MOTOR	151
9.4. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA	158
CAPITULO X	
DETALLES DEL DISEÑO	175
CAPITULO XI	
IMPLEMENTACION DEL PROGRAMA DE CONTROL DIGITAL	200
11.1. DESCRIPCION DE LENGUAJE ENSAMBLADOR	200

	Pág.
11.2. DIAGRAMA DE FLUJO DE PROGRAMA PRINCIPAL	205
11.3. IMPLEMENTACION DE LAS MACROS	210
11.4. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE <i>MUESTREO</i>	226
11.5. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL DE VELOCIDAD	230
11.5.1. ALGORITMO DE CONTROL <i>P</i>	239
11.5.2. ALGORITMO DE CONTROL <i>PI</i>	241
11.5.3. ALGORITMO DE CONTROL <i>PD</i>	244
11.5.4. ALGORITMO DE CONTROL <i>PID</i>	247
11.6. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL DE POSICION	250
11.6.1. ALGORITMO <i>RECTIFICA</i>	253
CAPITULO XII	
MEDIDORES DIGITALES	258
12.1. TACOMETRO DIGITAL	258
12.1.1. DISEÑO Y CONSTRUCCION	259
12.2. AMPERIMETRO DIGITAL	261
12.2.1. DISEÑO Y CONSTRUCCION	262
CONCLUSIONES	265

	Pág.
RECOMENDACIONES	267
APENDICES	269
A. MANUAL DEL USUARIO: EXPERIMENTOS	269
B. MANUAL TECNICO	394
C. LISTADO DEL PROGRAMA	403
BIBLIOGRAFIA	484

INDICE DE FIGURAS

FIG.	Pág.
1.1. Diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado	33
1.2. Diagrama de bloques de un sistema de control digital	35
2.1. Fuente de Poder No Regulada	38
2.2. Fuente de Poder Bipolar No Regulada	39
2.3. Fuente de Voltaje Regulada	40
2.4. Etapa de Regulación positiva	40
2.5. Fuentes adicionales de +8V y +5V	41
3.1. Etapa Pre-Amplificadora	43
3.2. Característica de Ganancia del Preamplificador	44
3.3. Etapa Amplificadora	45
3.4. Diagrama Representativo para el Servoamplificador	46
4.1. Voltaje generado vs. Velocidad para un Generador DC	49
4.2. Símbolo Esquemático del Tacómetro	51
4.3. Servoamplificador: Conexión de Campo	52
4.4. Velocidad vs. Voltaje de entrada	53
4.5. Velocidad vs. Torque	53

FIG.	Pág.
4.6. Diagrama de bloques de un motor controlado por Campo	53
4.7. Servoamplificador: Conexión de Armadura	55
4.8. Velocidad vs. Voltaje de entrada	56
4.9. Velocidad vs. Torque	56
4.10. Diagrama de bloques para el motor <i>dc</i> controlado por armadura	56
4.11. Circuito RC	61
4.12. Circuito del Motor	61
4.13. Respuesta de un circuito RC	62
4.14. Respuesta del motor	62
4.15. Sistema de Control de Velocidad	63
4.16. Sistema de Control de Posición	66
4.17. Condición Transiente	67
5.1. Sistema de control de lazo cerrado	70
5.2. Efectos de un sistema de lazo cerrado	72
5.3. Respuesta del Control Proporcional	74
5.4. Salida del Controlador a diferentes valores de KP	75
5.5. Diagrama del Controlador Proporcional	77
5.6. Controlador PI	80
5.7. Entrada al Controlador - función escalón unitario	80

FIG.	Pág.
5.8. Salida del Controlador PI	80
5.9. Diagrama esquemático del Controlador PI	81
5.10. Controlador Proporcional - Derivativo	84
5.11. Entrada al Controlador PD	84
5.12. Salida del Controlador PD	84
5.13. Diagrama esquemático del Controlador PD	85
5.14. Controlador PID	88
5.15. Entrada al Controlador PID	88
5.16. Salida del Controlador PID	88
6.1. Diagrama de bloques del sistema de Control de Posición	92
6.2. Diagrama de bloques reducido	93
6.3. Ubicación de las raíces para variaciones de K_2	96
6.4. Ubicación de las raíces con $K_3 = 1$, K_2 constante	97
6.5. Ubicación de las raíces con $K_3 = 5$, K_2 constante	98
7.1. Distribución de pines del 8255A	103
7.2. Distribución de pines del 8212	107
7.3. Aplicación como puerto de salida del 8212	108
7.4. Puerto de Salida final	111
7.5. Campo de Direcciones de I/O de una PC	112

FIG.	Pág.
7.6. Distribución de pines del 74ALS138	114
7.7. Circuito decodificador de direcciones para los dispositivos de I/O	117
7.8. Distribución de pines del DAC 0808	119
7.9. Distribución de pines del ADC 0808	122
8.1. Sistema de Control Digital de Velocidad	124
8.2. Circuito Acondicionador de Entrada	126
8.3. Circuito convertidor analógico - digital	127
8.4. Circuito convertidor digital - analógico	130
8.5. Circuito Acondicionador de Salida	132
8.6. Conexiones para control digital de velocidad	138
8.7. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 5$	139
8.8. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 8$	140
8.9. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - integral con $K_P = 5, K_I = 1/5$	141
8.10. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - integral con $K_P = 10, K_I = 1/5$	142
8.11. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional -	

FIG.	Pág.
integral con $K_P = 5$, $K_I = \frac{1}{2}$	143
8.12. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - diferencial con $K_P = 5$, $K_D = 1/10$	144
8.13. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - diferencial con $K_P = 5$, $K_I = 10$	145
8.14. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - integral - diferencial con $K_P = 5$, $K_I = 1/5$, $K_D = 1/10$	146
8.15. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - integral - diferencial con $K_P = 3$, $K_I = 1/5$, $K_D = 1/10$	147
8.16. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional - integral - diferencial con $K_P = 3$, $K_I = 1/5$, $K_D = 20$	148
9.1. Diagrama de bloques del sistema de Control de Posición	150
9.2. Representación del Disco Posicional	156
9.3. Diagrama completo de la Interface Acondicionadora de Salida	163
9.4. Diagrama de conexiones para el control digital de posición	171
9.5. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 1, 1/2, 1/5$ y $1/10$ para una demanda de 45 grados	172
9.6. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 1/2$ para una demanda de 0 - 45 - 135 - 315 grados	174

FIG.	Pág.
9.1. Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 1/5$ para una demanda de 0 - 90 - 0 grados	174
10.1. Fuente de poder +/- 15 V, +/- 27 V	177
10.2. Preamplificador	178
10.3. Servo amplificador	179
10.4. Circuito detector de error y circuito controlador	180
10.5. Tarjeta de interfaz de datos	181
10.6. Tacómetro digital y fuente de 8 V	182
10.7. Amperímetro digital y circuito de alarma (sobrecarga)	183
11.1. Diagrama de flujo del programa principal	209
11.2. Diagrama de flujo de la macro "GETCH"	215
11.3. Diagrama de flujo de la macro "CHRATRIB"	224
11.4. Diagrama de flujo de la macro "LEEPOSICION"	225
11.5. Diagrama de flujo del algoritmo "MUESTREO"	229
11.6. Diagrama de flujo de la subrutina "OBTIENE"	230
11.7. Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Velocidad "CONTROLVEL" (PARTE A)	234
11.8. Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Velocidad "CONTROLVEL" (PARTE B)	235

FIG.	Pág.
11.9. Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Velocidad “CONTROLVEL” (PARTE C)	236
11.10. Diagrama de flujo del algoritmo “P”	240
11.11. Diagrama de flujo del algoritmo “PI” (PARTE A)	243
11.12. Diagrama de flujo del algoritmo “PI” (PARTE B)	244
11.13. Diagrama de flujo del algoritmo “PD”	246
11.14. Diagrama de flujo del algoritmo “PID” (PARTE A)	248
11.15. Diagrama de flujo del algoritmo “PID” (PARTE B)	249
11.16. Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Posición “CONTROLPOS”	252
11.17. Diagrama de flujo del algoritmo “RECTIFICA”	256
11.18. Diagrama de flujo del algoritmo “RECTIFICA2”	257
12.1. Representación esquemática del tacómetro digital	259
12.2. Representación esquemática del amperímetro digital	261
A.1. Displays del tacómetro digital	270
A.2. Panel de control	271
A.3. Displays del amperímetro digital y representación del parlante	272
A.4. Simbología de tierra	273
A.5. Conector para el motor	273

FIG.	Pág.
A.6. Conector para el sensor óptico	274
A.7. Conector para el codificador de eje	274
A.8. Conector para el computador	275
A.9. Representación del switch campo/ armadura	276
A.10. Representación del switch analógico/ digital	276
A.11. Representación del switch encendido/ apagado	277
A.12. Representación del switch de carga	278
A.13. Representación del circuito detector de error	279
A.14. Representación del circuito preamplificador	281
A.15. Representación del circuito servo- amplificador	282
A.16. Menú principal del programa	287
A.17. Pantalla de control de velocidad del programa	288
A.18. Pantalla de control PI del programa	289
A.19. Pantalla de control de posición del programa	291
A.20. Diagrama de bloques para un sistema de control de velocidad	294
A.21. Diagrama esquemático para el control de velocidad	295
A.22. Diagrama de bloques para determinar K_t	299
A.23. Respuesta del sistema para $G = 1$	301
A.24. Respuesta del sistema para $G = 10$	302

FIG.	Pág.
A.25. Respuesta del sistema para $G = 1$ y $G = 10$	305
A.26. Respuesta transiente para una entrada escalón	308
A.27. Diagrama de bloques para un sistema de control de posición	309
A.28. Circuito correspondiente al diagrama de bloques de la figura A. 27	310
A.29. Circuito para determinar el K_{pre}	311
A.30. Determinación de K_{pre}	311
A.31. Diagrama de bloques para determinar K_m	312
A.32. Respuesta del motor para una entrada tipo escalón	314
A.33. Determinación de τ_m	314
A.34. Determinación de K_v	316
A.35. Respuesta del sistema para $K_v = 4$	320
A.36. Respuesta del sistema para $K_v = 6.25$	320
A.37. Respuesta del sistema para $K_v = 10$	321
A.38. Respuesta del sistema para $K_v = 4$, $K_3 = 10\%$	321
A.39. Respuesta del sistema para $K_v = 6.25$, $K_3 = 10\%$	322
A.40. Respuesta del sistema para $K_v = 10$, $K_3 = 10\%$	322
A.41. Respuesta del sistema para $K_v = 4$, $K_3 = 30\%$	323
A.42. Respuesta del sistema para $K_v = 6.25$, $K_3 = 30\%$	323
A.43. Respuesta del sistema para $K_v = 10$, $K_3 = 30\%$	324

FIG.	Pág.
A.44. Diagrama de bloques reducido para el control de posición	325
A.45. Diagrama de bloques mínimo para el control de posición	325
A.46. Diagrama de bloques para el control de posición	335
A.47. Respuesta de frecuencia de un servomecanismo de posición	344
A.48. Diagrama de bloques de un sistema controlador	346
A.49. Diagrama de bloques de un controlador PID	347
A.50. Diagrama de bloques de un controlador P	348
A.51. Respuesta del sistema para diferentes valores de KP	348
A.52. Diagrama de bloques para un controlador PI	349
A.53. Comportamiento del sistema para un controlador PI	349
A.54. Diagrama de bloques de un controlador PD	350
A.55. Comportamiento del sistema para un controlador PD	350
A.56. Comportamiento del sistema para un controlador PID (KD variable)	351
A.57. Comportamiento del sistema para un controlador PID	352
A.58. Diagrama de bloques reducido de un controlador PID	353
A.59. Ubicación de las raíces para $KD = 1/10$	355
A.60. Ubicación de las raíces para $KD = 1$	356
A.61. Ubicación de las raíces para $KD = 2$	357
A.62. Ubicación de las raíces para $KD = 10$	358

FIG.	Pág.
A.63. Ubicación de las raíces para $KI = 1$	359
A.64. Ubicación de las raíces para $KP = 5$	360
A.65. Conexión del motor para determinar Kt	363
A.66. Sistema de control de velocidad en lazo abierto	365
A.67. Sistema de control de velocidad en lazo cerrado	366
A.68. Circuito para determinar $Kpre$	369
A.69. Conexión del sistema para determinar Km y τm	370
A.70. Diagrama de bloques del sistema de posición	372
A.71. Diagrama esquemático del sistema de posición	373
A.72. Sistema utilizado para determinar la respuesta de frecuencia	377
A.73. Sistema de control de posición de lazo abierto	379
A.74. Diagrama de bloques cerrando el lazo	381
A.75. Sistema controlador PID	383
B.1. Circuito integrado 8255	395
B.2. Circuito integrado 8212	396
B.3. Diagrama de bloques interno del 8212	397
B.4. Circuito integrado DAC 0808	398
B.5. Diagrama interno del DAC 0808	399

FIG.	Pág.
B.6. Circuito integrado ADC 0808	401
B.7. Diagrama interno del ADC 0808	402

INDICE DE TABLAS

TABLA	Pág.
7.1. Dispositivos de I/O	113
7.2. Tabla de Verdad del Decodificador 74ALS138	115
7.3. Estados del bus de dirección para las salidas de habilitación del 74ALS138	116
9.1. Equivalentes en código binario y gray para los números de 0 a 31	154
9.2. Correspondencia entre la posición hexadecimal del disco y los grados de circunferencia	157
9.3. Voltajes analógicos de la Interface Acondicionadora de Salida	164
A.1. Valores de velocidad con Ganancia = 1	300
A.2. Valores de velocidad con Ganancia = 10	301
A.3. Valores de Velocidad vs. Torque con Ganancia = 1	304
A.4. Valores de Velocidad vs. Torque con Ganancia = 10	304
A.5. Valores para el cálculo de la constante Kv	316
A.6. Valores para una entrada tipo escalón	319
A.7. Valores para una entrada tipo impulso	319
A.8. Valores de respuesta para una entrada tipo escalón	330

TABLA	Pág.
A.9. Valores de W obtenidos para el sistema en lazo cerrado	338
A.10. Cuadro comparativo entre Valores Experimentales y Teóricos	343
A.11. Determinación de θ_i para variaciones de K2	375
A.12. $\zeta = 0.25$	380
A.13. $\zeta = 0.45$	381
A.14. Determinación de Ess	388
A.15. Determinación de características de Vg (PI)	389
A.16. Determinación de características de Vg (PD)	390
A.17. Determinación de características de Vg (PID)	391

INTRODUCCION

Todo proceso en la naturaleza se rige bajo un modelo de control. El hombre siempre ha buscado optimizar estos procesos y controlar parte del medio que lo rodea, usualmente denominado sistema, con la finalidad de proporcionar un producto económico y útil en beneficio de la sociedad.

El presente trabajo ilustra el diseño y construcción de un sistema de control utilizando métodos analógicos y digitales. Nuestro sistema está conformado en su estructura analógica por un circuito sumador, amplificador y uno de fuerza el cual se encarga de manejar el motor DC. La estructura digital está conformado por una tarjeta de interfaz de datos y un circuito de fuerza encargado de operar el motor de acuerdo a las órdenes enviadas por el microcomputador a través de la tarjeta controladora de datos.

Primeramente para el control analógico se presenta un estudio teórico y práctico del funcionamiento de los componentes del sistema. Para el control digital se presenta un análisis del diseño y construcción de la tarjeta de interfaz de datos. El control digital además incluye un algoritmo de control PID el cual es implementado en un programa escrito en lenguaje ensamblador. Mediante el programa se permite el ingreso de variables

de control de una manera fácil para el usuario. Todo el análisis y estudio se ha implementado en un banco de pruebas el cual representa un equipo didáctico para el Laboratorio de Control Automático.

CAPITULO 1

OBJETIVOS Y DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA

1.1. OBJETIVOS

Debido a la necesidad de equipos didácticos para complementar con experimentos prácticos las clases teóricas en el área de control automático, se diseñará un sistema de servos tomando en cuenta criterios didácticos para la enseñanza de los diferentes sistemas tales como: control de velocidad y control de posición e ilustrando las diferentes acciones de algoritmos generalizados PID. Se diseñará las interfaces necesarias para ejercer acciones de control mediante el computador. Todos los circuitos estarán ensamblados en un banco experimental en el laboratorio de control automático que será utilizado por los estudiantes de tal manera que lleguen a una comprobación de la teoría de control y que tengan una cierta

experiencia con la práctica.

1.2. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA

Un sistema de lazo cerrado genera una señal de error la cual opera el sistema. En la figura 1.1 se muestra un diagrama de bloques de un **sistema de lazo cerrado**.

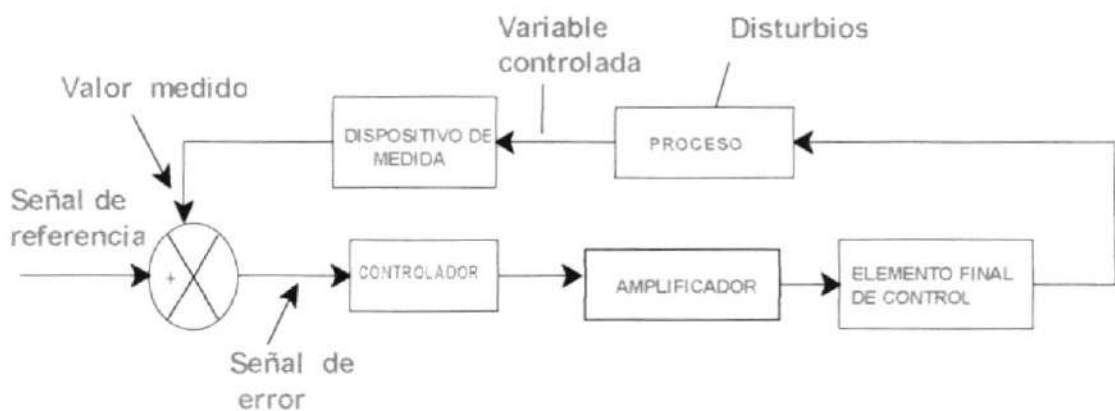


Figura 1.1 Diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado

En primer lugar una cierta variable de proceso que está siendo controlada (velocidad mecánica o posición mecánica) es medida y enviada a un comparador que en nuestro caso es un circuito sumador analógico implementado con opamps. Este sumador hace la comparación entre el valor de referencia, el cual representa el valor deseado de la variable, y el valor medido de la variable controlada. El comparador genera entonces una señal de error la cual representa la diferencia entre el valor deseado y el

valor medido. El controlador recibe la señal de error y genera un señal de salida. La relación existente entre la señal de salida del controlador y la señal de error depende del diseño y ajuste del controlador. Si se tiene un controlador proporcional el sistema opera siempre con una desviación o sea una señal de error apreciable.

Cuando se dispone de un controlador proporcional integral, en el cual la parte proporcional controla el sistema en proporción al error que exista en ese momento, la parte de control integral se da cuenta que existe un error (desbalance), por lo tanto a medida que pasa el tiempo, el control integral ayuda a reducir el desbalance, con lo que eventualmente el error se reduciría a cero.

Por otro lado cuando el control es proporcional derivativo, un rápido cambio en el error produce una acción correctora mayor que un cambio lento en el error; o sea la parte derivativa del controlador intenta mirar adelante y prevee que el proceso sufrirá un gran cambio basándose en las medidas actuales.

Finalmente un controlador PID resulta de la combinación de las 3 anteriores. En la figura 1.1 se muestra que la salida del controlador es enviada al elemento final de control; puede ser necesaria una amplificación si la señal de salida del controlador no tiene la suficiente potencia para manejar el dispositivo final de control que en nuestro caso es un motor DC. El dispositivo de medida es un tacómetro que genera una señal

de voltaje proporcional a la velocidad del motor, lo cual nos da el valor medido. En cuanto al sistema de control digital la señal de error es generada en el computador mediante la sustracción del valor deseado ingresado por el teclado y el valor actual de medición o variable del proceso(velocidad o posición). En la figura 1.2 se muestra el diagrama de bloques para este sistema.

El microcomputador mide la velocidad actual del motor (esta velocidad es suministrada por el tacogenerador cuando se trata de un control de velocidad) o mide la posición actual del motor la cual es suministrada por el codificador de eje.

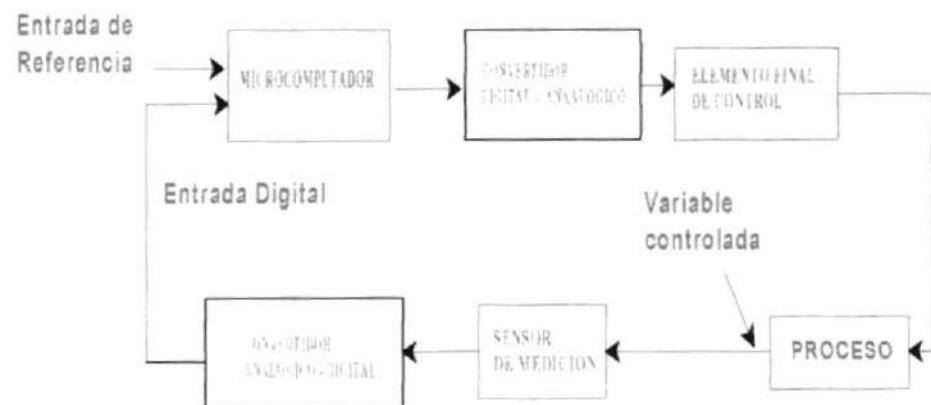


Figura 1.2 Diagrama de bloques de un sistema de control digital

cuando se trata de un control de posición. Luego compara la posición o velocidad actual con la posición o velocidad deseada produciendo un error. Con el error

producido se genera la señal de control de acuerdo al algoritmo aplicado por el microcomputador.

Esta señal de control es procesada por un circuito convertidor digital - analógico que luego es amplificada para operar el elemento final de control (motor DC) . El sensor de medición mide la señal de salida la cual es procesada por un convertidor analógico - digital para ser enviada al microcomputador.

CAPITULO II

FUENTES DE ALIMENTACION

2.1 FUENTE DE PODER NO REGULADA

La mayor parte de los dispositivos electrónicos requieren voltajes dc para poder operar. La fuente de alimentación disponible más fácil de obtener es de la red de 110V ac a 60 Hz. El circuito que convierte este voltaje ac en un voltaje dc se denomina fuente de alimentación dc.

Se requiere un transformador para reducir el voltaje de suministro que puede ser 115V AC a un voltaje más bajo. Los voltajes del transformador se dan en términos de valores *rms*. En la fig.2.1 se muestra el transformador utilizado en nuestro diseño. El transformador está especificado como de 115 V a 40 V. Con 115 V rms

conectado al primario, se desarrolla 40 V rms en el secundario, en nuestro caso tenemos un transformador con derivación central. El máximo voltaje instantáneo E_m está relacionado con el valor Erms por : $E_m = 1.4 E_{rms}$

El siguiente paso consiste en convertir el voltaje más bajo de ca en corriente pulsante dc . Esto se consigue mediante la rectificación con diodos de silicio o germanio; en la fig. 2.1 se muestra esta rectificación. El voltaje dc pulsante, no es dc pura, de modo que se coloca un capacitor de filtrado entre los terminales de salida de dc . Este capacitor suaviza los pulsos de salida y produce un voltaje dc de salida casi puro V_L . V_L es el voltaje no regulado que suministra potencia a la carga, en nuestro caso hacia el motor el cual opera con un voltaje de 27 V dc .

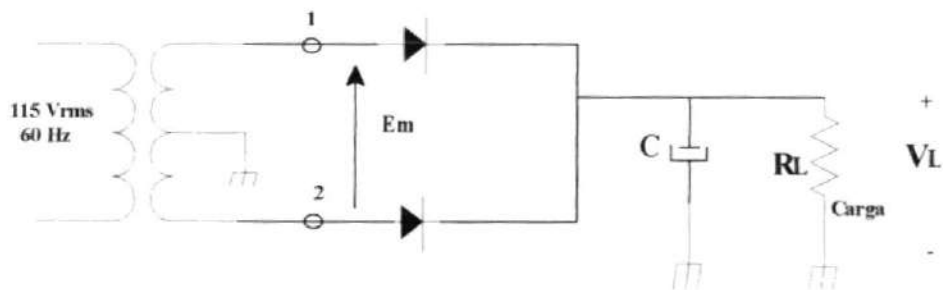


Figura 2.1 Fuente de Poder No Regulada

2.2 FUENTE DE PODER REGULADA BIPOLAR

La regulación de voltaje es necesario para evitar que el voltaje dc no regulado

disminuya conforme aumenta la corriente de carga y también para evitar que el voltaje de rizado aumente. Si la terminal central de la fuente de alimentación se pone a tierra en la figura 2.2 , se tiene una fuente de alimentación bipolar no regulada.

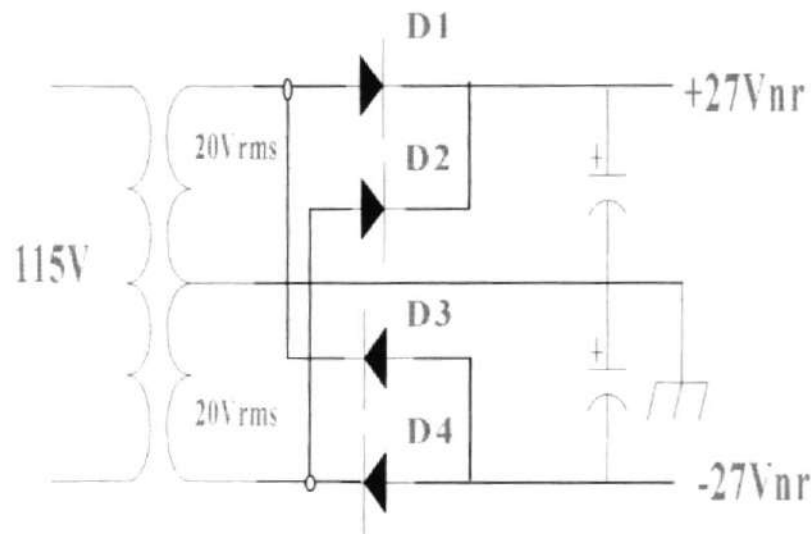


Figura 2.2 Fuente de Poder Bipolar No Regulada

Las desventajas de la fuente de poder no regulada se pueden minimizar al añadir una sección de regulación de voltaje como se muestra en la figura 2.3. La fuente de alimentación resultante se clasifica como fuente de voltaje o fuente de poder regulada, que para el presente estudio tiene una fuente de ± 15 V. En la figura 2.4 se muestra un circuito de regulación de +15V.

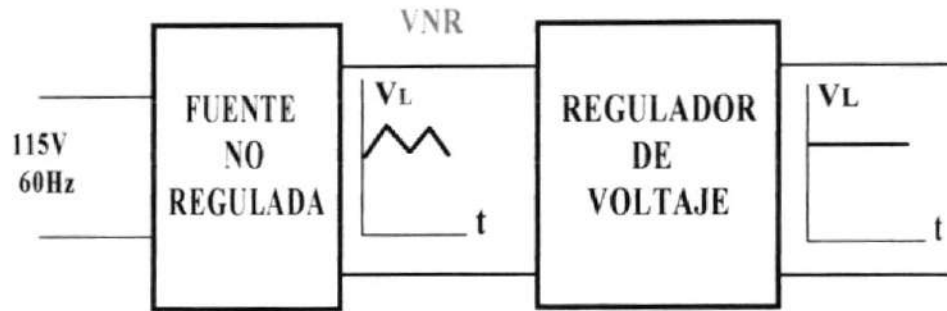


Figura 2.3 Fuente de Voltaje Regulada

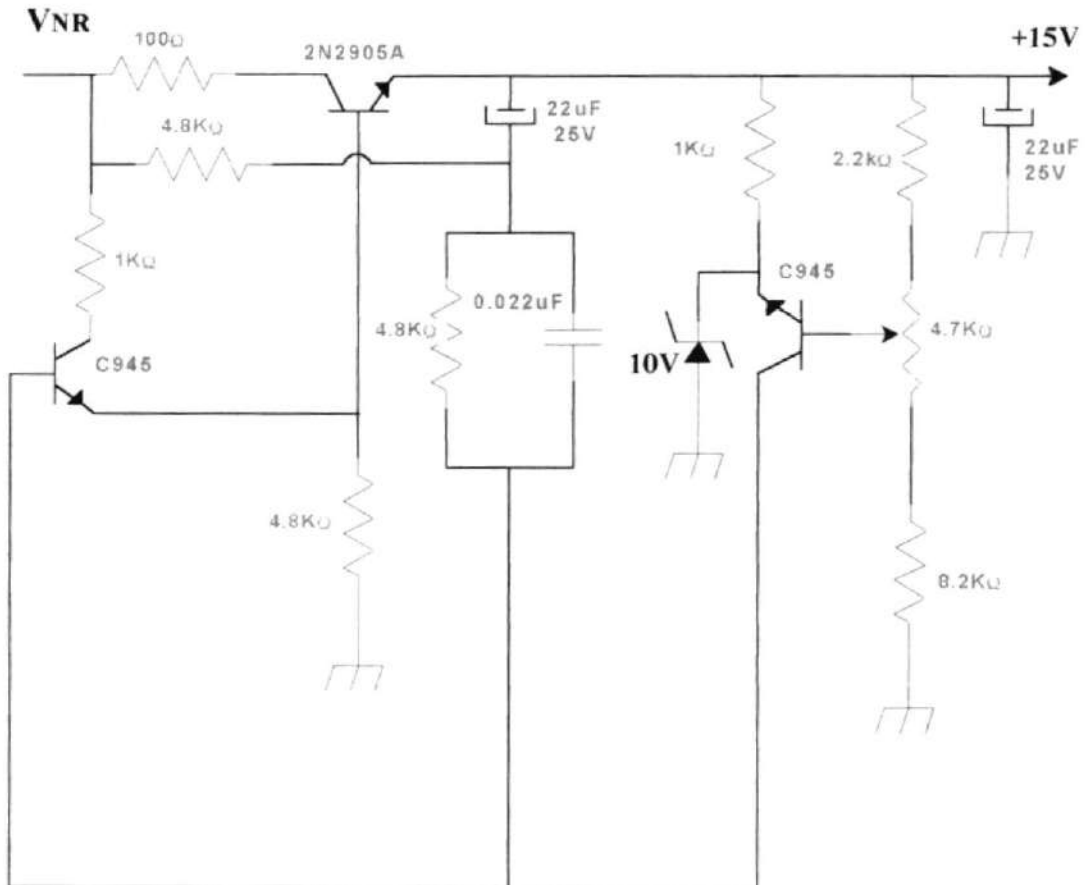


Figura 2.4 Etapa de Regulación positiva

2.3 FUENTES ADICIONALES

Las fuentes adicionales requeridas para nuestro proyecto son una de 8V (para el tacómetro) y otra de +5V (para el amperímetro). Estas fuentes están diseñadas con reguladores de voltaje tipo circuito integrado como son el LM7805 y el LM7808. En la fig.2. 5 se muestra estas fuentes:

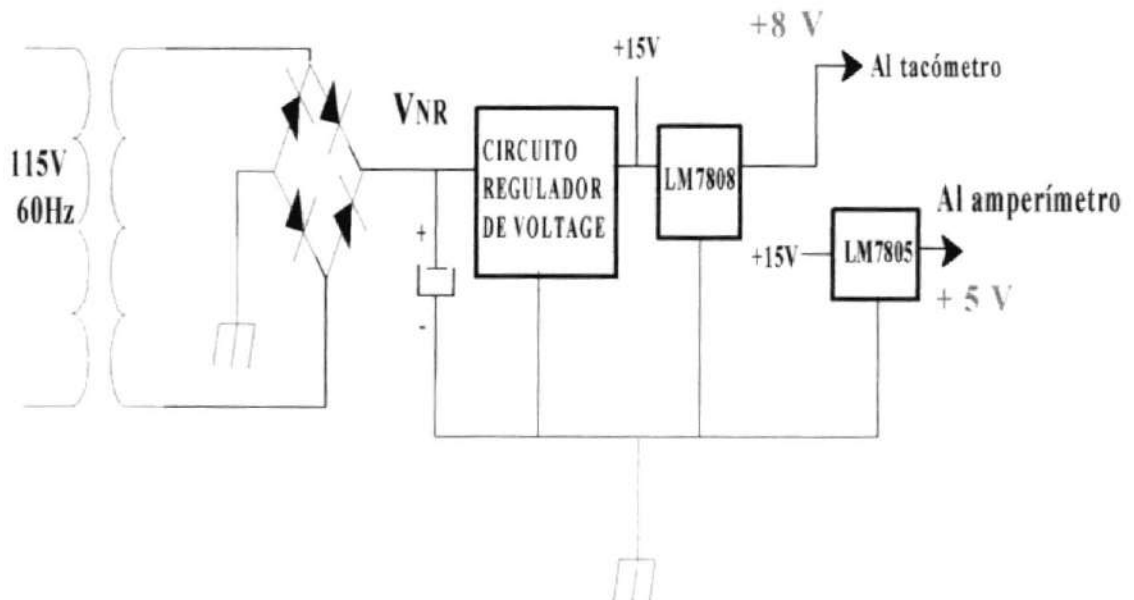


Figura 2. 5 Fuentes Adicionales de +8 V y +5 V

CAPITULO III

AMPLIFICADORES DE SEÑAL

3.1 ETAPA PREAMPLIFICADORA

Un sistema amplificador consiste en un transductor de entrada en el cual ingresa una señal, seguido por un amplificador de señales pequeñas, un amplificador de señales grandes y un dispositivo transductor de salida. La señal de entrada del transductor es generalmente pequeña y debe amplificarse suficientemente para operar algún dispositivo de salida. Los factores de principal interés en los amplificadores de señal pequeña es la linealidad y la ganancia. Puesto que la señal de voltaje y corriente dentro de su propia entrada es pequeña, la capacidad de manejo de potencia y la eficiencia de potencia son de poca preocupación. Estos amplificadores

de voltaje proporcionan una señal de voltaje suficientemente grande a las etapas amplificadoras de señal grande para operar dispositivos de salida tales como motores que en nuestro caso operará un motor dc de 1/50 Hp.

Esta etapa amplificadora corresponde a un amplificador de señales pequeñas. En la figura 3.1 se muestra la representación esquemática para este preamplificador. La característica de esta etapa es su alta ganancia, por lo tanto es necesario un pequeño voltaje de entrada entre -1 y 1 V. Esta etapa tiene una ganancia de aproximadamente 20, con un voltaje de salida entre +13 V y -13 V. Además tiene la característica de poseer dos entradas y dos salidas. Para una entrada positiva en el pin 1 se tendrá un voltaje positivo en el pin 3 y un voltaje de 0 V en el pin 4; en cambio para una entrada negativa en el pin 1 se tendrá un voltaje de salida positivo en el pin 4 y un voltaje de 0 V en el pin 3, característica que nos sirve para manejar el motor en las dos direcciones. En la figura 3.2 se muestra las características tanto de ganancia como de linealidad de esta etapa, por lo tanto este amplificador se lo utilizará en su zona lineal que corresponde a un rango de voltaje de entrada entre -0.6 V y +0.6 V.

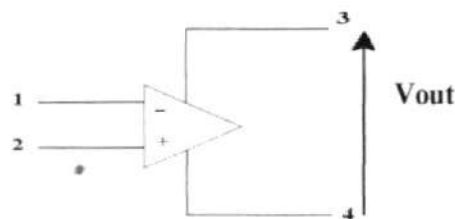


Figura 3.1 Etapa Pre - Amplificadora

La entrada 2 se conecta a tierra. En el capítulo 10 se muestra el diagrama esquemático del preamplificador usado en este proyecto.

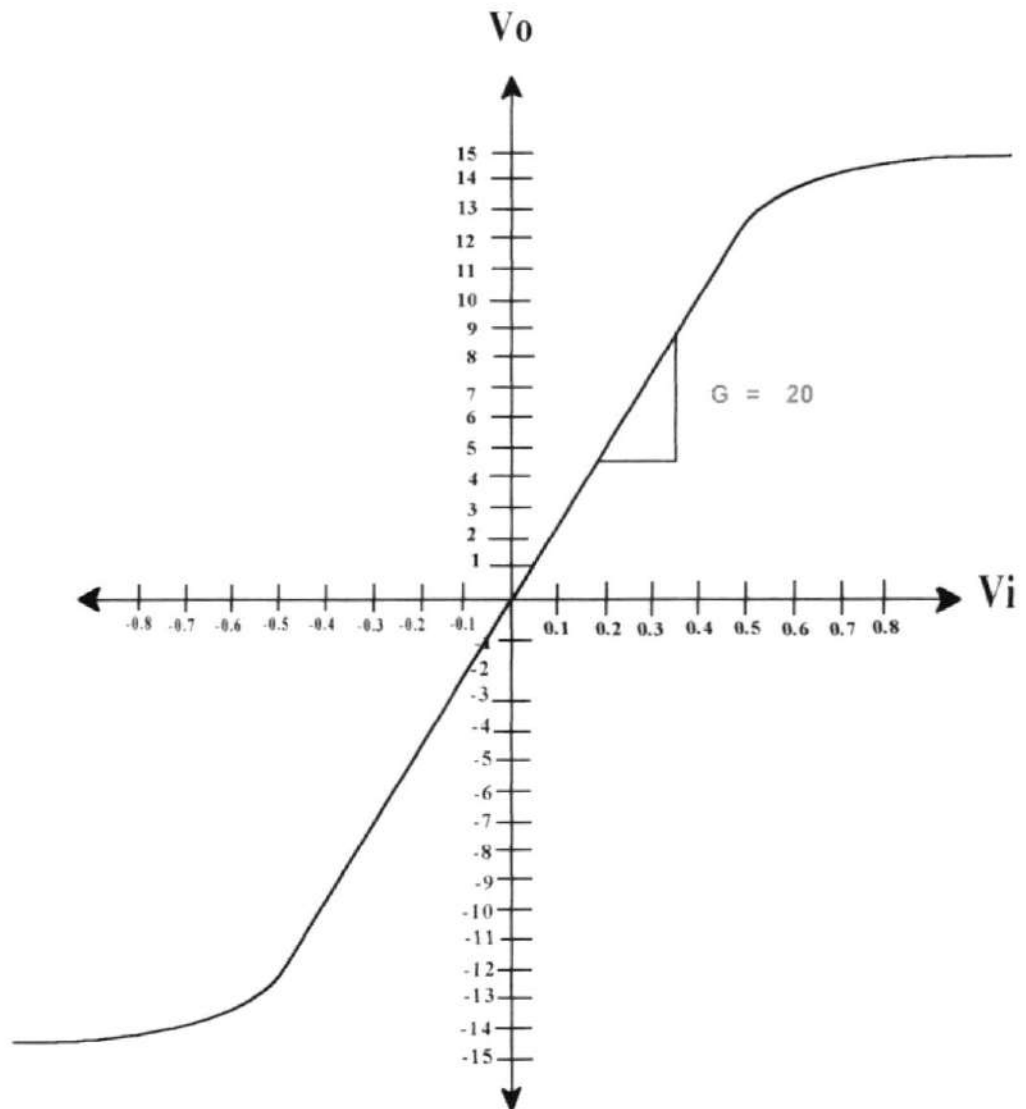


Figura 3.2 Característica de Ganancia del Preamplificador

3.2 ETAPA AMPLIFICADORA

Esta etapa consta de un amplificador operacional usado como un amplificador inversor - sumador implementado con CI LM741. En la figura 3. 3 se muestra el circuito completo . La realimentación está abierta para proporcionarle ganancia variable o ganancia de 1 cerrando la realimentación. Si cerramos el lazo, el voltaje de salida es : $V_o = - (V_1 + V_2 + V_3)$, si tenemos resistencias iguales ; pero, si introducimos una ganancia variable con P1, entonces tendremos:

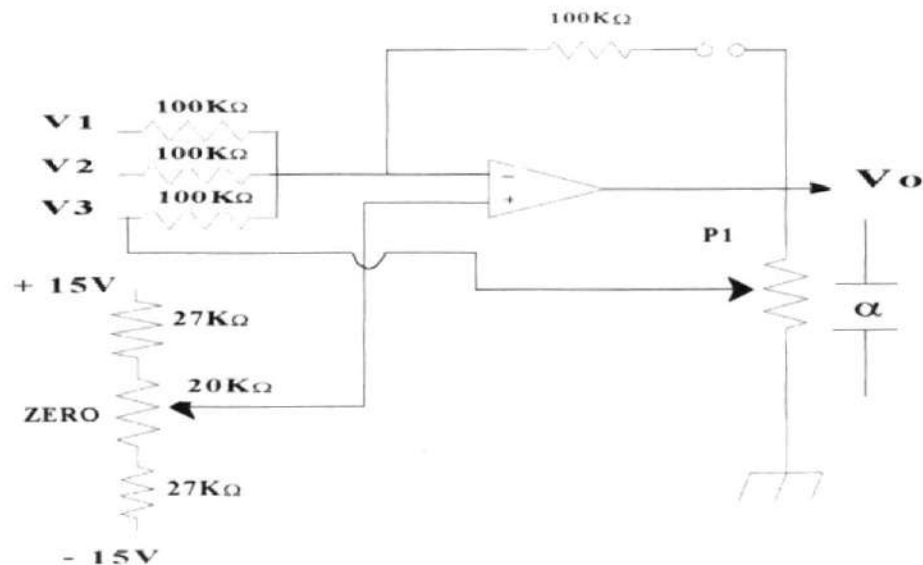
$$V_o = - (V_1 + V_2 + V_3) / \alpha, \alpha \text{ es un porcentaje de } P1.$$


Figura 3. 3 Etapa Amplificadora

Para nuestro proyecto este amplificador se denominará comparador o *detector de error*. Para utilizar este detector de error el primer paso será encerrarlo (ver manual del usuario), anulando de este modo el voltaje offset que se presenta en la salida.

3.3 SERVO AMPLIFICADOR

El servo es un amplificador que le da ganancia de potencia a la señal proveniente del preamplificador para manejar el motor. En este tipo de amplificadores dc se presentan problemas prácticos debido al acoplamiento directo, ya que cualquier cambio en el voltaje de polarización de los transistores debido a la variación de la fuente de alimentación, cambios de temperatura o envejecimiento de los componentes es tratado como una señal de entrada real. En la figura 3. 4 se muestra una representación esquemática de este servo amplificador.

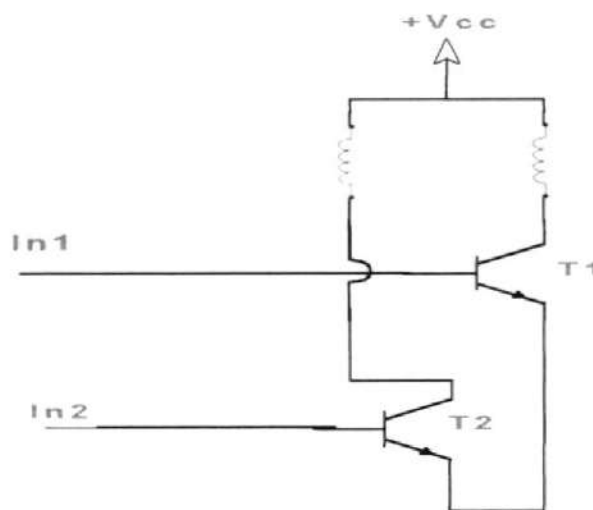


Figura 3. 4 Diagrama representativo para el Servo amplificador

En el capítulo 10 se muestra el diagrama esquemático del servo amplificador tanto para la conexión de armadura como de campo.

Este circuito amplificador tiene dos entradas positivas (externas), las cuales hacen girar al motor en dos sentidos. Este motor es de 1/50 Hp.

Si aplicamos una señal (voltaje positivo) a la entrada 1(ver diagrama esquemático del servo amplificador en el capítulo 10), este voltaje hace conducir a T2, entonces, el motor rotará a la derecha y con T4 (positivo) el motor rotará en sentido contrario. La armadura se conecta internamente entre el emisor de T2 o T4 y GND para control de armadura . Con este control el campo es conectado a los + 27 voltios a través de una resistencia de 0.5Ω . Los - 27 voltios sirven para asegurar que T2 o T4 conduzcan cuando el voltaje de entrada sea suficiente para poner en funcionamiento al motor. Los transistores T5 y T6 polarizan a T1 y T3 tanto para control de campo o armadura, respectivamente. Si queremos hacer girar el motor en sentido opuesto al anterior, lo único que se debe hacer es aplicar una señal de voltaje a la entrada 2 por medio de la cual entra a funcionar T3 y T4, e internamente el voltaje de alimentación se conecta a la otra mitad del devanado de campo; la entrada que no se usa se conectará a tierra.

CAPITULO IV

SERVOS DC

4.1. GENERADOR: Características

Cuando la variable controlada en un sistema de lazo cerrado es una función mecánica, este se denomina un servo sistema. En nuestro caso tenemos el sistema de control de posición, en el cual todos los elementos en conjunto se denominan servo mecanismos *dc* ya que básicamente funcionan con corriente *dc*. Los principales elementos son los potenciómetros tanto de entrada como de salida, el servo motor y el servo amplificador.

Los generadores *dc* son los mismos motores *dc*, con la diferencia en el sentido de flujo de potencia. En nuestro caso tenemos un generador *dc* con imán permanente, el cual produce el campo. La ecuación del voltaje generado en un generador *dc* es :

$$V_g = K \cdot B \cdot \omega \quad [v]$$

donde V_g representa el voltaje generado, K es alguna constante de proporcionalidad (que depende de la longitud y diámetro del rotor, etc) B es la fuerza del campo magnético (constante) y ω es la velocidad en rev/min. El voltaje generado es proporcional a la velocidad del eje hasta una velocidad de 440 rad/seg, como se muestra en la figura 4.1 ya que para velocidades mayores el generador entra a la zona de saturación es decir el voltaje generado no aumenta mas. Este generador será acoplado al eje de alta del motor de pruebas para simular *carga* mediante un banco de resistencias que será conectado en los terminales del generador, en la práctica 1 se tendrá estas pruebas con carga. No se ha considerado la caída de tensión en las escobillas y armadura ya que su caída es mínima.

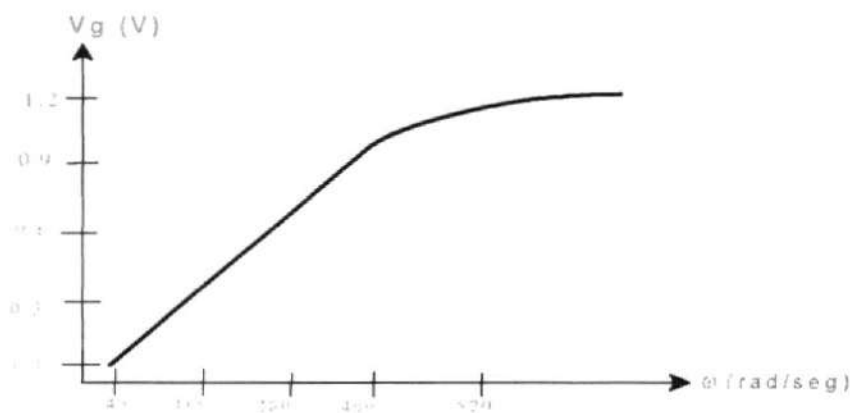


Figura 4.1 Voltaje generado vs. Velocidad para un Generador DC

4.2. TACOGENERADOR : Características

El tacogenerador a utilizar en los experimentos es un pequeño generador *dc* con imán permanente , el cual se lo usa como el elemento que transforma proporcionalmente la velocidad del motor en voltaje.

Este generador es el elemento de realimentación a nuestro sistema de control completando el sistema de lazo cerrado. Es necesario que el tacogenerador sea conectado con la polaridad correcta (Ver manual del usuario : apéndice A) ya que este se opondrá al voltaje de referencia en la entrada del servo amplificador.

Esto significa que si la velocidad disminuye debido a un incremento en la carga luego una señal más larga es habilitada para manejar el amplificador y mantener la velocidad constante.

Si la polaridad es incorrecta, la velocidad del motor se incrementará, ya que corresponde a una realimentación positiva que puede hacer que el sistema colapse. En el manual del usuario se presenta una tabla con valores obtenidos para voltaje y velocidad ; en el cual se obtuvo un máximo de 13 V para una velocidad de 6000 rev/min. En la figura 4.2 se muestra el simbolo esquemático del tacómetro para un giro de velocidad en favor de las manecillas de reloj.

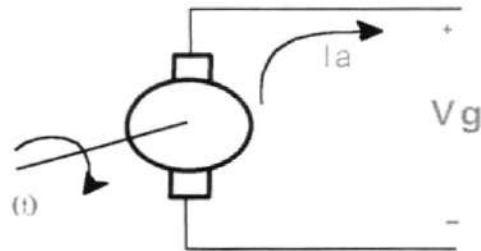


Figura 4.2 Símbolo Esquemático del Tacómetro

4.3. MOTOR : Características

Una característica esencial de cualquier sistema eléctrico de control de velocidad o posición es un *motor* eléctrico con una fuente de poder asociada y fase amplificadora para controlar el voltaje aplicado al motor en respuesta a una señal pequeña de control. Además, usualmente es necesario para el motor ser reversible. Las características del motor, esto es velocidad vs. voltaje y velocidad vs. torque tanto para conexión de campo como de armadura, se analizan a continuación.

4.3.1. CONTROL DE CAMPO

Colocando el motor como en la figura 4.3 la corriente en cada uno de los transistores es largamente determinada por cada una de las señales de entrada, es decir, es más sensitivo ya que para un pequeño incremento en la entrada, la velocidad aumenta rápidamente una vez que la rotación ha comenzado. Esto es

porque el torque suficiente ha sido obtenido para vencer la fricción de las escobillas, luego la corriente provista permanecerá constante en el colector ya que la fuerza contra electromotriz no afecta la corriente a través del transistor; el motor puede acelerar lentamente hasta una velocidad alta sino ha sido cargado. Luego si aplicamos una pequeña carga causa una gran reducción en velocidad porque la corriente no se incrementa con el decrecimiento de la velocidad como si ocurre con la conexión de armadura. Esto puede ser una desventaja, es decir, que no es aconsejable en un sistema de lazo cerrado ya que afectaría la estabilidad del sistema. En las figuras 4.4 y 4.5 se muestran las características para este tipo de conexión.

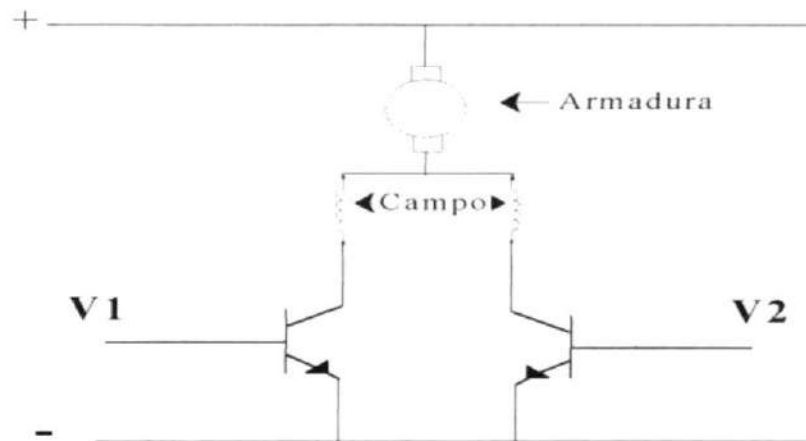


Figura 4.3 Servo Amplificador: Conexión de campo

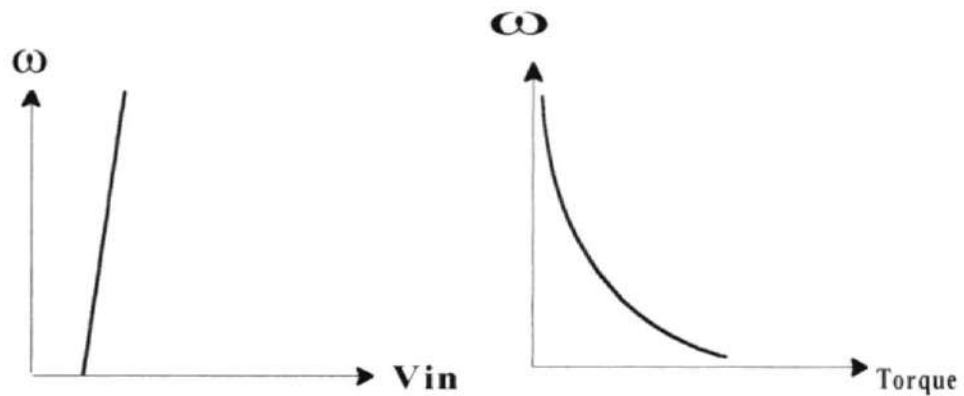


Figura 4. 4 Velocidad vs. voltaje de entrada Figura 4. 5 Velocidad vs. Torque

En la figura 4.6 se ilustra el modelo del diagrama de bloques de un motor controlado por campo, en el cual se muestra que no tiene realimentación, por lo tanto es un sistema de lazo abierto, es decir, no es controlable ya que para pequeños cambios en la entrada la velocidad sube o baja rápidamente.

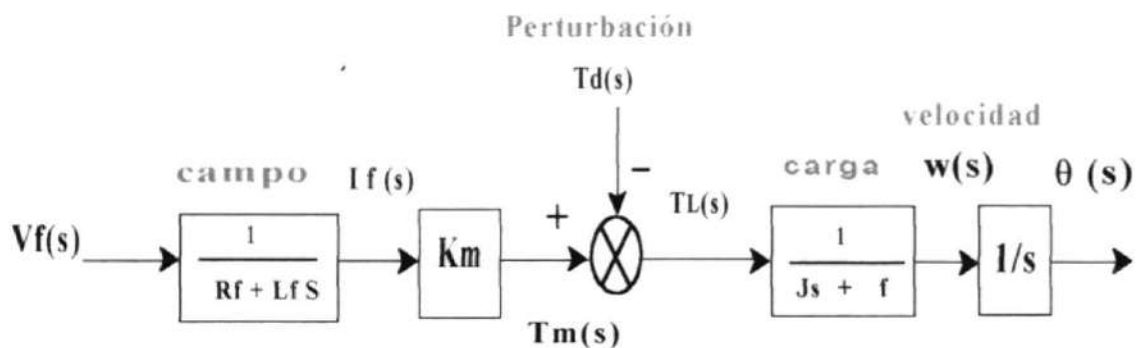


Figura 4. 6 Diagrama de bloques de un motor controlado por campo

en donde : $\tau_m = K_m I_f(s)$; $K_m = K_l K_f I_a$

$$I_f(s) = \frac{V_f(s)}{R_f + L_f S}$$

en donde K_m es la constante del motor. El momento de torsión del motor $T_m(s)$ es igual al proporcionado a la carga, de donde $\tau_m = T_l(s) + T_d(s)$, $T_l(s)$ es el momento de torsión de la carga y $T_d(s)$ es el momento de torsión de perturbación ≈ 0 y $T_l(s) = J S^2 \theta(s) + f S \theta(s) = \theta(s) S [J S + f]$.

Por tanto, la función de transferencia en términos de la combinación motor- carga es:

$$\frac{\theta(s)}{V_f(s)} = \frac{K_m}{S [J S + f] (R_f + L_f S)}$$

En forma alterna, la función de transferencia puede escribirse en términos de las constantes de tiempo del motor como

$$\frac{\theta(s)}{V_f(s)} = G(s) = \frac{K_m / f R_f}{S [\tau_f S + 1] (\tau_l S + 1)}$$

donde $\tau_f = L_f / R_f$ y $\tau_l = J / f$. *Tipicamente, encontramos que τ_l es mayor que τ_f y con frecuencia la constante de tiempo del campo puede despreciarse.*

4.3.2. CONTROL DE ARMADURA

En la figura 4.7 la armadura está conectada al circuito emisor con una vuelta de campo en cada colector. Aquí la f.e.m de la armadura aparece entre el emisor y tierra. La elevación del voltaje V1 o V2 incrementa la velocidad del motor y si no hay carga, la velocidad es directamente controlada por la entrada. Si el motor es cargado la velocidad cae y la corriente se incrementa si V1 es mantenido constante.

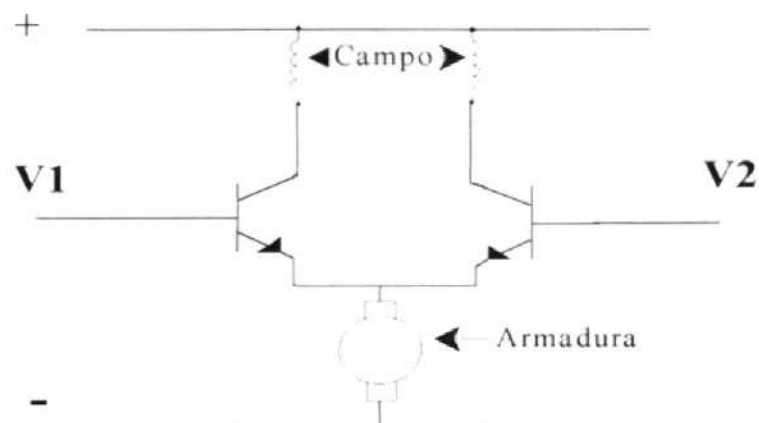


Figura 4.7 Servo Amplificador : Conexión de Armadura

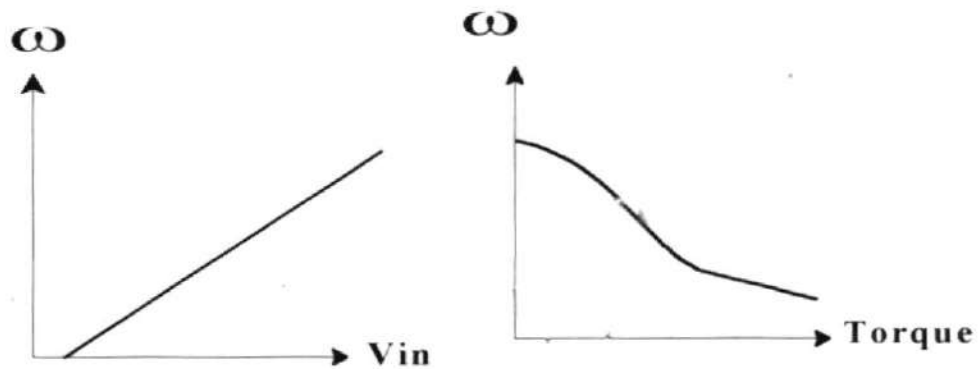


Figura 4. 8 Velocidad vs. Voltaje de entrada Figura 4. 9 Velocidad vs.Torque

Sin embargo el torque sube para guardar el movimiento de la carga. Este da las características de *velocidad / voltaje de entrada* y *velocidad / torque* de la forma general mostrada en la figuras 4.8 y 4.9 respectivamente. Además en la figura 4.10 se muestra el modelo del diagrama de bloques para el motor dc controlado por armadura.

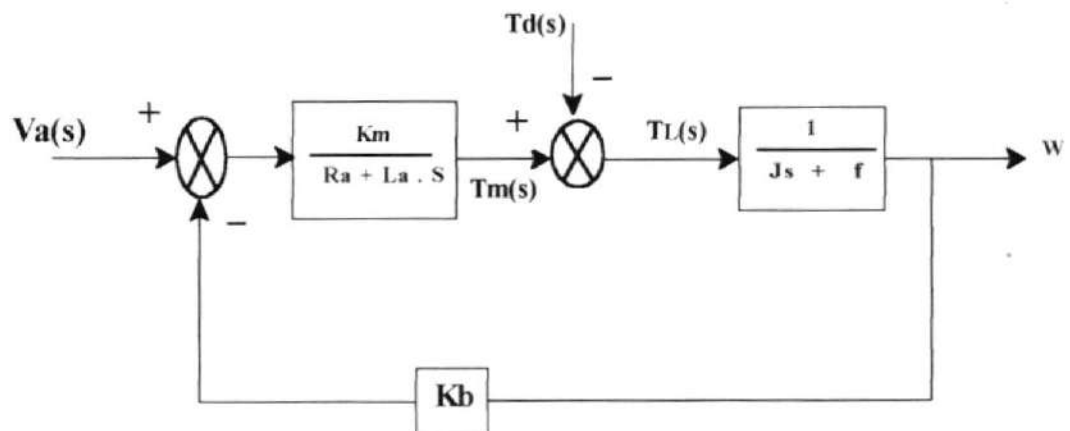


Figura 4. 10 Diagrama de bloques para el motor *dc* controlado por armadura

El motor de cd controlado por armadura utiliza una corriente de campo constante y, por tanto, el momento de torsión del motor es :

$$T_m(s) = (K_l K_f I_f) I_a(s) = K_m I_a(s)$$

La corriente de armadura se relaciona con el voltaje de entrada aplicado a la armadura por :

$$V_a(s) = (R_a + L_a S) I_a(s) + V_b(s)$$

donde $V_b(s)$ es el voltaje de la fuerza contra-electromotriz proporcional a la velocidad del motor donde

$$V_b(s) = K_b \omega(s)$$

y la corriente de armadura es :

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - K_b L_a \omega(s)}{R_a + L_a S}$$

y el momento de torsión de la carga es :

$$TL(s) - JS \cdot \theta(s) + f(s) \theta(s) = Tm(s) - Td(s)$$

Por lo tanto se determina que es un sistema realimentado lo que hace que el sistema sea estable. Utilizando las ecuaciones anteriores o en forma alternativa el diagrama de bloques, obtenemos su función de transferencia :

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{Va(s)} = \frac{Km}{s [(Ra + La S) (JS + f) + KbKm]}$$

Sin embargo, para muchos motores de cd es despreciable la constante de tiempo de la armadura, $\tau_a = La / Ra$, y por tanto

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{Va(s)} = \frac{Km}{s [(Ra(JS + f) + KbKm)]} = \frac{[Km / (Ra f + KbKm)]}{S (\tau_l S + 1)}$$

Donde la constante de tiempo equivalente es $\tau_l = Ra J / (Ra f + KbKm)$.

4.4. MEDICION DE LAS CARACTERISTICAS DEL MOTOR

Para conexión de campo o armadura rotamos el switch correspondiente en el panel del banco de pruebas, de tal manera si colocamos el switch para conexión de campo, el motor girará a una velocidad alta para un pequeño incremento de voltaje, esto es porque el torque ha sido suficiente para vencer la fricción de las escobillas, ya que la corriente del transistor permanece constante debido a que la *f.e.m* no afecta esta corriente, luego si aplicamos una pequeña carga al motor notamos que la velocidad cae bruscamente debido a que la corriente no se incrementa con la elevación de la velocidad.

También para el caso en que el motor permaneciendo cargado para un voltaje de entrada grande, la velocidad aumenta rápidamente, si reducimos la carga. Estas diferencias, para cargas pequeñas son factores importantes en los sistemas de lazo cerrado. Luego se tendrá un gráfico como en la figura 4.4 y 4.5 tanto para Velocidad vs. Voltaje como Velocidad vs Torque respectivamente. Adaptando la conexión de armadura para cualquier valor de voltaje de entrada se tendrá la forma general de la figura. 4.6 y 4.7, alcanzando una velocidad máxima de alrededor 6000 r.p.m. para una entrada de 13V. Se han aplicado diferentes valores de carga al motor; como se puede observar en el manual del usuario

4.5. RESPUESTA TRANSIENTE DEL MOTOR

Teóricamente si la entrada del amplificador de control cambia, el motor debería responder inmediatamente a esta variación, pero en la práctica existe un atraso entre la aplicación de una entrada de paso de voltaje y la respuesta del motor.

Para un motor ideal controlado por armadura (uno en que la constante de fricción de la escobillas es insignificante comparado con el torque generado por el motor), con un campo energizado separadamente, la velocidad del motor responde exponencialmente hacia un cambio de paso en la entrada. La relación es de la misma forma como el de un circuito RC para un paso de voltaje.

En la figura 4.11 se muestra un circuito RC en el cual un paso inicial de voltaje causa una corriente V_s/R que fluye al capacitor cuya carga se eleva. Sin embargo, si el voltaje a través de R es reducida, el voltaje en el capacitor se incrementa lentamente. En la figura 4.12 existe una corriente inicial V_s/R_a , pero como la velocidad del motor se incrementa la fem que se genera reduce la corriente a través del motor y la velocidad se incrementa lentamente. Estas relaciones dan la siguiente ecuación para un circuito RC :

$$V_2 = V_1 (1 - e^{-t/\tau}) \quad \tau = R \cdot C$$

y para el motor se tiene la siguiente ecuación:

$$W = K_s \cdot V_s (1 - e^{-t/\tau_m})$$

$$K_s = \text{Velocidad} / \text{voltio aplicado}$$

τ_m = constante de tiempo del motor

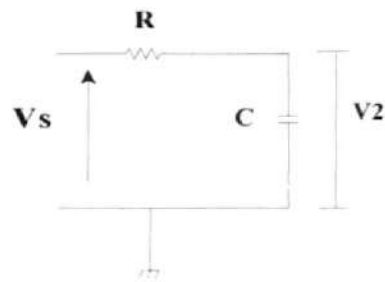
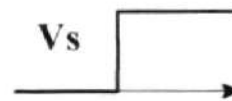


Figura 4. 11 Circuito RC

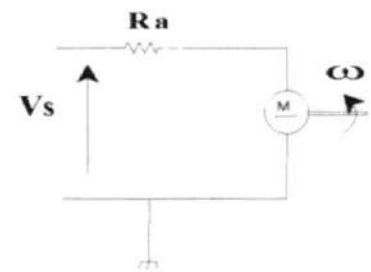
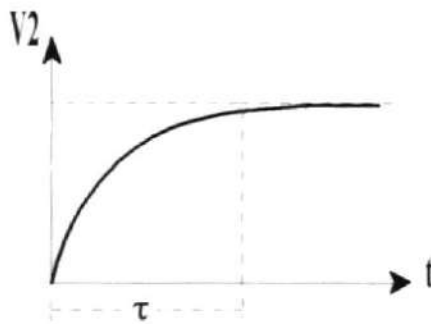
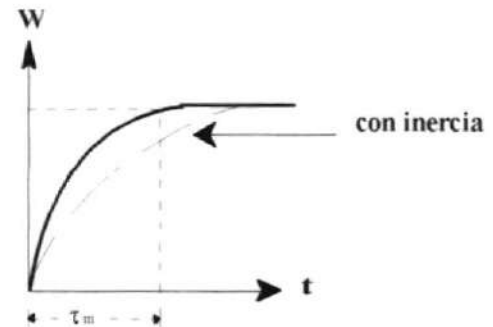


Figura 4. 12 Circuito del motor

Para una entrada tipo escalón se tendrá las respuestas como se muestra en la figura 4.13 y figura 4.14 tanto para el circuito RC como para el motor.



$$V_2 = V_1 (1 - e^{-t/\tau})$$



$$W = K_s \cdot V_s (1 - e^{-t/\tau_m})$$

Figura 4. 13 Respuesta de un circuito RC

Figura 4. 14 Respuesta del motor

Ambas relaciones son caracterizadas por una constante de tiempo que es igual al tiempo que sería tomado por la respuesta para alcanzar el valor final si fuese mantenida la pendiente de la salida inicial. Para el circuito RC, τ está en segundos, R en ohmios y C en faradios ; para el motor τ_m depende de los parámetros mecánicos (como son fricción de inercia y viscosidad), y de los parámetros eléctricos(resistencia de armadura y fem generada). Agregando inercia al motor, la respuesta es más lenta como se muestra en la figura 4.13

4.6. CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR

En la fig.4.15 se muestra un sistema de control de velocidad del motor :

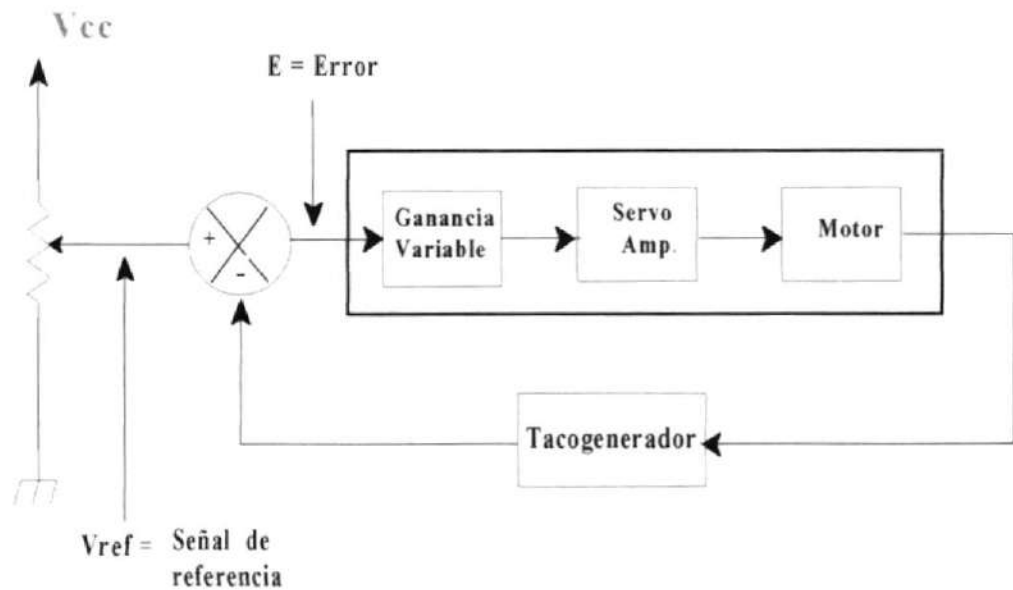


Figura 4. 15 Sistema de Control de Velocidad

Aquí se muestra que el voltaje del tacogenerador es restado del voltaje de referencia (valor deseado), para dar una señal de error que finalmente opera el sistema. Idealmente si la ganancia del amplificador es muy alta, una pequeña señal de error es requerida para operar el sistema y luego la velocidad del motor será tal que el voltaje del tacogenerador sea igual al voltaje de referencia, por lo que la velocidad es controlada por la señal de referencia. Para las condiciones de estado estable el sistema puede ser representado por la siguiente relación:

$$W = K.E$$

En donde W es la velocidad la cual es proporcional a la señal de error E , y K es la ganancia del sistema, También:

$$E = V_{ref} - K_g W$$

El error es la diferencia entre el voltaje de referencia y el voltaje generado, combinando estas dos relaciones tenemos:

$$W = K (V_{ref} - K_g W) \text{ de donde}$$

$$W = K V_{ref} / (1 + K K_g)$$

Por lo tanto si $K K_g \gg 1$, esta última relación será aproximadamente.

$$W = V_{ref} / K_g \text{ pero como } K_g \approx cte$$

$$\Rightarrow W \propto V_{ref}$$

y la velocidad es directamente proporcional al voltaje de referencia; la relación depende solamente de la constante del generador que no variará significativamente.

La relación de velocidad con el voltaje de referencia no será afectado por las

variaciones de ganancia dado que ésta permanece alta. Esta es la ventaja de usar un sistema de lazo cerrado. Una relación alternativa puede ser obtenida como:

$$E = V_{ref} - K_g K E$$

luego,

$$E = V_{ref} / (1 + K_g K)$$

que también muestra que el error disminuye según como la ganancia del sistema K se incrementa .

4.7. CONTROL DE POSICION DEL MOTOR

En un sistema de control de posición un requerimiento común para el motor es que el mismo rote un ángulo de salida igual al ángulo de entrada. La forma general de un sistema de control de posición es como se muestra en la figura 4.16. Para un control de posición los transductores de entrada y salida deben medir posiciones angulares y producir una señal de error proporcional al ángulo de desplazamiento.

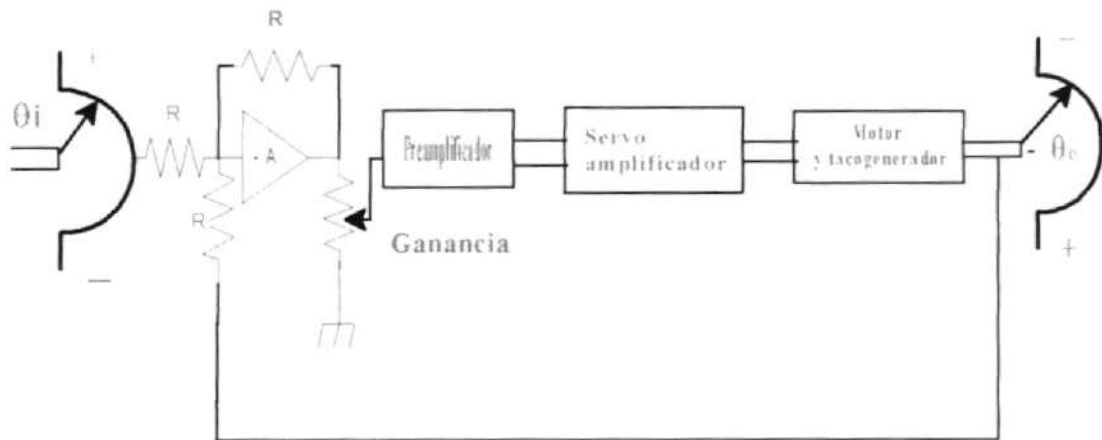
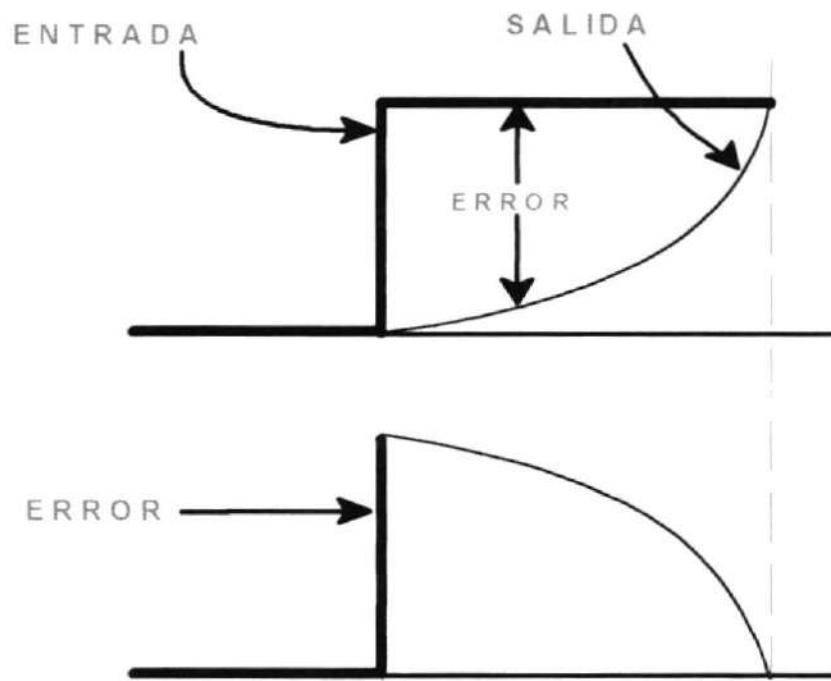


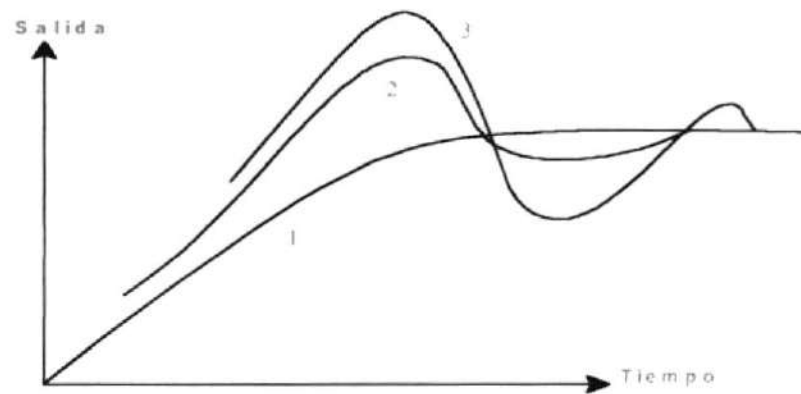
Figura 4. 16 Sistema de Control de Posición

En un servo sistema como el presente caso uno de los factores de interés en el rendimiento es la *bandamuerta*, esto es la mínima señal que se necesita para que el sistema responda y el desarrollo transiente en términos de sobrenivel (*overshoot*) y en términos de tiempo que le toma en estabilizarse.

La bandamuerta crece porque una cierta señal mínima es requerida para mover el motor y la bandamuerta disminuye con el incremento de la ganancia. Un sobrenivel aumenta porque en respuesta a un cambio en la entrada existirá una señal de error la cual seguirá manejando el motor en el punto de alineamiento (donde idealmente el motor debería detenerse) y sin embargo atraviesa el alineamiento; en la figura 4. 17 (a y b) se muestran estas características en el estado transiente.



(a)



(b)

Figura 4. 17 Condición transiente

El error eventualmente revierte el sentido de giro del motor hacia el alineamiento pudiendo sobredispararse nuevamente hasta que el sistema se estabilice. Lo expresado anteriormente se ilustra en estas figuras. Para ganancias bajas como se muestra en la figura 4. 17 (b) (curva 1) no hay sobrenivel, pero en general incrementando la ganancia (curvas 2 y 3) tanto el sobrenivel como el tiempo de estabilización se incrementan. Esto se incrementa porque una ganancia mayor provee mas manejo al motor el cual estaría moviéndose rápidamente cuando el alineamiento ocurre.

CAPITULO V

SISTEMAS REALIMENTADOS

5.1. SISTEMAS DE LAZO ABIERTO vs. SISTEMAS DE LAZO CERRADO

Los sistemas realimentados son aquellos que tienden a mantener una relación preestablecida entre la salida y alguna entrada de referencia, comparándolas y utilizando la diferencia como medio de control.

A estos sistemas realimentados se les denomina *auto- correctivos*, es decir, tienen la habilidad de monitorear automáticamente una cierta variable en un determinado proceso y sin intervención humana, corregirla si no es aceptable. Los sistemas de control en los que la salida no tiene efecto, la acción de control se denomina sistemas de *lazo abierto*. En cambio, en un sistema de *lazo cerrado* se produce un error el

cual tiene la facilidad de compensar cualquier desviación de la salida, ya que el error causa una señal de corrección para ser aplicada en el paso siguiente. Estas desviaciones pueden ser causadas por una carga externa, una perturbación interna o cambios en los parámetros del sistema. En la fig. 5.1 se muestra un sistema de control de lazo cerrado.

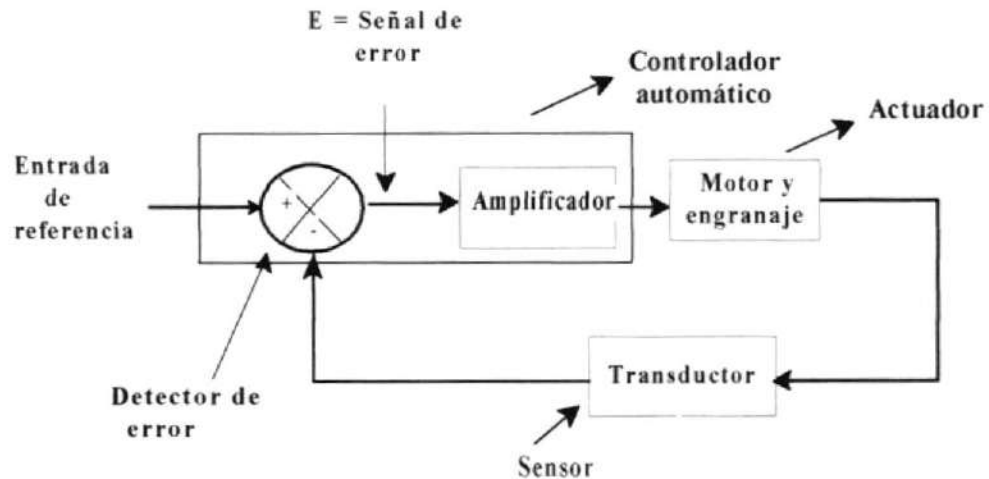


Figura 5.1 Sistema de control de lazo cerrado

El detector de error hace la comparación entre el valor medido de la variable controlada y el valor de referencia el cual representa el valor deseado de la variable. Luego genera una señal de error, el cual representa la diferencia entre el valor deseado y el valor medido. La señal de error se considera igual al valor deseado

menos el valor medido, de modo que si el valor medido es demasiado grande, la señal de error es negativa, y si el valor medido es demasiado pequeño es de polaridad positiva. Esto está expresado en la siguiente ecuación:

$$\text{ERROR} = \text{VALOR DESEADO} - \text{VALOR MEDIDO}$$

El detector de error detecta la señal que suele estar a un nivel de potencia muy bajo, el cual es amplificado a un nivel suficientemente alto. Así el controlador automático está constituido por un detector de error y un amplificador. También suele haber un circuito de retroalimentación adecuado y un bloque controlador que se utiliza para alterar la señal de error, amplificándola y a veces diferenciándola y/o integrándola para producir una mejor señal de control. La salida de un controlador automático alimenta a un actuador o accionador, que en nuestro caso es el motor dc. El sensor o elemento de medición es un dispositivo que convierte la variable de salida en otra variable adecuada que en nuestro caso tenemos como sensor un tacogenerador dc, que convierte la variable de velocidad en una variable de voltaje dc. El punto de ajuste del controlador debe ser tal que la entrada de referencia tenga las mismas unidades que la señal de retroalimentación del sensor

La desventaja de un sistema realimentado es que debido al paso de lazo cerrado el sistema puede tender a dar una respuesta oscilatoria para cualquier cambio en la

entrada, que puede durar algún tiempo en desaparecer, o que el sistema puede eventualmente llegar a ser inestable y mantener media oscilación, estos efectos son ilustrados en la fig. 5.2

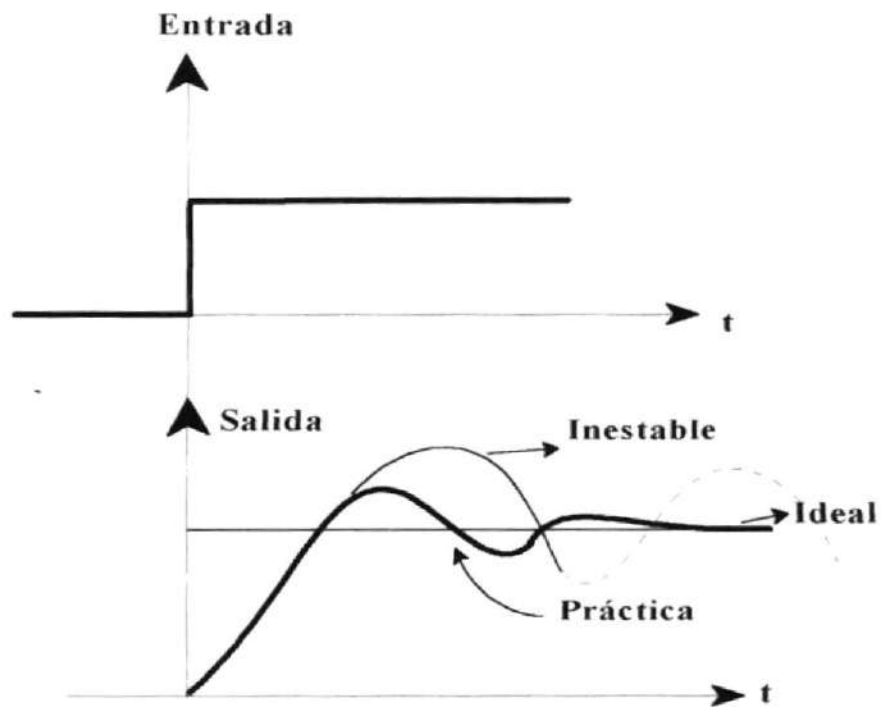


Figura 5. 2 Efectos de un sistema de lazo cerrado

5.2. MODOS DE CONTROL EN SISTEMAS DE LAZO CERRADO

La manera como el controlador reacciona a una señal de error es una indicación del modo o leyes de control, generalmente se mencionan 5 leyes de control, como son :

- a) Encendido/Apagado(ON/OFF)
- b) Proporcional (P)
- c) Proporcional - Integral (PI)
- d) Proporcional - Derivativo (PD)
- e) Proporcional - Integral - Derivativo (PID)

La lista está en orden de menor a mayor complejidad de los mecanismos y circuitería involucrada. En general, entre más difícil es el problema de control se debe ir más abajo en la lista para encontrar al modo apropiado de control. Para nuestro proyecto se diseñó e implementó los 4 últimos modos de control utilizando op-amps, es decir se construyó controladores electrónicos.

5.2.1. CONTROL PROPORCIONAL

El tipo más elemental de control es el llamado “Encendido-Apagado” en el que la salida del proceso está siempre con 0 ó 100% de respuesta. Una extensión natural del control “ON-OFF” es el control Proporcional. En este tipo de acción existe una relación lineal entre la señal de error $e(t)$ de entrada y salida $m(t)$ del controlador, por lo que la salida del proceso tendrá una respuesta proporcional a la señal de mando del controlador. El controlador proporcional es esencialmente un amplificador con ganancia ajustable, como se muestra en la ecuación 5.1.

$$m(t) = m_0 + K_p \cdot e(t) \quad (5.1)$$

$$e(t) = [r(t) - c(t)] \quad (5.2)$$

en donde,

m_0 = valor base , generalmente se fija durante la calibración del controlador

K_p = constante de proporcionalidad

$r(t)$ = punto de control

$c(t)$ = variable que se controla

En las ecuaciones 5.1 y 5.2 se ve que la salida del controlador es proporcional al error entre el punto de control y la variable que se controla ; la proporcionalidad de la ganancia del controlador , K_p , con esta ganancia se determina cuanto se modifica la salida del controlador con un cierto cambio en el error, esto se muestra en la figura 5.3

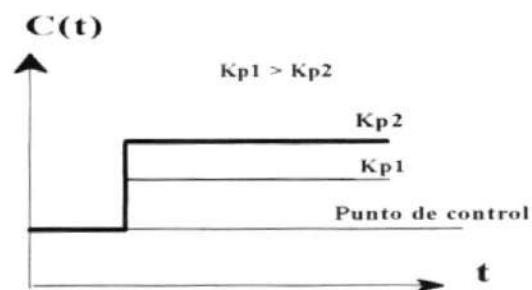


Figura 5.3 Respuesta del Control Proporcional

En la figura 5.4 se aprecia que cuanto mayor es la relación de K_p tanto menor es la desviación pero la respuesta del proceso se hace más oscilatoria, para la mayoría de los procesos existe un valor máximo mas allá del cual el proceso se hace inestable

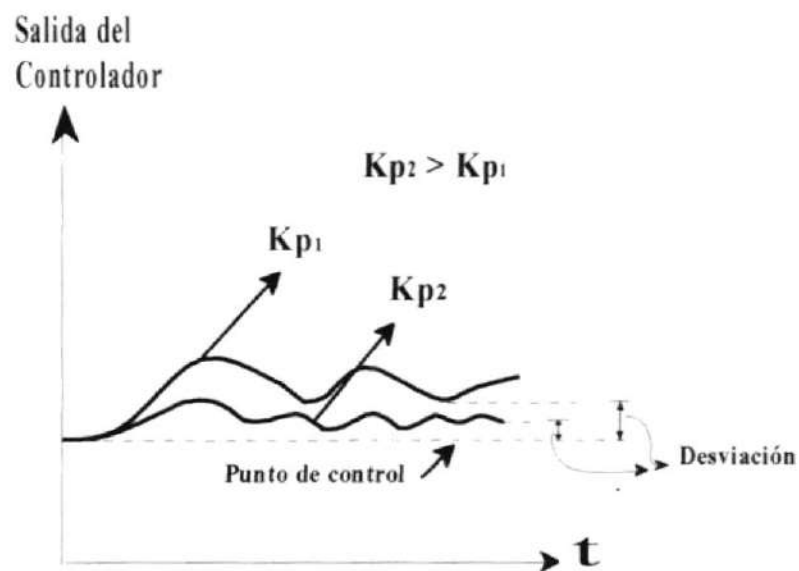


Figura 5.4 Salida del Controlador a diferentes valores de K_p

El término utilizado comúnmente para definir la ganancia o sensibilidad de un control proporcional es *banda proporcional*. Es la modificación expresada en porcentaje de variación de la entrada del controlador (señal de error) requerida para producir un cambio del 100% en la salida del actuador. Así, una banda

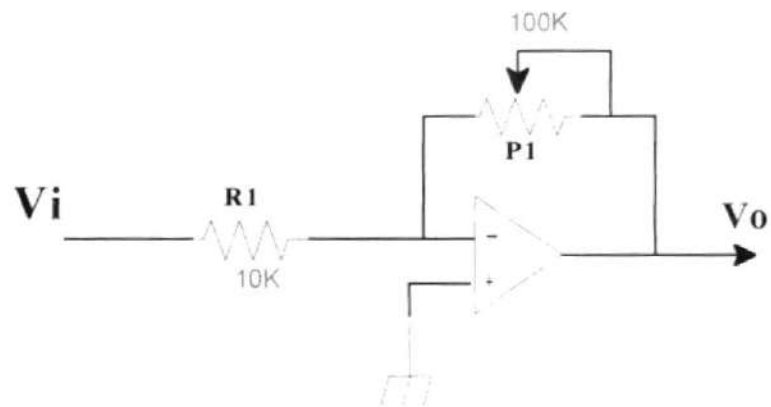
proporcional pequeña corresponde a una ganancia elevada o a una sensibilidad alta.

$$\text{BANDA PROPORCIONAL} = 100\% / K_p$$

Los controladores que son únicamente proporcionales tienen la ventaja de que sólo cuentan con un parámetro de ajuste, K_p , sin embargo, adolecen de una gran desventaja, operan con un desviación o error de estado estacionario en la variable que se controla. A continuación se explica de manera simple el por qué existe la desviación. Supóngase que se tiene la siguiente ecuación:

$$m(t) = m_0 + K_p \cdot e(t)$$

Si m_0 es igual a 9 en un determinado proceso y si por alguna causa $m(t)$ es igual a 10, la única forma que en la ecuación anterior se cumpla la igualdad es que $K_p \cdot e(t) = 1$ y para que esto se cumpla el término de error $e(t)$, no puede ser cero en el estado estacionario. En la figura 5.5 se muestra la realización práctica de un circuito con opamps (LM348), cuyo funcionamiento se adecúa a la ecuación 5.1, en el que P1 permite el ajuste de la constante de proporcionalidad (K_p).



$$V_o = (P1/R1) \cdot V_i$$

$$V_o = K_p \cdot V_i$$

Figura 5.5 Diagrama del Controlador Proporcional

donde:

V_o = señal de salida

V_i = señal de error

$P1/R1$ = Constante de proporcionalidad K_p

5.2.2. CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL

En muchos procesos no se puede controlar con una desviación, entonces se debe añadir inteligencia al controlador proporcional, este nuevo modo de control es la

acción integral o de reajuste y en consecuencia, el controlador se convierte en controlador proporcional- integral, la siguiente es su ecuación descriptiva:

$$m(t) = K_p [r(t) - c(t)] + \frac{K_p}{T_i} \int [r(t) - c(t)] dt \quad (5.3)$$

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt \quad (5.4)$$

$m(t)$ = salida del controlador

$r(t)$ = punto de control

$c(t)$ = variable que se controla

K_p = ganancia proporcional

T_i = tiempo integral

Utilizando la transformada de Laplace se tiene:

$$\begin{aligned} M(s) &= K_p E(s) + E(s) K_p / (T_i s) \\ &= K_p E(s) [1 + 1/ (T_i s)] \end{aligned}$$

en consecuencia la función de transferencia es :

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right]$$

Ambos valores, K_p y T_i son ajustables. El tiempo integral regula la acción de control integral mientras que una modificación en K_p afecta tanto a la parte integral como a la proporcional de la acción de control. El recíproco del tiempo integral T_i recibe el nombre de frecuencia de reposición. La frecuencia de reposición es la cantidad de veces por minuto en que se repite la acción proporcional. La frecuencia de reposición se mide en términos de repeticiones por minuto para entender el sentido físico del tiempo de reajuste T_i .

Observando la figura 5.8 , se deduce que tanto menor es el valor de T_i cuanto más pronunciada es la curva de respuesta, lo que significa que la respuesta del controlador se hace mas rápida. Otra forma de analizar es mediante la observación de la ecuación 5.4 , tanto menor es el valor de T_i , cuanto mayor es el término delante de la integral , K_p/ T_i , y, en consecuencia, se le da mayor peso a la acción integral o de reajuste. La figura 5. 6 muestra el diagrama de bloques de un controlador proporcional integral. Si la señal de error $e(t)$ es una función escalón unitaria como se ve en la figura 5. 7, la salida del controlador $m(t)$ pasa a ser indicada en la figura 5. 8.

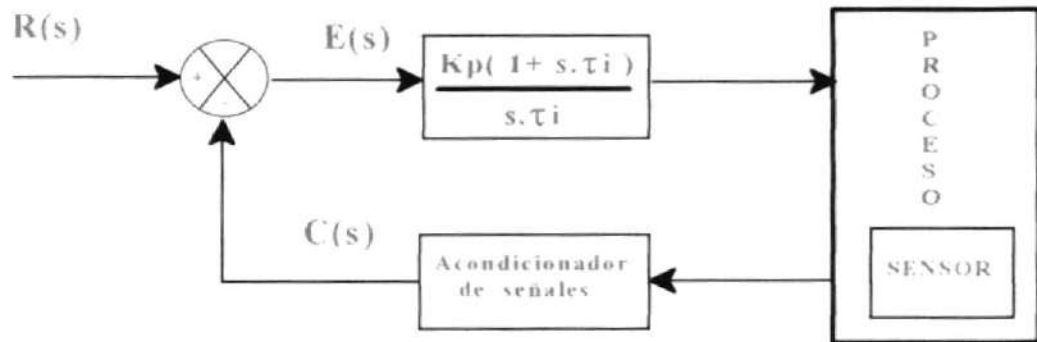


Figura 5.6 Controlador PI

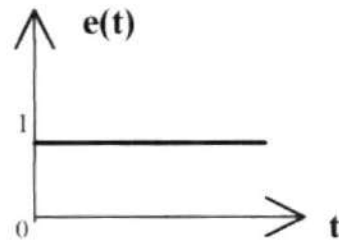


Figura 5.7 Entrada al Controlador - función escalón unitario

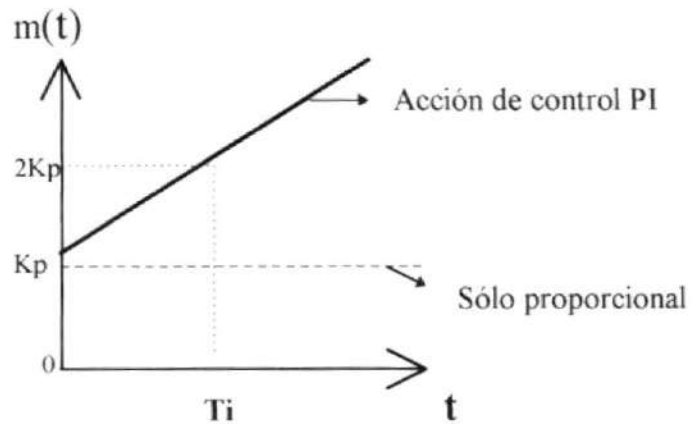


Figura 5.8 Salida del Controlador PI

para el presente proyecto en la figura 5.9 se muestra la implementación de un controlador proporcional - integral con circuitos integrados(LM348), en el cual se cumple la ecuación 5.3. En el circuito, R2 , tiene como objetivo estabilizar la ganancia del integrador en baja frecuencia, P2 es el encargado de dar diferentes valores al integrador y mediante P1 variamos el control proporcional.

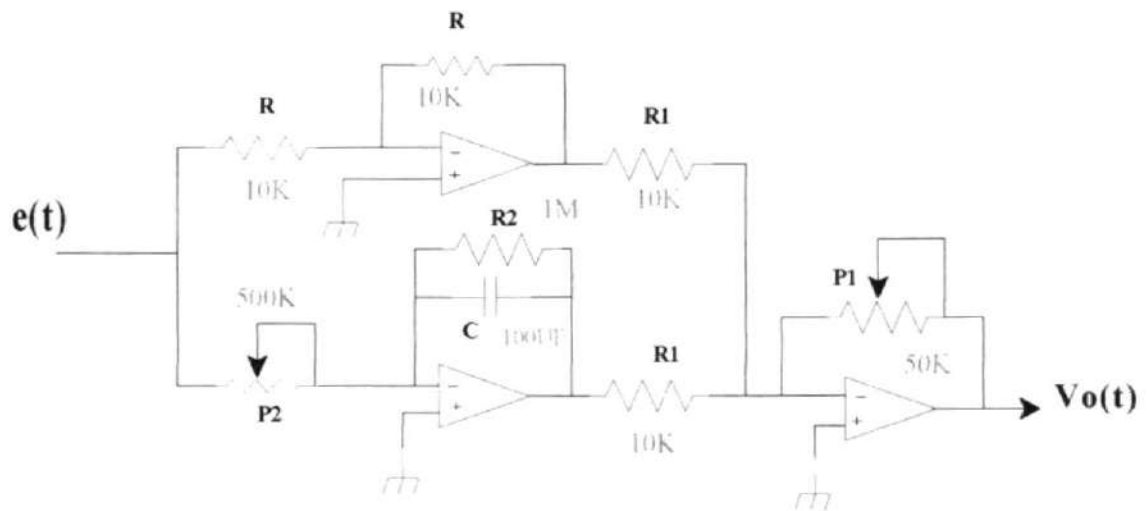


Figura 5.9 Diagrama esquemático del Controlador PI

$$V_o(t) = \frac{P1}{R1} e(t) + \frac{P1}{R1} \times \frac{1}{P2 \cdot C} \int_0^t e(t) dt \quad (5.5)$$

la ecuación 5.5 corresponde a un controlador PI , en donde $T_i = P2 \cdot C$, es el tiempo integral , el cual viene dado en segundos , también $K1 = 1/T_i$, es la ganancia

integral o razón de reposición . Cuando el T_i es grande (P_2 grande), la parte integral es menos efectiva (lenta para producir el efecto buscado). Cuando la constante de tiempo es pequeña (P_2 pequeña), la parte integral es más efectiva .
De donde tenemos:

$V_o(t)$ corresponde a la señal de salida $m(t)$

$e(t)$ corresponde a la señal de error

$P_2 \cdot C$ corresponde al tiempo de integración = T_i (seg.)

$K_1 = 1/T_i$ corresponde a la ganancia integral

$P_1/R_1 = K_p$

5.2.3. CONTROLADOR PROPORCIONAL - DERIVATIVO

La acción de un control proporcional derivativo se define por la siguiente ecuación:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_p T_d \cdot de(t) / dt$$

donde K_p es la ganancia proporcional y T_d es La ganancia denominada *tiempo derivativo o tiempo de adelanto*. Tanto K_p como T_d son regulables. La acción derivativa se presenta cuando el valor de salida del controlador es proporcional a

la velocidad de variación de la señal de error. El tiempo derivativo T_d es el intervalo de tiempo en el que la acción derivativa se adelanta al efecto de la acción proporcional.

En la fig. 5.10 se puede ver un diagrama de bloques de un controlador proporcional - derivativo. Si la señal de error $e(t)$ es una función rampa como se muestra en la figura 5.11, la salida del controlador $m(t)$ es la que se ve en la figura 5.12. Como puede verse en esta figura, la acción derivativa tiene una característica *anticipatoria*. Por supuesto una acción derivativa nunca puede anticipar una acción que aún no acontece.

En un sentido intuitivo, la parte derivativa de un controlador intenta “mirar adelante” y prevee que el proceso sufrirá un gran cambio basándose en las medidas actuales. Es decir, si la variable medida está cambiando muy rápidamente, es seguro que tratará de cambiar en una gran cantidad. Siendo este el caso, el controlador tratará de “anticiparse” al proceso aplicando más acción correctora. En tanto acontece la acción derivativa tiene una ventaja al anticiparse al error, sus desventajas son que amplifica las señales de ruido y produce un efecto de saturación en el actuador. Nótese que nunca se usará una sola acción de control derivativo, ya que este control es efectivo ~~90~~ durante periodos transitorios.

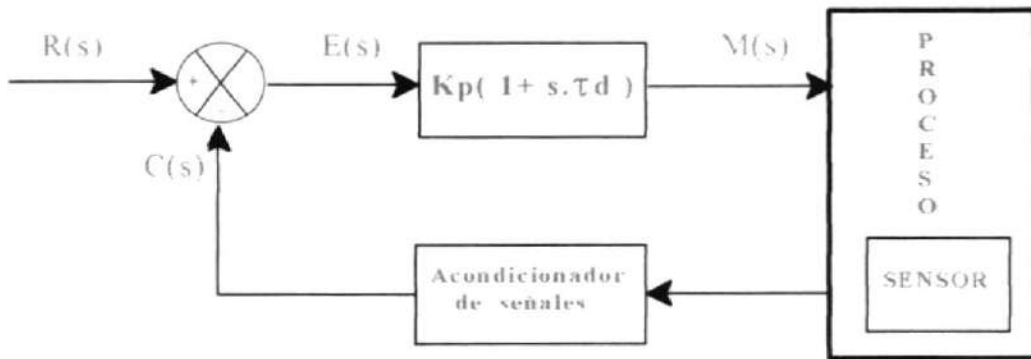


Figura 5.10 Controlador Proporcional - Derivativo

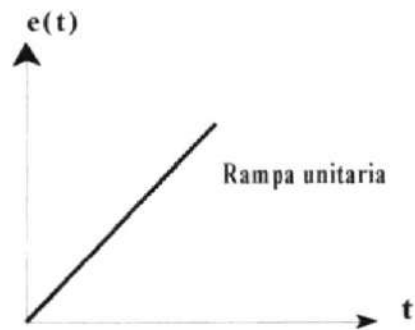


Figura 5.11 Entrada al Controlador PD

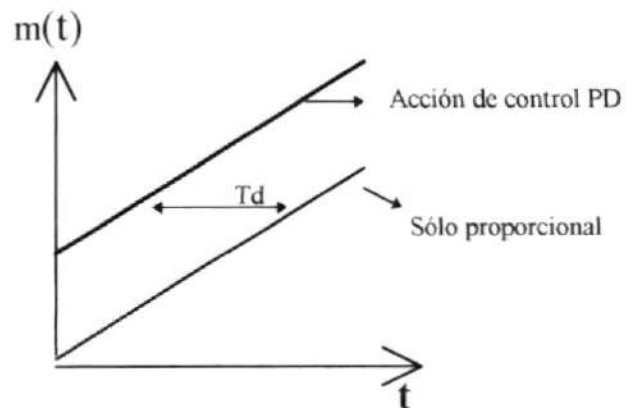


Figura 5.12 Salida del Controlador PD

De la ecuación 5.5 tenemos el siguiente circuito implementado con circuitos integrados (LM348), para un controlador proporcional - derivativo, como se muestra en la figura 5.13.

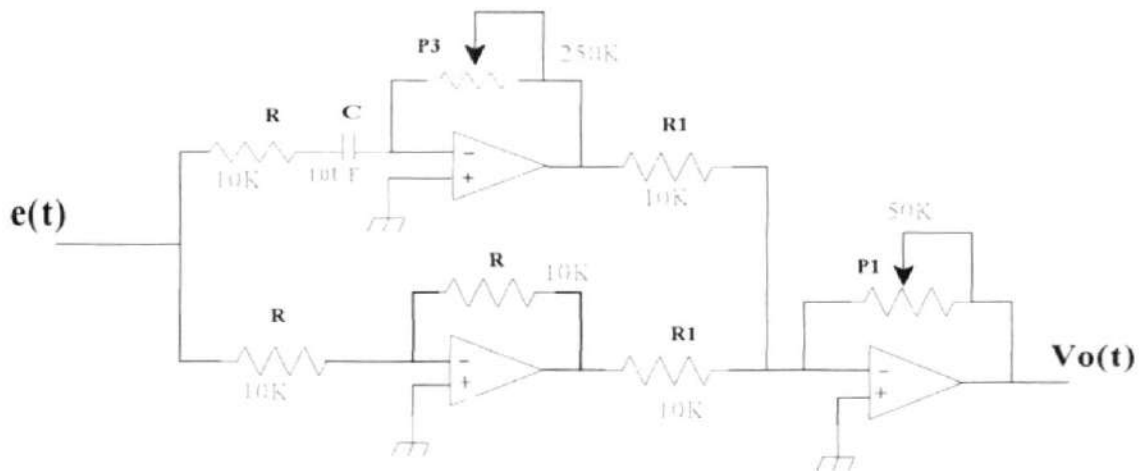


Figura 5.13 Diagrama esquemático del Controlador PD

$$V_o(t) = \frac{P1}{R1} e(t) + \frac{P1}{R1} P3.C . de(t)/dt$$

$e(t)$ = señal de error

$V_o(t)$ = señal de salida

$P3.C$ = ganancia derivativa = T_d

$P1/R1$ = Ganancia proporcional = K_P

5.2.4. CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL - DERIVATIVO

La combinación de los efectos de acción proporcional, integral y derivativa, se denomina acción de control proporcional - integral - derivativo. Esta combinación tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. El control PI se ajusta a la mayoría de las situaciones de control, pero hay un límite de que tan alta puede ajustarse la ganancia integral. Si se hace muy grande, el proceso puede caer en una oscilación prolongada después de un disturbio; por lo que si hay cambios muy rápidos en la carga y además hay retardos de tiempo entre la aplicación de la acción correctora y el apareamiento de los resultados de dicha acción en la variable medida; la solución puede ser un controlador PID.

Por ejemplo, si tenemos un error inicial grande y suprimiendo el control derivativo, consecuentemente al proceso le toma un tiempo largo en corregirse pero si aplicamos el control derivativo con un tiempo derivativo pequeño, el controlador introduce una sobrecorrección porque ha reconocido que la rápida tasa de cambio inicial presagia un gran cambio total si no se introducen pasos especiales de corrección. Debido a que el error inicial es pequeño tempranamente se recobra el valor de referencia, si se aumenta la contribución derivativa aumentando la constante de tiempo de derivación, entonces el error inicial es aún más pequeño debido a que se ha proporcionado más sobrecorrección inicial, de donde el

tiempo para recuperar y estabilizarse al valor de referencia es también más pequeño .

Así como hay un límite para la ganancia integral , hay un límite en el incremento para la ganancia derivativa. Pueden ocurrir oscilaciones prolongadas alrededor del valor de referencia si se introduce mucho control derivativo . La ecuación que gobierna a un controlador PID es como se muestra:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p \cdot T_d \cdot d e(t) / dt$$

y la función de transferencia en términos de Laplace es :

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p [1 + 1/ T_i s + T_d s]$$

donde K_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integral y T_d es el tiempo derivativo. En la figura 5.14 se puede ver el diagrama de bloques de un controlador proporcional, integral y derivativo. Si $e(t)$ es una función rampa unitaria, como se ve en la figura 5.15, la salida del controlador $m(t)$ resulta como se muestra en la figura 5.16.

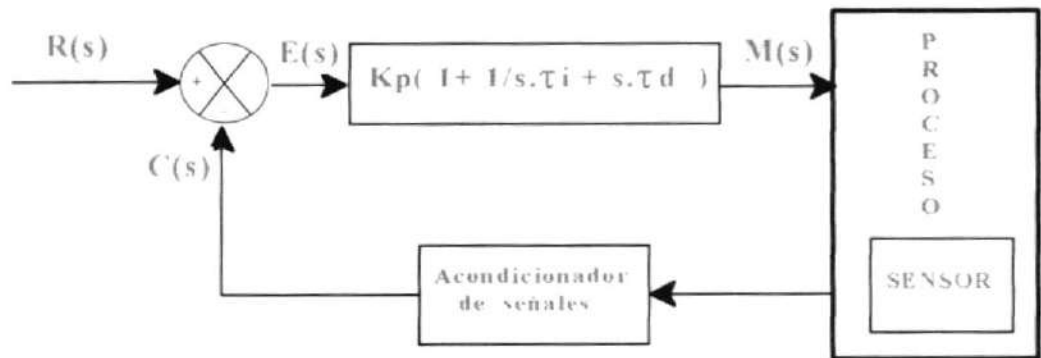


Figura 5. 14 Controlador PID

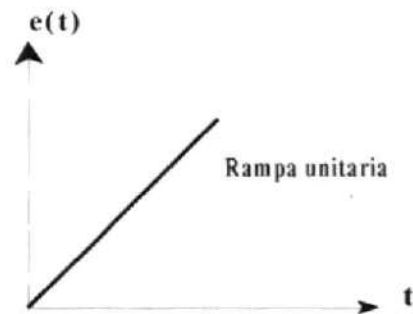


Figura 5. 15 Entrada al controlador PID

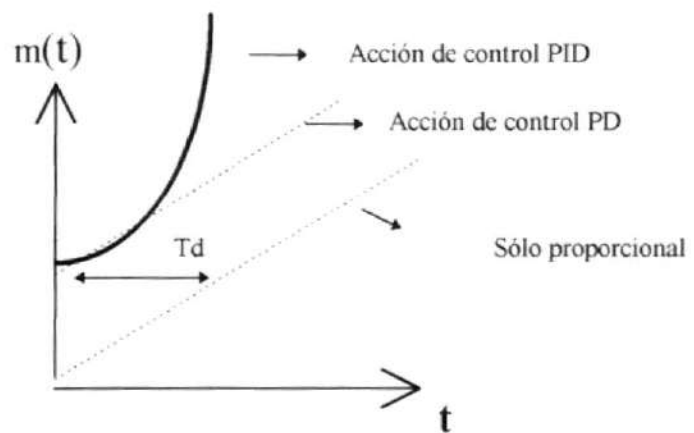


Figura 5. 16 Salida del controlador PID

$$V_o(t) = \frac{P1 \cdot e(t)}{R1} + \frac{P1}{R1} \cdot \frac{1}{C1, P2} \int_0^t e(t) \cdot dt + \frac{P1}{R1} C2, P3 \cdot de(t) / dt$$

en donde:

$V_o(t)$ = señal de salida de $m(t)$

$e(t)$ = señal de error

$P1 / R1$ = K_P = ganancia proporcional

$C1, P2$ = T_i = tiempo integral

$C2, P3$ = T_d = tiempo derivativo

$K_I = 1/T_i$ = ganancia integral

entonces de la ecuación anterior tenemos:

$$V_o(t) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt + T_d \frac{d e(t)}{dt} \right]$$

Con esta ecuación podemos implementar un controlador PID, con circuitos integrados (LM348) como se muestra en el capítulo diez.

CAPITULO VI

ANALISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA

6.1. MÉTODOS DE ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Una característica muy importante del funcionamiento transitorio de cualquier sistema es la estabilidad. Un sistema de control está en equilibrio si la salida permanece en el mismo estado en ausencia de cualquier perturbación de entrada.

Un sistema de control lineal invariante en el tiempo, es estable si la salida regresa eventualmente a su estado de equilibrio cuando el sistema se somete a alguna perturbación; es inestable si, la salida oscila indefinidamente, o si la salida diverge sin límite de su estado de equilibrio, cuando el sistema sufre alguna perturbación.

La respuesta a un desplazamiento, o condición inicial, dará como resultado, una

respuesta creciente, decreciente o neutral. Por la definición de estabilidad se deduce que un sistema lineal es estable si y solo si el valor absoluto de su respuesta a un impulso, $\delta(t)$, integrada sobre un rango finito, es *finito*. La localización de los polos de la función de transferencia de un sistema en el plano s indica la respuesta transitoria resultante.

Los polos en la parte izquierda del plano s dan como resultado una respuesta decreciente para entradas de perturbación. Cuando los polos se encuentran en el eje $j\omega$ la respuesta es neutral y cuando se encuentran en el plano de la derecha la respuesta es creciente para una entrada de perturbación.

Existen varios métodos para analizar la estabilidad de un sistema :

- Método de la respuesta de frecuencia: Criterio de estabilidad de Nyquist
- Criterio de estabilidad de Routh Hurwitz
- Método del lugar geométrico de las raíces

El método utilizado en la presente tesis es el método del lugar geométrico de las raíces ya que la estabilidad y respuesta transitoria de un sistema de control de lazo cerrado estarán directamente relacionados con la localización en el plano s de las raíces de la ecuación característica del sistema. Además, a veces es necesario

ajustar uno o más parámetros del sistema para obtener las localizaciones adecuadas de las raíces. También mediante esta técnica gráfica se proporciona una buena medida de la sensibilidad de las raíces del sistema para una variación en el parámetro que se considera.

6.2 ESTABILIDAD DEL SISTEMA

En esta sección se procederá a analizar la estabilidad del sistema de control de posición. Para ello nos valdremos del diagrama de bloques de la figura 6.1.

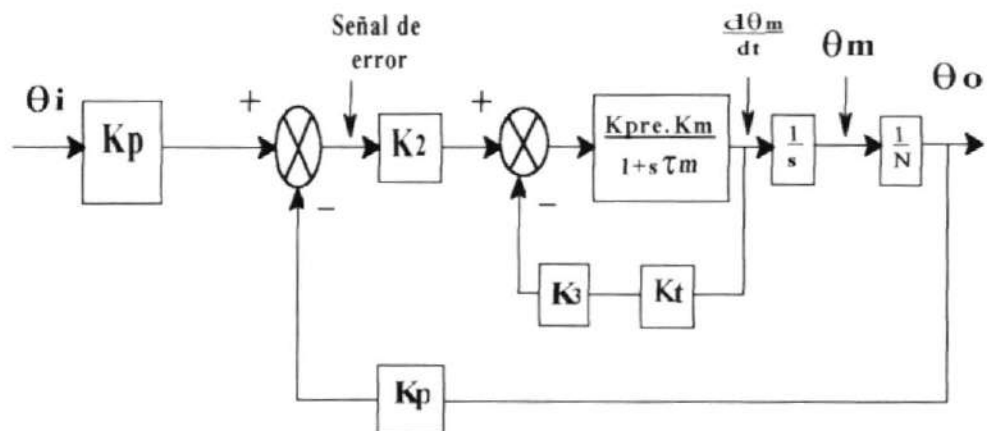


Figura 6.1 Diagrama de bloques del sistema de Control de Posición

donde se tienen los siguientes datos:

$$\begin{aligned}
 K_{pre} &= 20 \\
 K_m &= 16.3 \frac{\text{rad/seg}}{\text{volt}} \\
 \tau_m &= 0.11 \text{ seg.} \\
 K_t &= 0.0179 \frac{\text{volt/rad}}{\text{seg}} \\
 N &= 40 \\
 K_p &= 5.7 \text{ volt/rad}
 \end{aligned}$$

Reduciendo el gráfico anterior tenemos:

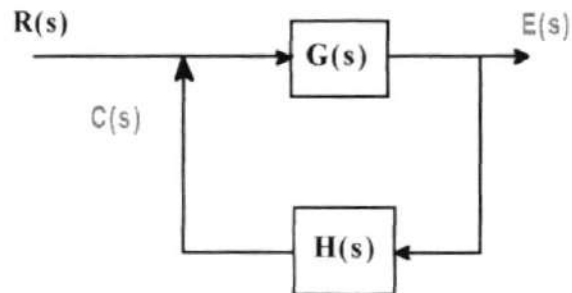


Figura 6. 2 Diagrama de bloques reducido

$$G(s) = \frac{K_2 K_{pre} K_m}{sN + s^2 N \tau_m + K_2 K_3 K_{pre} K_t s N}$$

$$H(s) = 1$$

de donde la ecuación característica es $1 + G(s)H(s) = 0$

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{K_2 K_{pre} K_m K_p}{sN + s^2 N \tau_m + K_2 K_3 K_{pre} K_t s N} = 0$$

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{K_2 K_{pre} K_m K_p / N \tau_m}{s^2 + s \left[\frac{1 + K_3 K_t K_{pre} K_m}{\tau_m} \right]} = 0$$

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{K_2 K_{pre} K_m K_p / N \tau_m}{s \left\{ s + \left[\frac{1 + K_3 K_t K_{pre} K_m}{\tau_m} \right] \right\}} = 0$$

Reemplazando valores tenemos:

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{K_2 (20 \times 16.3 \times 5.7)}{40 \times 0.11} = 0$$

$$s \left\{ s + \left[\frac{1}{0.11} + \frac{K_3 \times 0.0179 \times 20 \times 16.3}{0.11} \right] \right\}$$

$$= 1 + \frac{K_2 (422.3)}{s \left\{ s + [9.1 + K_3 (53)] \right\}} = 0$$

Si $K_3 = 0$ % y $K = K_2 (422.3)$, tenemos:

Considerando a K_2 como parámetro tenemos:

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{K}{s[s + 9.1]} = 0$$

de donde tenemos las siguientes raíces :

$$\begin{aligned} s &= 0 \\ s &= -9.1 \end{aligned}$$

entonces para diferentes valores de K_2 existirá siempre un polo en el origen y otro en -9.1 y buscarán sus ceros en el infinito, saliendo por -4.55 .

Si $K_2 = 1$

$$s^2 + s(9.1) + 422.3 = 0$$

$$\Rightarrow s_1 = -4.55 + j20$$

$$s_2 = -4.55 - j20$$

Si $K_2 = 10$

$$\Rightarrow s_1 = -4.55 + j65$$

$$s_2 = -4.55 - j65$$

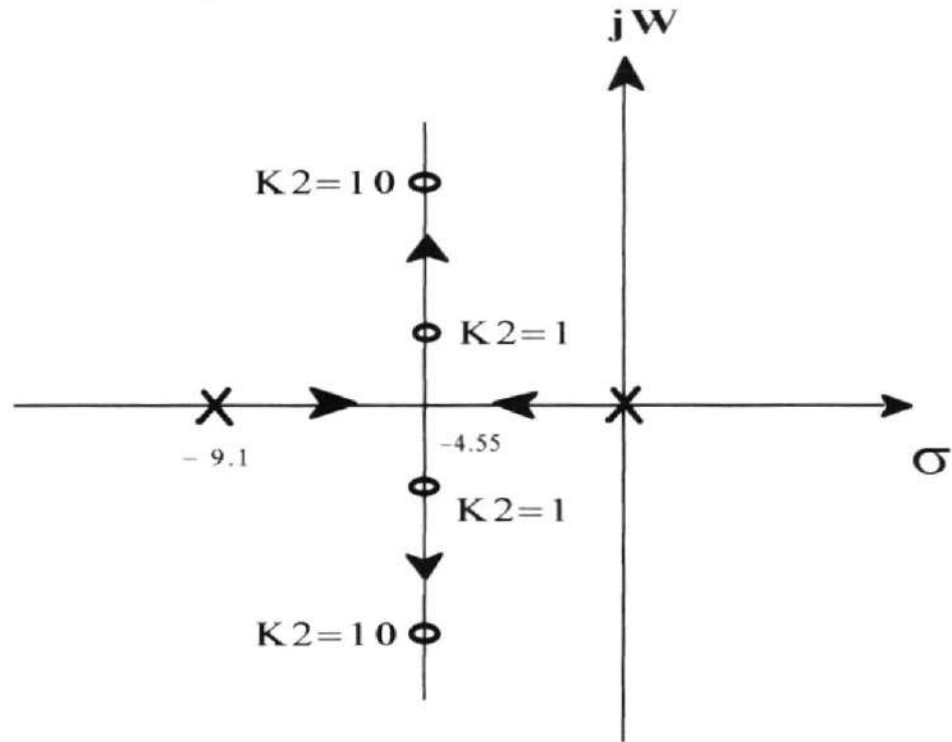


Figura 6.3 Ubicación de las raíces para variaciones de K2

Ahora si variamos K3 manteniendo constante K2 entonces tendremos:

Si $K3 = 1$

$$\Rightarrow 1 + \frac{K}{s[s + (9.1 + K3.53)]} = 0$$

$$1 + \frac{K}{s(s + 62.1)} = 0$$

⇒ las raíces serán :

$$s = 0$$

$$s = -62.1$$

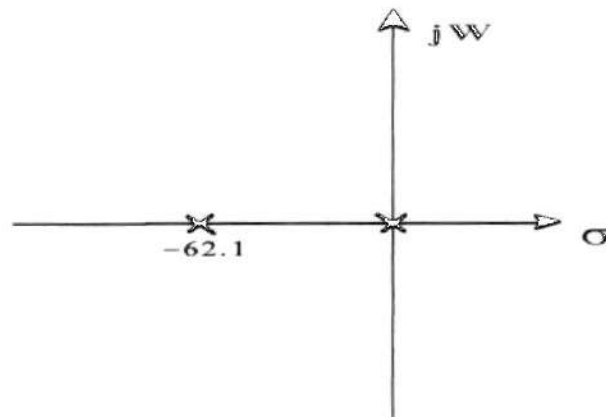


Figura 6.4 Ubicación de las raíces con $K_3=1$, K_2 constante

Si $K_3 = 5$

$$\Rightarrow 1 + \frac{K}{s[s + (9.1 + 265)]} = 0$$

$$1 + \frac{K}{s(s + 274.1)} = 0$$

y las raíces son:

$$s = 0$$

$$s = -274.1$$

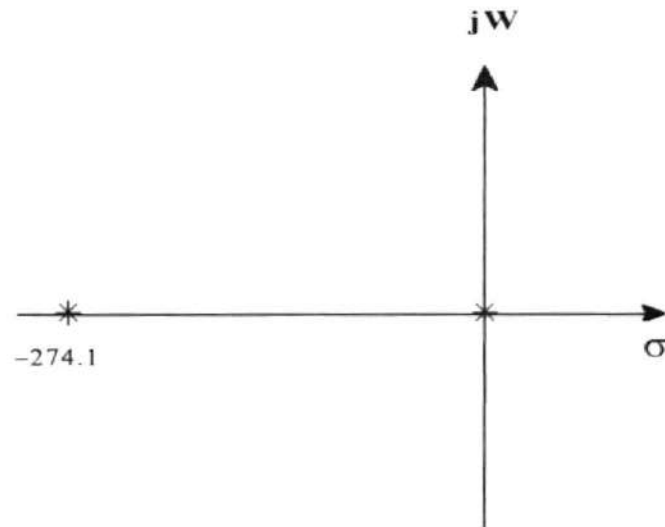


Figura 6.5 Ubicación de las raíces con $K_3=5$, K_2 constante

6.3. CONDICIONES EXTREMAS DE FUNCIONAMIENTO

A partir del análisis de estabilidad que hemos realizado podemos deducir lo siguiente :

En el sistema de control de posición de lazo cerrado notamos que tomando a K_2 y K_3 como parámetros, siempre va a existir un polo en el origen, por lo tanto el sistema es neutral, claro que si aumentamos K_2 el sistema es oscilante.

Cuando aumentamos K_3 el polo diferente de cero se desplaza cada vez mas hacia la izquierda, por lo tanto el sistema se hace mas estable, ya que para $K_3 = 0$, tenemos un polo en -9.1 pero para $K_3 = 5$, tenemos un polo en -274.1 , por lo tanto es relativamente mas *estable*. Con el aumento de K_2 el sistema es mas oscilante por lo tanto es relativamente menos estable; mientras mayor es el valor de K_3 el sistema es menos oscilante, es decir K_3 elimina las oscilaciones producidas con el aumento de K_2 . Claro que existirá valores de K_2 Y K_3 que hagan que el sistema sea el mas estable; ya que en un control de posición se requiere que el sistema no tenga oscilaciones, para el presente caso valores de K_3 grandes y K_2 pequeños, son los adecuados.

CAPITULO VII

DISEÑO DE LA TARJETA DE INTERFAZ DE DATOS

7.1 TRANSMISION Y ADQUISICION DE DATOS

Antes de iniciar la explicación de cada uno de los componentes del circuito de interfaz de datos se debe tener claro el concepto de interface. Una *interface* es la interconexión de dos dispositivos, circuitos o sistemas, eléctricamente incompatibles de modo que entre ellos pueda transferirse información de manera eficiente. En este capítulo nos referiremos a una interface constituida por puertos que van a interactuar con cada uno de los convertidores, etapas acondicionadoras y demás dispositivos que manejarán las señales de control digital ya sea de velocidad o de posición.

El sistema computador está diseñado para incluir dispositivos de I/O programables. Un *puerto programable* de I/O es un circuito que puede funcionar ya sea como un

puerto de entrada o un puerto de salida, con o sin “handshaking”. Por consiguiente los dispositivos programables hacen que el sistema sea flexible y adaptable a los diferentes requerimientos.

Los dispositivos utilizados en nuestro diseño son la *Interface Programable 8255* y el *puerto I/O 8212*.

7.1.1. INTERFACE PROGRAMABLE 8255A

El 8255A es una interface programable de periféricos (PPI). Su función es la de un componente de entrada y salida de propósito general para interfacear equipos periféricos al bus del sistema microcomputador.

La configuración funcional del 8255A es programada por software de tal forma que ninguna lógica externa es necesaria para interfacear los dispositivos periféricos. Esta interface es utilizada debido a su gran utilidad en sistemas en los cuales se requiere del manejo de varias líneas de entrada y salida. En la figura 7.1 se muestra la distribución de pines de este PPI, el cual contiene 3 puertos programables de entrada y salida de 8 bits cada uno. En el Apéndice B se puede hallar mayor información técnica del 8255A. Podemos observar que 24 de los 40 pines del 8255A son líneas de entrada y salida. Específicamente, PA0-PA7

corresponden al puerto A, PBO-PB7 al puerto B y PCO-PC7 corresponden al puerto C. Las 8 líneas del puerto C se dividen en dos grupos iguales, cada uno de cuatro líneas (PC7-PC4 y PC3-PC0). Estos grupos de líneas pueden trabajar en combinación con los puertos A y B o como dos puertos individuales de 4 bits.

En su estructura interna los registros se encuentran divididos en dos grandes grupos: el A y el B, cada uno de los cuales tiene su propio elemento de control.

El grupo A está compuesto por el puerto A y los cuatro bits más significativos del puerto C, mientras que el grupo B por el puerto B y los cuatro bits menos significativos del puerto C.

El sentido (entrada, salida o bidireccional) y la función (datos o control) de las líneas de todos los puertos se programan durante la operación normal del dispositivo mediante una palabra de control de 8 bits que envía la unidad central de proceso (CPU) al PPI.

Inicialmente, el 8255A dispone de 4 registros, 3 de los cuales se dedican a almacenar la información que entra o sale de los puertos A,B y C. El cuarto registro se denomina registro de control, y, como su nombre lo indica ,se dedica a realizar las funciones de control; programando este registro se configuran los

grupos A y B, definiéndose el comportamiento de los puertos y , por consiguiente, el funcionamiento general del dispositivo .

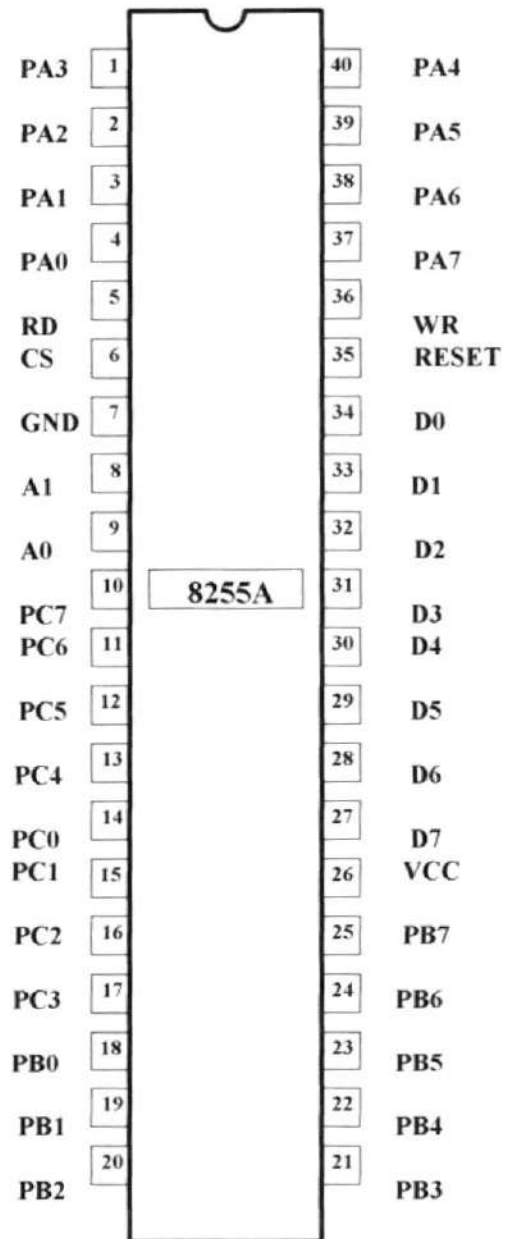


Figura 7.1 Distribución de pines del 8255A

FUNCIONES DE LOS PINES

Además de las 24 líneas de entrada/salida asociadas a los puertos A,B y C , la función de las líneas restantes del 8255 se puede resumir en los siguientes términos:

D7 A D0.- Líneas de datos. Comunican el 8255 con el bus bidireccional de datos del sistema microprocesador.

—

WR (WRITE)- Activa en bajo. Permite que la CPU realice una operación de escritura sobre el PPI.

—

RD (READ)- Activa en bajo. Permite que la CPU realice una operación o ciclo de lectura sobre el PPI.

—

CS (CHIP SELECT)- Activa en bajo se destina para la selección del integrado. El 8255 se comunica con la CPU cuando CS=0 y se aísla cuando CS=1.

RESET.- Activa en alto. Inicializa el PPI y borra todos los registros internos, incluyendo el de control, configurando como entradas todas las líneas de los puertos.

A0 y A1.- Estas señales en combinación con RD y WR, seleccionan el puerto o registro del 8255 sobre el cual se va a realizar una operación de lectura o escritura; normalmente, se conectan a las líneas A0 y A1 del bus de direcciones del sistema.

Para el diseño de la tarjeta de interfaz de datos se ha visto conveniente utilizar el funcionamiento del PPI en modo 0 (sin handshaking) ya que se acomoda a nuestro requerimiento de que cualquiera de los puertos A, B ó C puede trabajar como entrada ó como salida. La configuración utilizada para este modo 0 es la siguiente:

PUERTO A = SALIDA

PUERTO B = ENTRADA

PUERTO C = ENTRADA

Debido a que en la interface programable 8255 no existe una configuración en la cual 6 líneas de un puerto (5 del decodificador de eje y una señal de EOC proveniente del ADC0808) funcionen como entradas y una línea del mismo puerto (START) funcione como salida, se ha utilizado todo el puerto C como entrada en el cual ingresen los 5 bits del codificador de eje y el bit EOC del ADC,

sin utilizar los dos bits más significativos del puerto C. Aunque las 6 líneas de entrada fueron conectadas acertadamente, todavía persistía el problema de la señal START.

Por tal motivo se utilizó un puerto de entrada/salida para enviar la señal START hacia el ADC0808. Se escogió el puerto I/O 8212 para tal propósito.

7.1.2. PUERTO DE ENTRADA / SALIDA 8212

El 8212 es un registro de tres estados de ocho bits con lógica de control y selección que puede utilizarse como puerto de entrada o de salida en sistemas basados en el microprocesador 8086. En la figura 7.2 se muestra la distribución de pines del 8212. Este registro de almacenamiento proporciona un método sencillo de implementar un puerto I/O por hardware. En el apéndice B correspondiente al Manual Técnico se puede encontrar información más detallada.

FUNCIONES DE LOS PINES

El 8212 consta de ocho flip-flops tipo D (entradas) cada uno conectado a un registro de almacenamiento de 3 estados (buffer tri-state) no inversor de salida. En adición, el dispositivo tiene dos entradas de selección (DS1 y DS2), una

entrada de Modo (MD) , una entrada estroboscópica o de habilitación (STB) y una entrada de Clear o de borrado (CLR) .

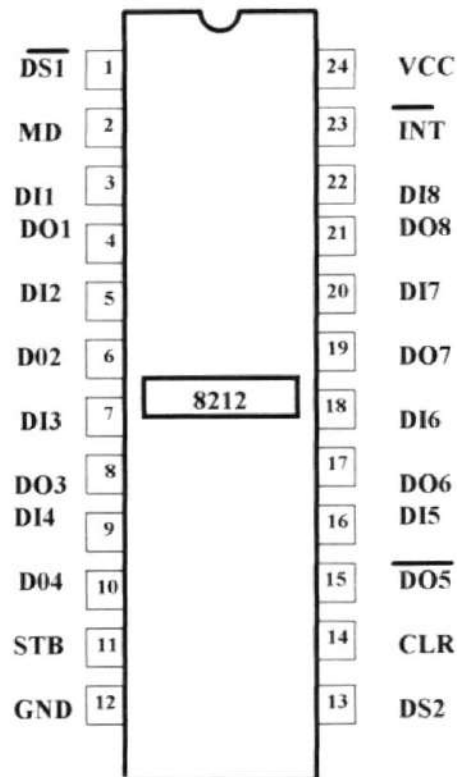


Figura 7. 2 Distribución de pines del 8212

El fabricante recomienda el esquema expuesto en la figura 7.3 para usar el circuito 8212 como un puerto de salida, que es como lo utilizaremos en el presente trabajo de tesis.

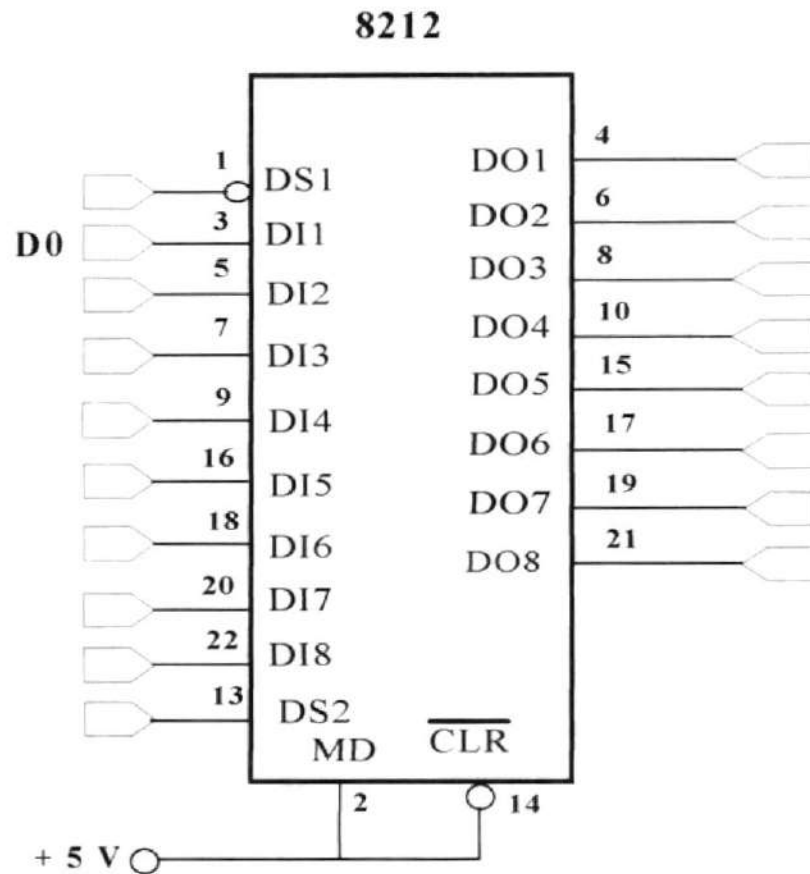


Figura 7.3 Aplicación como puerto de salida del 8212

La función de cada uno de los 24 pines puede resumirse en los siguientes términos

Las líneas **DI1** (pin 3) hasta **DI8** (pin 22) son las entradas de datos.

Las líneas **DO1** (pin4) hasta **DO8** (pin 21) son las salidas de datos.

La entrada **CLR** (clear , pin 14) es la línea de inicialización. Cuando recibe un bajo, borra todos los datos de los flip-flops , llevándolos al estado de reset .

Las entradas **DS1** y **DS2** en nuestro caso son usadas para la selección del dispositivo. Por ejemplo cuando DS1 está en nivel lógico '0' y DS2 está en nivel lógico '1' (DS1, DS2) el dispositivo es seleccionado. En este estado los buffers de salida del circuito son habilitados y actualizados con los niveles lógicos presentes en la entrada.

La entrada **MD** (pin2) es la línea de modo de entrada/salida. Controla el estado del buffer de salida y determina la procedencia de la señal de reloj de entrada para el enclavamiento de los datos. Cuando MD se encuentra en nivel lógico '1' (modo de salida) los buffers de salida son habilitados y la fuente de reloj para el enclavamiento de datos proviene del dispositivo lógico de selección (DS1 , DS2).

En resumen, cuando (DS1, DS2) sea igual a un nivel lógico '0' y MD sea igual a un nivel lógico 1 se producirá el enclavamiento de los datos en la salida. Debido a que la señal IOW realiza una acción de escritura sobre los dispositivos

de entrada y salida, es decir, produce el dato válido D0 proveniente del microprocesador hacia el 8212 y además aprovechando los niveles lógicos compatibles que ambas señales tienen, se procedió a conectar la señal de control de la barra IOW a la entrada DS1.

También como el puerto de I/O solamente enviará una señal de inicio de conversión START al ADC0808, se conectó el bit D0 de la barra de datos a la entrada DI1 del 8212. Como se justificará más adelante, la salida del decodificador de direcciones Y5, se la conectó a un inversor 74LS04, y la salida de éste, a la entrada DS2. El diagrama de conexión final del 8212 es el que se muestra en la figura 7.4.

7.1.3. DECODIFICADOR DE DIRECCIONES

Antes de entrar a analizar el circuito decodificador de direcciones es conveniente mencionar algunos detalles del espacio de direcciones del microcomputador que ayudarán a comprender mejor nuestro circuito.

La arquitectura del microprocesador 8086 posee un espacio de direcciones de puertos de 65536 direcciones. El computador no utiliza todo este rango de

direcciones sino solamente los 10 bits menos significativos (0 a 9) que son usados para decodificar las direcciones de un dispositivo.

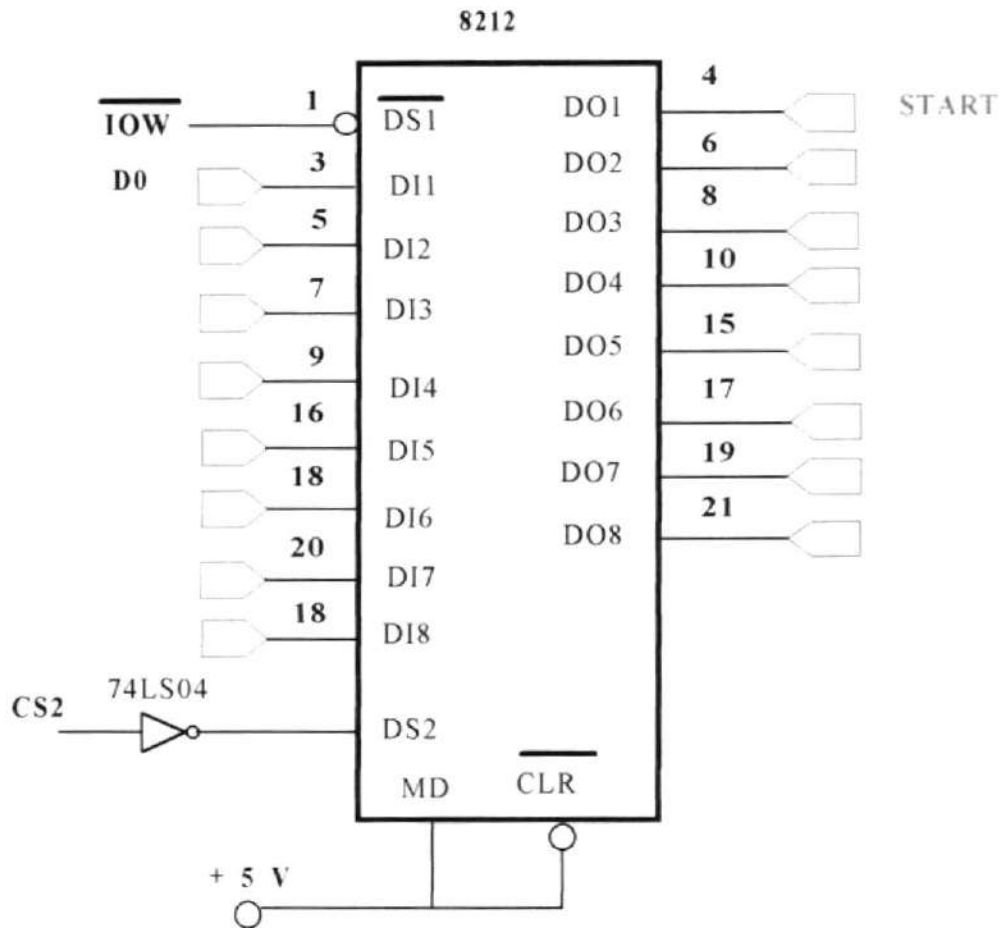


Figura 7.4 Puerto de Salida final

En la computadora personal PC se utiliza una parte del mapa de I/O para funciones específicas. Se suele reservar para el sistema de la computadora el

espacio de direcciones entre los puertos 0000H y 3FFH. Los puertos de entrada/salida desde 0400H hasta FFFFH suelen estar disponibles para las aplicaciones del usuario. Este es el rango de direcciones al cual hemos recurrido para direccionar la tarjeta de interfaz de datos. La figura 7.5 ilustra el uso del campo de direcciones de I/O en el PC.

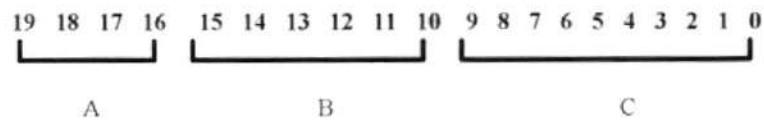


Figura 7.5 Campo de Direcciones de I/O de una PC

- A : rango no utilizado por la arquitectura de direccionamiento de puertos del 8086
- B : rango de operación de instrucciones IN y OUT, pero no es usado por el PC
- C : rango de dirección reservado para la computadora

Por lo tanto, se ha seleccionado el rango a partir de la dirección 500H (en hexadecimal), con el cual se accederá a la dirección principal o base de la tarjeta

de interfaz, o sea la correspondiente al puerto A del 8255A y la dirección 540H (en hexadecimal) con el cual se accederá a la dirección del puerto de salida 8212.. La siguiente tabla ilustra lo expresado:

Tabla 7.1

Dispositivos de I/O

Dirección	Nombre de señal	Dispositivo Seleccionado
500H	CS1	Puerto de I/O 8255A
540H	CS2	Puerto de Salida 8212

Como se mencionó anteriormente, era necesario tener una tarjeta de interfaz de datos para poder seleccionar las direcciones de los dispositivos utilizados en el sistema. Por lo que dentro de ese diseño cumple una función muy importante un circuito que nos ayuda a seleccionar debidamente tales dispositivos. Este circuito es el Decodificador de Direcciones 74ALS138.

El Decodificador de Direcciones es un circuito muy común que provee una sola salida activa de ocho posibles activadas en bajo. Al recibir un código binario de

tres bits se activa su entrada, generando una salida única equivalente por cada valor de código de entrada. La distribución de pines del circuito integrado 74ALS138 se muestra en la figura 7.6. Este circuito es utilizado para decodificar las líneas de dirección A8, A7 y A6 de tal forma que pueda seleccionar los dispositivos 8255A y 8212. En la tabla 7.2 se muestra el funcionamiento de selección y los valores de verdad del decodificador 74LS138.

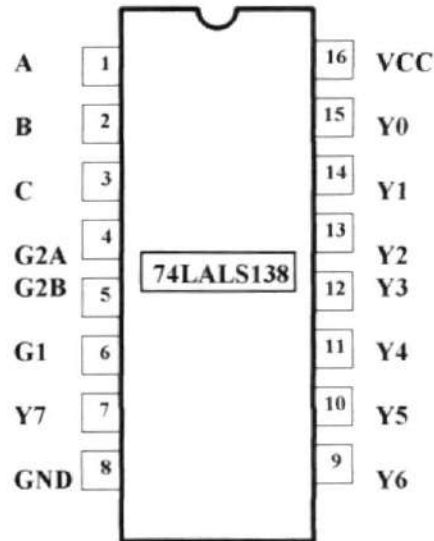


Figura 7.6 Distribución de pines del 74ALS138

Analizando la tabla de verdad nos damos cuenta que la salida del circuito 74ALS138 es una salida activa en estado bajo. Pero para que esto ocurra deben estar activas las tres entradas de habilitación, que corresponden a G2A, G2B y G1; para ello, las entradas G2A y G2B

Las líneas de dirección A6 y A8 se conectaron a las entradas de selección A y C respectivamente. La línea de dirección A7 se conectó primeramente a un juego de puertas NOR junto con las líneas A2, A3, A4 y A5, con el propósito de asegurar un normal desenvolvimiento de la tarjeta de interfaz de datos y el computador en relación al acceso de una dirección de memoria. Por lo que a la entrada de selección C del decodificador se ha ingresado la señal AIN la cual es la resultante del par de puertas NOR. En la siguiente tabla se ilustra lo expresado anteriormente:

Tabla 7.3
Estados del bus de dirección para las salidas de
habilitación del 74ALS138

A11	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Salida Habilitada	Dirección	Dispositivo Seleccionado
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Y4	500H	8255A
0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	Y5	540H	8212

Podemos decir entonces que cuando se realice un ciclo de escritura a la dirección 500H, solamente la salida Y4 se encontrará activa en estado bajo; de la misma forma, cuando se realice una acción de escritura a la dirección 540H, solamente la salida Y5 será habilitada en bajo. Cabe mencionar que con todas las

expresiones vertidas se ha podido justificar el diagrama de conexión final del 8212 mostrado en la sección anterior. Mediante el siguiente gráfico se visualiza el circuito decodificador de direcciones final:

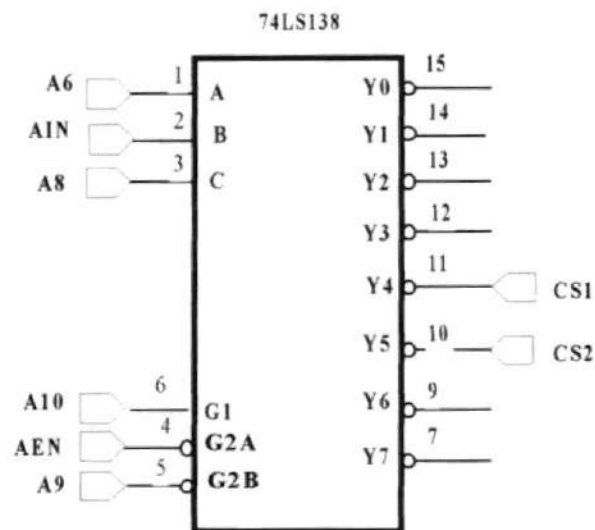


Figura 7.7 Circuito decodificador de direcciones para los dispositivos de I/O

7.2. CONVERSION DE DATOS

Los convertidores se utilizan para interconectar el microprocesador con un sistema analógico. En nuestro sistema éstos serán utilizados para convertir la velocidad y posición analógicos del motor.

7.2.1. CONVERTIDOR DIGITAL - ANALOGICO DAC 0808

Uno de los convertidores D/A (digital - analógico) más utilizados es el de 8 bits DAC0808 . Este es un convertidor de 8 bits cuyo tiempo de estabilización es de 150 nseg . La disipación de potencia es algo menor a 33 mW cuando se trabaja el circuito con alimentación de $\pm 5V$.

En la figura 7. 8 se muestra la distribución de pines de este chip. Observe los siguientes puntos destacados con respecto a este convertidor:

- Está compuesto por una red R-2R
- El voltaje de referencia aplicado a esta referencia se puede alterar externamente por medio de los terminales V_{ref+} (pin14) y V_{ref-} (pin 15)
- El DAC 0808 entrega por el pin 4 , una corriente I_o . Para convertir esta corriente a voltaje hay que colocar a la salida un sistema como un amplificador operacional.
- Este convertidor puede alimentarse con fuentes duales desde $\pm 5v$ hasta 18 V.

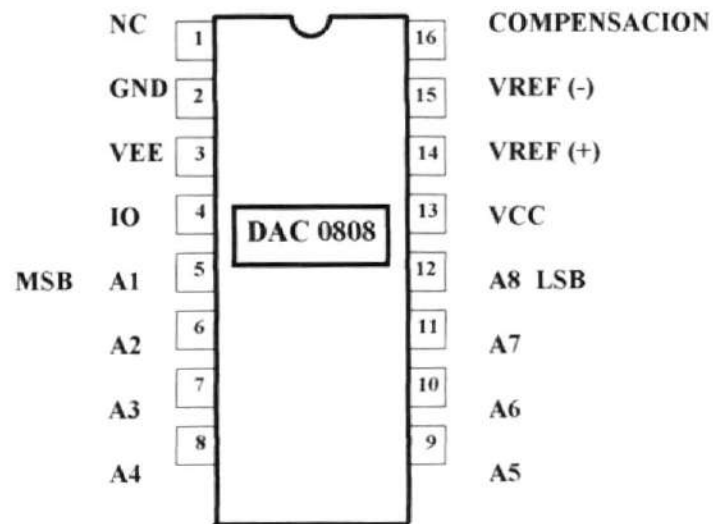


Figura 7. 8 Distribución de pines del DAC 0808

7.2.2. CONVERTIDOR ANALOGICO - DIGITAL ADC 0808

El ADC 0808 es un convertidor A/D de 8bits (la señal analógica se convierte en una palabra de 8 bits), que tiene 8 entradas analógicas. El ADC 0808 contiene 28 pines de los cuales 8 corresponden a las señales de entrada; este dispositivo tiene un selector (multiplexor) de tres líneas digitales, que permite escoger la señal de entrada a convertir. La distribución de pines del integrado ADC0808 se ilustra en la figura 7. 9.

Para cada una de las 8 combinaciones se utiliza el canal correspondiente a la salida del selector.

Esta salida está conectada a la entrada del convertidor analógico propiamente dicho. El ADC 0808 utiliza la técnica de las aproximaciones sucesivas para realizar la conversión. Después de seleccionar el canal (3 bits) y dar la señal de START, el circuito emplea 100 microsegundos para completar el proceso; cuando esto ocurre, coloca los 8 bits de la palabra digital resultante en un registro tri-state de almacenamiento en la salida y emite la señal EOC (fin de conversión) para que se entere el sistema encargado de recoger los datos.

La referencia VREF+ y VREF- permiten calibrar el rango de conversión. Por ejemplo: Si VREF+ es 5 V y VREF- es igual a 0V, la palabra digital de salida variará entre 00(Hex) para 0 voltios y FF(Hex) para 5 voltios de señal de entrada.

La conversión de un dato analógico a digital ocurre de la siguiente manera: El dato es admitido por el ADC a través de algunos de sus 8 canales de entrada siempre y cuando el circuito esté adecuadamente conectado y reciba por su pin 10 la señal de reloj.

Esta señal se recomienda que no supere los 500KHz para evitar un calentamiento indeseable en el circuito integrado al exigirle operar a una frecuencia mayor.

La selección del canal a través del cual se admite el dato se logra colocando en los pines 25,24 y 23 del ADC (ADDA, ADDB, ADDC respectivamente) la señales con el nivel lógico conveniente.

La conversión del dato se inicia cuando se activan las señales ALE (Habilita dirección del canal) y START (Iniciar Conversión) lo cual se hará por programa.

Al cabo de 100 microsegundos (tiempo de conversión del ADC), el proceso termina y el convertidor analógico- digital lo indica colocando en alto la señal EOC (pin 7) .

La palabra digital de 8 bits aparece en el registro de salida, pines (D0 -D7) , si la entrada OE (salida habilitada) está activa en nivel alto.

La frecuencia del reloj con el cual trabaja el convertidor ADC 0808 se encuentra dentro del rango permitido en las especificaciones técnicas del circuito.

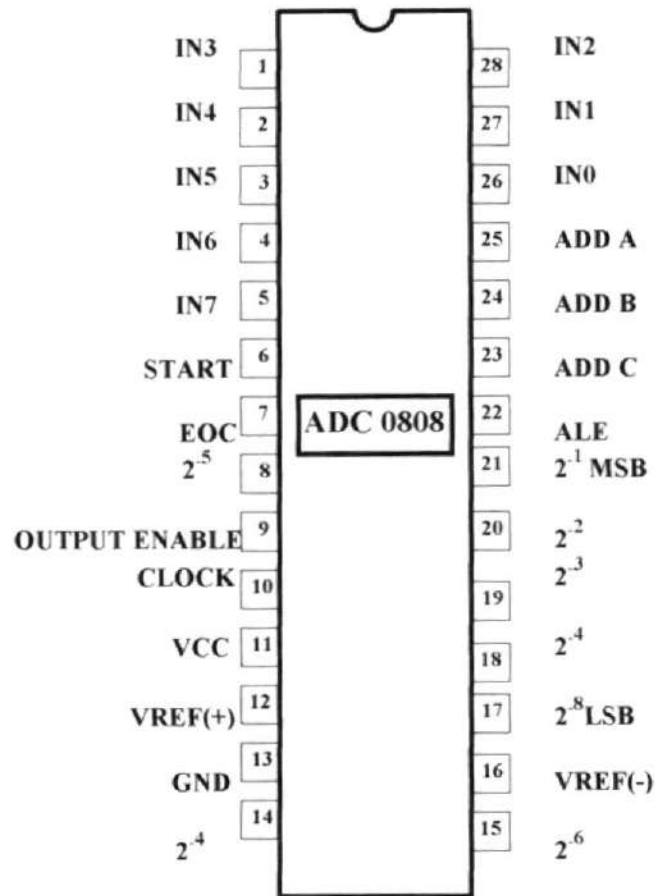


Figura 7.9 Distribución de pines del ADC 0808

CAPITULO VIII

CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC

8.1. OBJETIVOS

En este capítulo se analizará el control de velocidad utilizando un sistema digital diseñado con puertos de entrada/salida, convertidores ADC y DAC y sensor de velocidad. Para esta aplicación el uso del microcomputador está orientado a controlar la realimentación mediante algoritmos apropiados. El sistema digital supera el funcionamiento de controles analógicos convencionales, ya que este es más flexible y adaptable a varios requerimientos.

8.2. DIAGRAMA DE BLOQUES

Para una mejor ilustración, el diseño del **sistema de control de velocidad** se lo ha

dividido en bloques, cuyo diagrama se presenta en la figura 8.1. El *control* se lo realiza mediante los siguientes pasos:

1. Medir la velocidad actual del motor (esta es suministrada por el tacómetro el cual nos da una señal de voltaje proporcional a la velocidad del motor).
2. Comparar la velocidad actual con la velocidad deseada para producir el error.
3. Con el error producido se genera la señal de control de acuerdo al algoritmo aplicado en el microcomputador.
4. La señal de control es transmitida al puerto I/O y al convertidor digital analógico, cuya salida es amplificada para manejar el servo-motor.

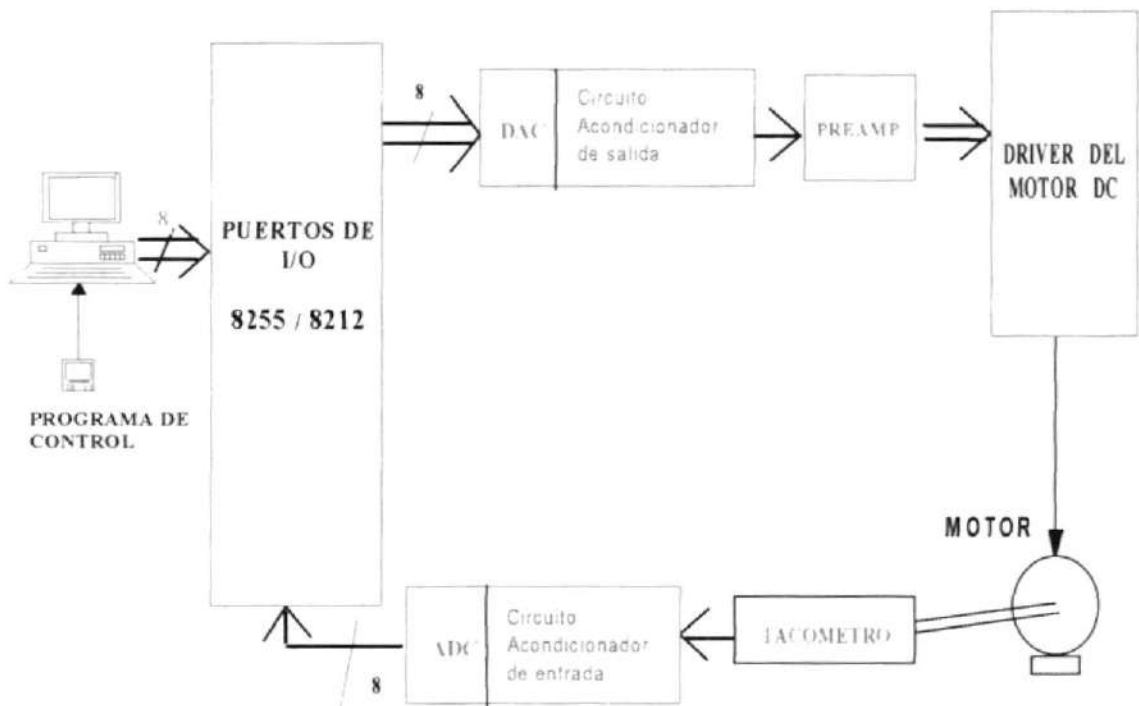


Figura 8.1 Sistema de Control Digital de Velocidad

8.3. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

El sistema se lo ha dividido en 3 partes para su mejor entendimiento:

1. **Interface Acondicionadora de Entrada**, la cual permite el ingreso de la variable controlada del proceso (velocidad) hacia el sistema controlador.
2. **Interface de Entrada/Salida con la Microcomputadora**, la cual controla y convierte los datos de I/O.
3. **Interface Acondicionadora de Salida**, la cual permite la utilización de la señal de salida de la microcomputadora (*variable manipulada*), en el proceso.

8.3.1. INTERFACE ACONDICIONADORA DE ENTRADA

Esta interface comprende un convertidor analógico - digital y un circuito acondicionador de entrada.

El circuito acondicionador de entrada, el cual se muestra en la figura 8.2, recibe la señal del tacómetro la cual genera una señal de voltaje proporcional a la velocidad en el eje de alta del motor. Esta señal es acondicionada mediante un circuito amplificador no inversor. Su funcionamiento es como sigue: La señal proveniente del tacómetro es reducida mediante R1 y R2 para luego ser amplificada a través de RF a un nivel de

voltaje compatible con la entrada del ADC0808. Además en este circuito mediante el potenciómetro de *zero* eliminamos el offset de tal manera que para una velocidad cero tengamos cero voltios a la entrada del ADC. En la siguiente sección se explica el funcionamiento del ADC en nuestro sistema.

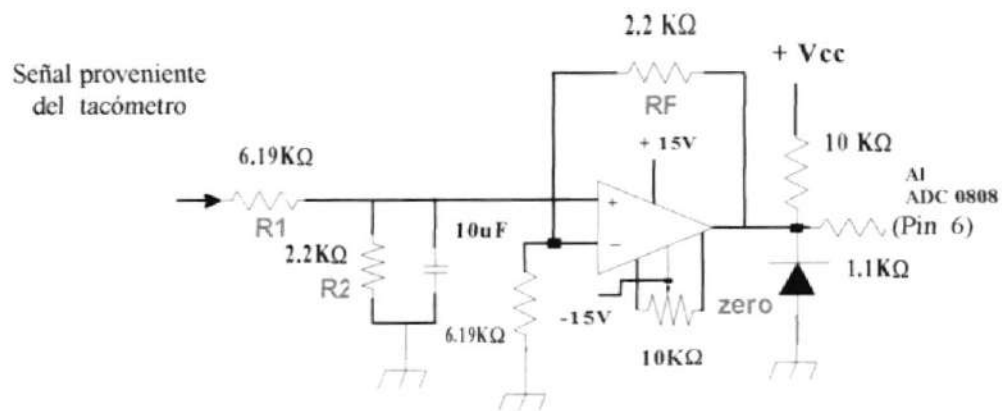


Figura 8.2 Circuito Acondicionador de Entrada

8.3.2. INTERFACE DE ENTRADA/SALIDA CON LA MICROCOMPUTADORA

En el diseño de esta *interface* se debe tener en cuenta que las señales provenientes del medio externo son de tipo analógico y que la misma permitirá entradas analógicas en un rango de 0-5 V. Bajo estas condiciones, la señal proveniente de la interface acondicionadora de entrada ingresa al multiplexor de 8 canales (IN6) interno del ADC 0808, tal como lo muestra la figura 8.3. La

selección del canal del mux a través del cual se admite el dato, se logra colocando en los pines **23,24** y **25** del ADC (A2,A1,A0) las señales con niveles lógicos alto, alto y bajo respectivamente, siendo A2 el bit más significativo.

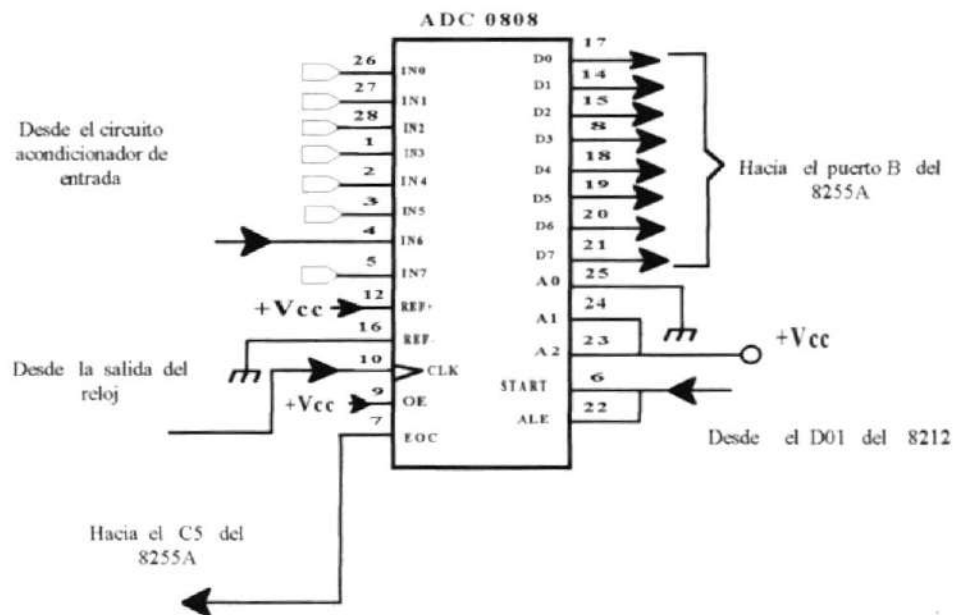


Figura 8.3 Circuito convertidor analógico - digital

La conversión del dato se inicia cuando se activan las señales *ALE* (habilita dirección del canal) y *START* (iniciar conversión), la cual se hará por programa.

Al cabo de 100 μ seg (tiempo de conversión del ADC) el proceso termina y el convertidor A/D lo indica colocando en *alto* la señal EOC (pin7). La palabra

digital de 8 bits aparece en el registro de salida (OUT0-OUT7 del ADC) si la entrada OE (output enable) está activa en nivel alto.

La señal **START** proviene de la salida *DOI* (pin 4) del registro de almacenamiento de entrada/salida del **8212**. Esta salida resulta de la captura del dato en la entrada *DII* (pin 3), cuya señal proviene del bus de datos del microcomputador (D0), el cual es manejado por software.

A la entrada de DS1 se ha conectado la señal IOW (la cual se activa en bajo) proveniente del bus de control del microcomputador. La justificación de dicha conexión fue explicada en el capítulo anterior.

El código de entrada a los pines de selección del *74LS138* proviene de las líneas de dirección A6, A7, A8, siendo esta última el bit más significativo. Este código selecciona la salida Y4 (habilitada en bajo), la cual corresponde a la señal CS1 (pin 6 del PPI). Esta señal CS1 es necesaria para la selección y operación del integrado 8255. Este mismo código activa la salida Y5 en estado alto, que corresponde a la señal CS2. Esta señal mediante una simple inversión es enviada a la entrada de selección DS2 del circuito integrado 8212. La señal EOC proveniente del ADC 0808, ingresa al pin 11 (C5) del 8255, indicándole el

fin de conversión del dato. El 8255 permite entonces el ingreso de información al buffer de entrada, a través del puerto B (BO-B7 , pines 18-25). Las conexiones del 8255A y del 8212 se muestran en el capítulo 10.

El ingreso de datos al puerto B del PPI se lo realiza mediante programación en lenguaje ensamblador utilizando el siguiente conjunto de instrucciones:

```
MOV DX, PORTB
MOV AL,DATO
IN DX,AL
```

Donde AL y DX son registros internos del CPU. DATO contiene la palabra digital de 8 bits convertida proveniente del ADC y PORTB contiene la dirección del puerto B (501H).

Este puerto B es seleccionado a través de las líneas de dirección A1 y A0 (que en este caso tendrían valores $A1 = 0$ y $A0 = 1$). A su vez estos datos se deben transferir a las líneas D0-D7 del bus del microcomputador a través de los pines (27-34) del 8255 con la siguiente línea de instrucción:

```
MOV AL,DATO
```

Se mencionó anteriormente que la señal EOC ingresaba a una línea del puerto C (C5). Las 5 líneas (C0-C4) del puerto C de la interface programable 8255 serán utilizadas para manejar el codificador en el control de posición. Mientras que las líneas C6 y C7 no serán usadas.

Las líneas IOR, IOW y GND son señales que van conectadas directamente al bus de control del microcomputador. Las líneas A0-A7 del puerto A son programadas como salidas por el registro de control del 8255. Estas líneas van conectadas a la entrada del DAC 0808 para su conversión. Esto se muestra en la figura 8.4.

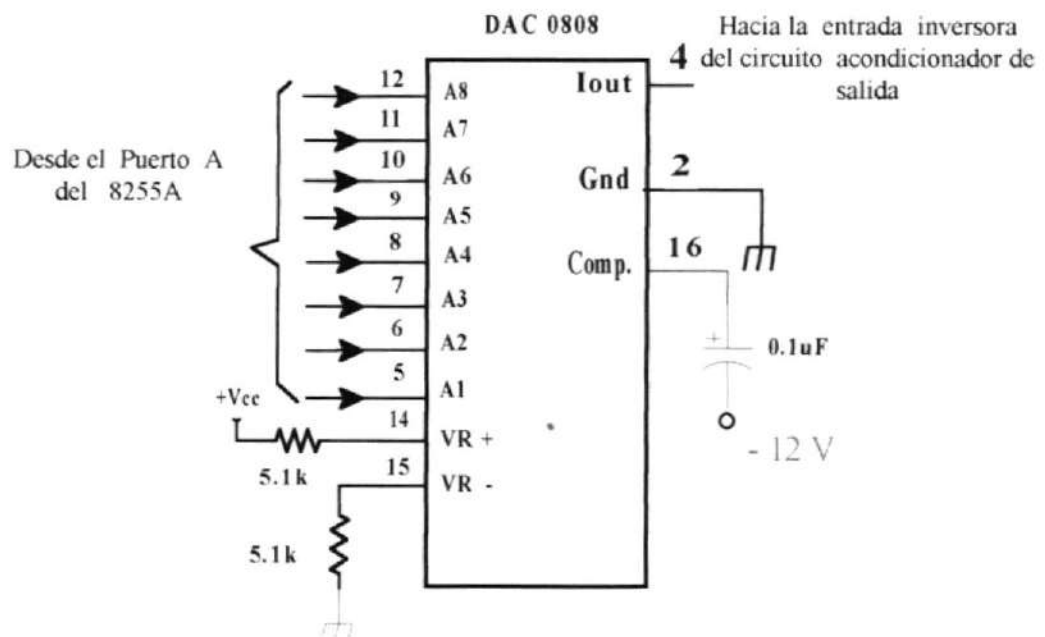


Figura 8.4 Circuito convertidor digital - analógico

El DAC 0808 posee además una entrada de referencia que está limitada a $V_{cc} = 5V$. La salida del DAC es una señal de corriente, que representa la información digital de posición o de velocidad, según sea la aplicación del controlador digital.

8.3.3. INTERFACE ACONDICIONADORA DE SALIDA

Esta interface comprende un convertidor digital - analógico y un circuito acondicionador de salida. El circuito acondicionador de salida recibe la señal del DAC (entre 0 y -5 V) cuyo voltaje es proporcional a la entrada digital del convertidor.

Este circuito se lo ha diseñado de tal manera que en su salida tengamos voltajes V_o (entre -1 y 1 V), los cuales son los adecuados para manejar el preamplificador. En la figura 8.5 se muestra este circuito. La ecuación que gobierna este circuito es:

$$V_o = - \left[\frac{R_F}{R_i} V_i + \frac{R_F}{R_x} (5 V) \right]$$

en donde R_i es una resistencia interna del DAC0808 la cual genera V_i .

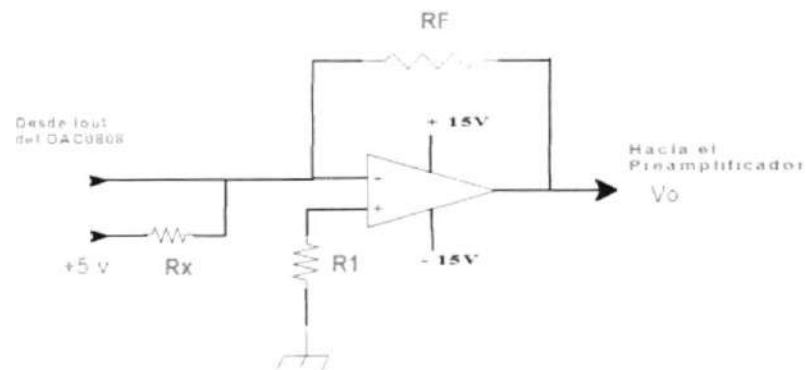


Figura 8.5 Circuito Acondicionador de Salida

8.4. ANALISIS DE RESPUESTA DEL SISTEMA

Nuestro sistema de control digital de velocidad es discreto en el tiempo, ya que los datos cambian solo a intervalos de tiempo T . Dicho intervalo está especificado por el tiempo durante el cual se realiza la medición de la variable controlada, la cual en este caso es la velocidad del motor. Siendo T iguala a 0.25mseg, correspondiente al periodo del reloj, que maneja el convertidor analógico - digital.

Para el motor de nuestro proyecto se determinó en base a un análisis de su respuesta de frecuencia en lazo cerrado, que el ancho de banda es 1.18 Hz correspondiente a un periodo de 0.85 mseg., por lo que trabajando con un T de 0.25 mseg. tendremos un buen margen de seguridad de obtener una información de velocidad muy fidedigna.

Para nuestro sistema la velocidad actual del motor (variable controlada) viene dado por la velocidad actual digital presente a la salida del ADC multiplicado por un factor de conversión igual a 30, por lo que en la pantalla mostrará un valor de velocidad múltiplo de 30.

Este factor de conversión se llegó a determinar experimentalmente, ya que como máximo podemos obtener 256 valores de velocidad, entonces si consideramos una velocidad máxima de operación de 8000 r.p.m en vacío, si dividimos este valor para 255 obtendremos exactamente 31.37 pero para mayor facilidad y agilidad en el cálculo determinamos el factor de 30 como el mejor valor, también hay que tomar en cuenta que la velocidad nominal del motor es 6000 r.p.m en vacío, entonces el valor máximo de velocidad mostrado en pantalla será el nominal el cual tendríamos un valor máximo en el DAC de 200 en estado estable. En el caso que tengamos por ejemplo un control PI, éste opera con un sobrenivel en el estado transiente, entonces la velocidad del motor sobrepasa los 600 r.p.m, pero como el DAC no se encuentra saturado (255), el sistema responderá eficientemente.

En la figura 8.6 se muestra las conexiones del banco para el control de velocidad con carga. Luego de esta explicación pasaremos directamente a realizar un análisis de la respuesta del sistema.

Análisis de la respuesta bajo un control proporcional:

Como se muestra en la figura 8.7, para una demanda de 3000 r.p.m y $K_P = 5$ se tiene un voltaje de salida en el tacogenerador de 2.3 voltios, equivalente a una velocidad actual de 1300 r.p.m, determinándose un error de velocidad en estado estacionario de 1700 r.p.m.

Si tenemos igual demanda pero $K_p = 8$ se tiene un voltaje en el tacogenerador de 4.4 voltios, equivalente a una velocidad actual de 2450 r.p.m, resultando un error en estado estacionario de 550 r.p.m estacionario de 480 r.p.m como se muestra en la figura 8.8.

En conclusión el control proporcional opera siempre con una desviación o señal de error actuante sea con carga o en vacío, que es lo que hace girar el motor en estado estable.

Cabe anotar que a mayor ganancia proporcional se obtiene menor error de velocidad en estado estable y mayor rapidez de respuesta, debido a que la corrección aplicada es mayor para una señal de error dada, pero el sistema se hace oscilante, como se analizó en el capítulo 5.

Análisis de la respuesta bajo un control proporcional – integral:

Análisis de la respuesta bajo un control proporcional - integral:

Ahora se analizará la respuesta del sistema para un controlador proporcional - integral. La figura 8.9 ilustra el caso de un controlador PI, siendo $K_P = 5$ y $K_I = 1/5$. De esta figura se observa que para una demanda de 3000 r.p.m se tiene un voltaje máximo en el tacogenerador de 6.4 voltios, consiguiéndose un error cero de velocidad en estado estable. La figura 8. 10 muestra la respuesta del sistema para el caso de un controlador PI donde $K_P = 10$ y $K_I = 1/5$ con un sobrenivel en el tacogenerador de 6.2 voltios. De estas dos figuras deducimos entonces que un mayor K_P contribuye a disminuir el sobrenivel de la respuesta. Esto se debe a que el término proporcional también contribuye a disminuir el valor de salida del controlador un a vez que el valor de velocidad actual sobrepasa su respectivo valor de referencia.

En la figura 8. 11 si mantenemos $K_P = 5$, con un aumento de $K_I = 1/2$, la respuesta del sistema se hace más rápida, con un tiempo de estabilización mayor y con una sobrecorrección tanto positiva como negativa, o sea que si aumentamos K_I con un K_P constante el sistema es oscilante. En general se observa una disminución en magnitud tanto para la sobrecorrección positiva como negativa, con un K_P mayor lo que hace que el sistema se estabilice en menor tiempo. Además el

Como conclusión final este tipo de controlador opera con error en estado estacionario de cero.

Análisis de la respuesta bajo un control proporcional- derivativo:

Analizando un controlador proporcional – derivativo como se muestra en la figura 8.12 para un $K_P = 5$ y $K_D = 1/10$, se deduce que su comportamiento es similar a un control proporcional. Así para una demanda de 3000 r.p.m, en vacío tendremos un voltaje en el generador de 4voltios correspondiente a una velocidad actual de 1860 r.p.m.

En la figura 8.13, $K_P = 5$ y $K_D = 10$, tendremos una velocidad actual de 1980 r.p.m con un tiempo de estabilización menor, con lo que deducimos que a mayor valor de K_D se tendrá una desviación y un tiempo de estabilización menor.

Este controlador no es eficiente como el control PI ya que el control diferencial se lo aplica a un controlador PID con el objeto de disminuir las oscilaciones producidas por la contribución integral.

Análisis de la respuesta bajo un control proporcional – integral – derivativo:

En la figura 8.14 se muestra la respuesta del sistema para un controlador proporcional – integral – derivativo, con $K_P = 5$, $K_I = 1/5$ y $K_D = 1/10$ comparado con la figura 8.9 se ve claramente que la contribución derivativa ayuda a disminuir el sobrenivel producido por la parte integral en el control PI, y además contribuye a disminuir la sobrecorrección tanto positiva como negativa, así como también a disminuir el tiempo de estabilización en la velocidad deseada de 3000 r.p.m, en vacío.

También en la figura 8.15 con $K_P = 3$, $K_I = 1/5$ y $K_D = 1/10$ tenemos una respuesta oscilante del sistema y en la figura 8.16 con $K_D = 20$ el tiempo de estabilización del sistema es menor, es decir el sistema es estable luego de una sobrecorrección producida por el aumento de K_D , este tipo de controlador también opera con una desviación de cero en el estado estable.

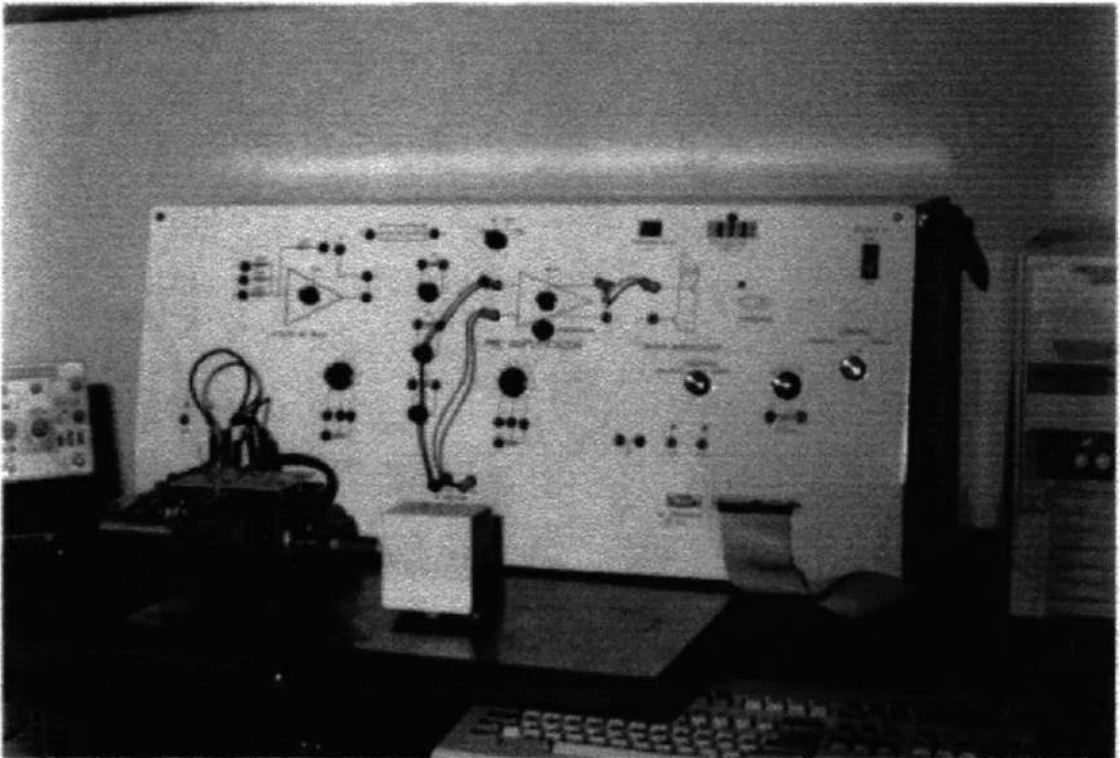


Figura 8. 6 Conexiones para control digital de velocidad

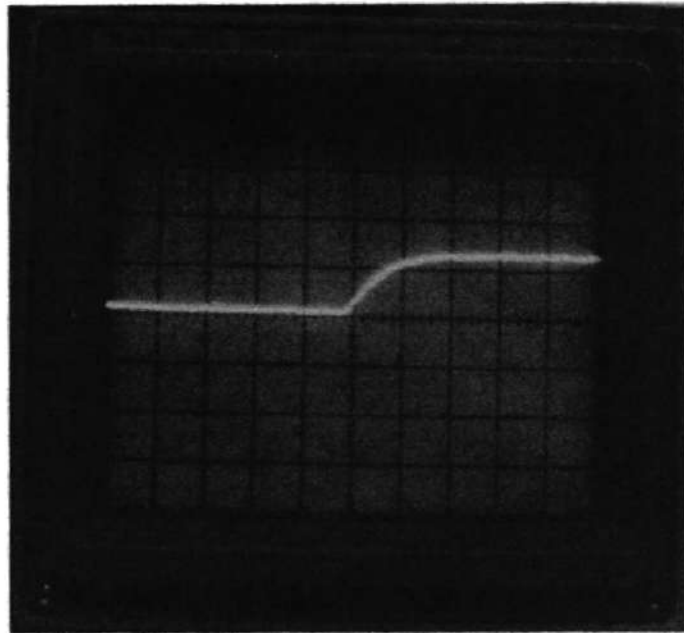


Figura 8. 7 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
con $K_P = 5$

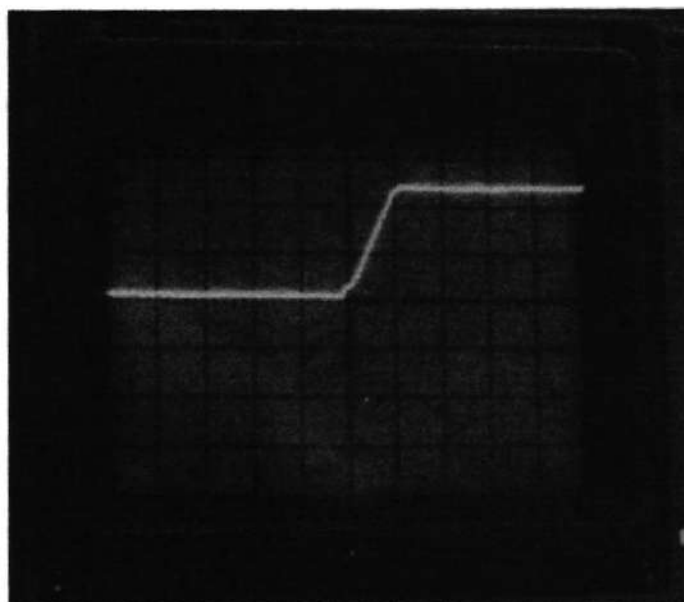


Figura 8. 8 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional

$$K_P = 8$$

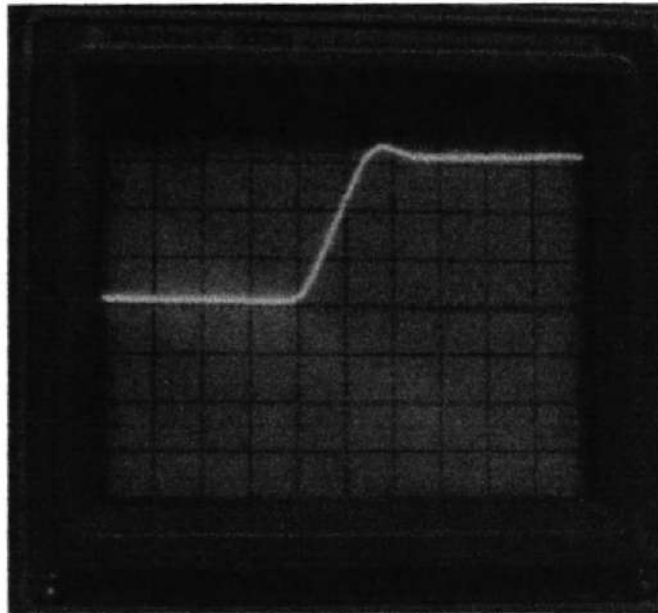


Figura 8. 9 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional -
integral con $K_P=5$, $K_I=1/5$

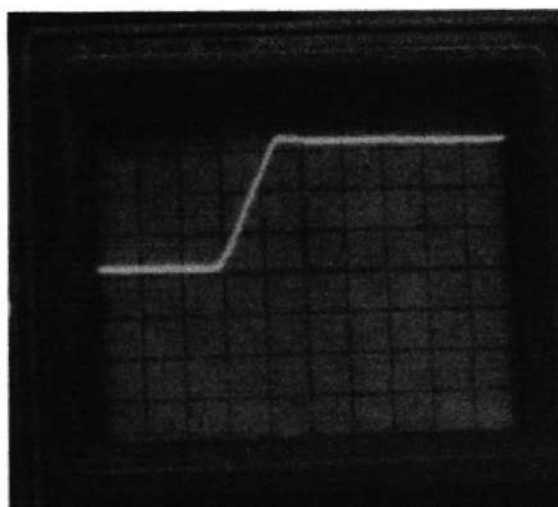


Figura 8. 10 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
-integral con $K_P = 10$, $K_I = 1/5$.

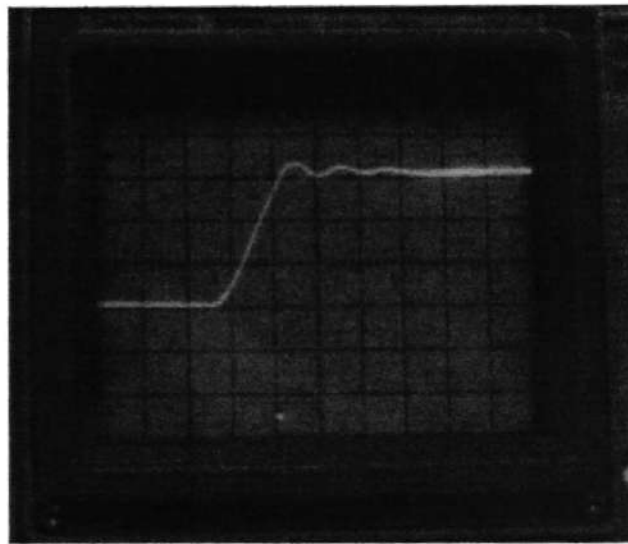


Figura 8. 11 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
- integral con $K_P = 5$, $K_I = 1/2$.

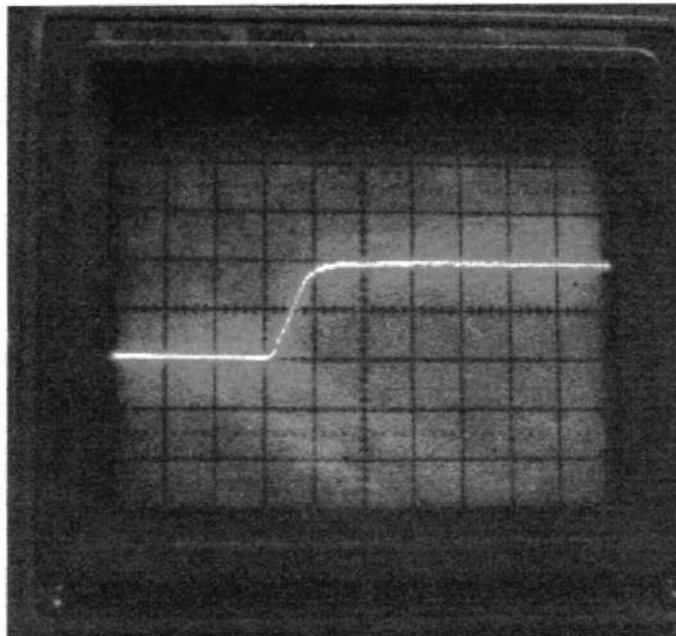


Figura 8. 12 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional

- diferencial con $K_P = 5$, $K_D = 1/10$.

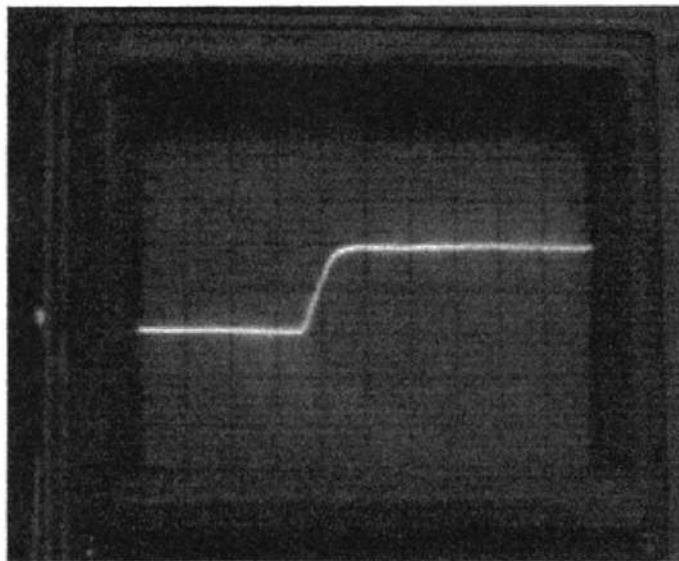


Figura 8. 13 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
- diferencial con $K_P = 5$, $K_D = 10$.

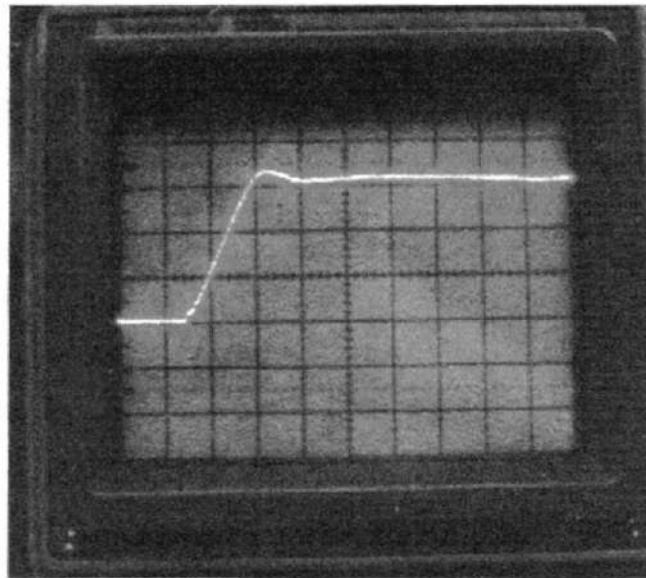


Figura 8. 14 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
- integral - diferencial con $K_P = 5$, $K_I = 1/5$, $K_D = 1/10$.

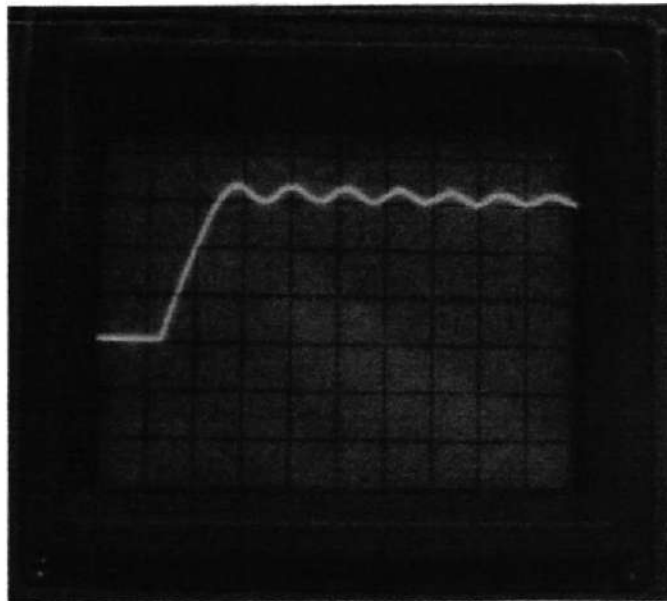


Figura 8. 15 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
- integral - diferencial con $K_P = 3$, $K_I = 1/5$, $K_D = 1/10$.

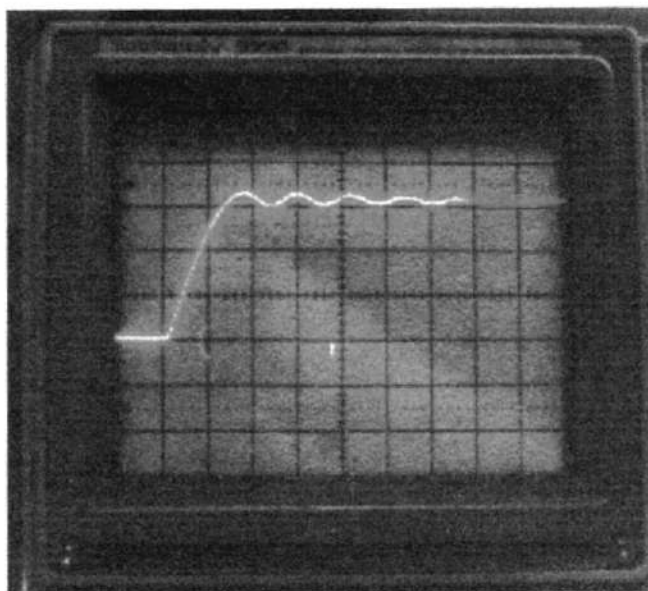


Figura 8. 16 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional
- integral - diferencial con $K_P = 3$, $K_I = 1/5$, $K_D = 20$.

CAPITULO IX

CONTROL DIGITAL DE POSICION DEL SISTEMA

9.1. OBJETIVOS

El controlador digital también ha sido diseñado para controlar la posición del motor DC, utilizando como medio transductor de posición, un codificador de eje.

Con el uso del computador, se aprovechan sus características de flexibilidad, las cuales brindan al sistema de control de posición un mejor manejo de la señal utilizando la misma circuitería con algunas variaciones en software.

9.2. DIAGRAMA DE BLOQUES

La figura 9.1, muestra el diagrama de bloques del sistema básico de control de

posición digital . Este sistema utiliza el mismo esquema del control de velocidad. La diferencia radica en que mientras en el sistema de control de velocidad la realimentación de la señal se lo hacía a través del taco-generador, ahora en el sistema de control de posición se lo realiza a través del codificador acoplado al eje de baja velocidad del motor. Este codificador de eje realiza una conversión analógica a digital, de la posición actual del eje de baja velocidad del motor. Dicha posición actual será comparada con la posición requerida del eje del motor, y el resultado de esa comparación será procesado por el algoritmo de control de posición , implementado en el microcomputador.

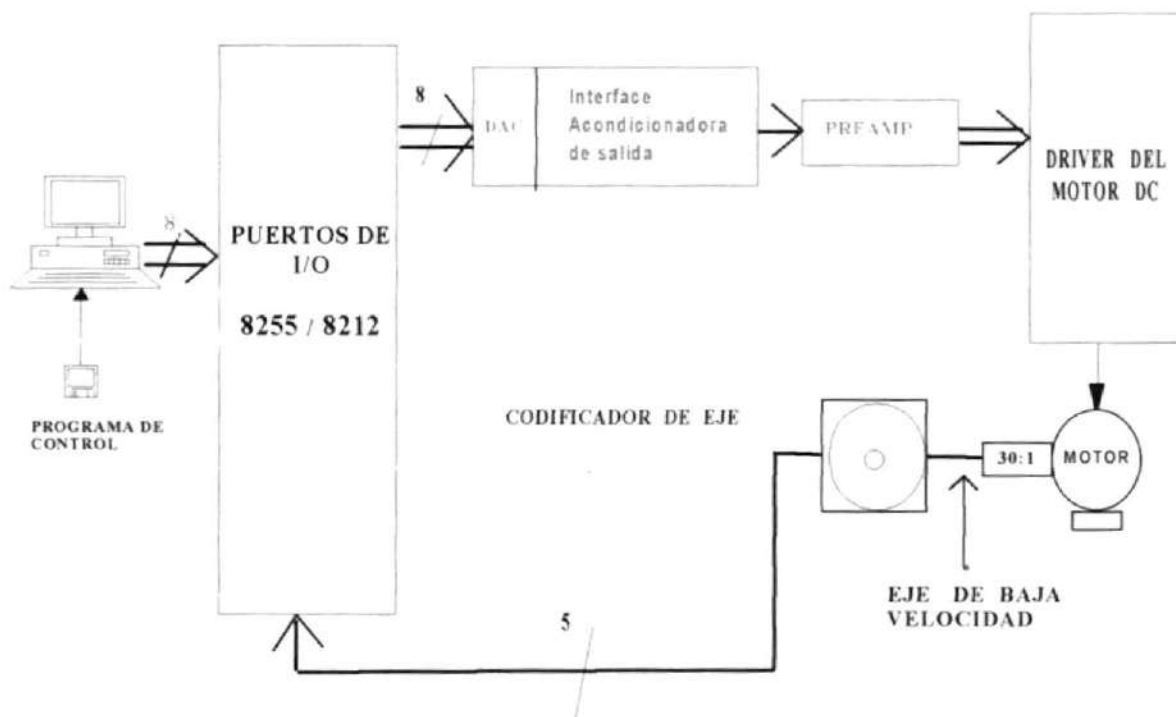


Figura 9.1 Diagrama de bloques del sistema de Control de Posición

9.3. CODIFICADOR DE EJE DEL MOTOR

El codificador de eje del motor DC aplicado al control de posición es utilizado como un elemento convertidor, ya que convierte la posición del eje de baja velocidad de una forma analógica a una digital. El codificador en mención provee una salida de cinco bits codificados en código GRAY.

Existen aplicaciones en las cuales es deseable representar números y otra clase de información con códigos que cambien en sólo una posición de bit desde una palabra de código a la siguiente. Esta clase de códigos digitales se denomina Código de Distancia Unitaria (CDU) y uno de los que pertenecen a este grupo es el código GRAY.

En la tabla 9.1 se puede observar la representación del código GRAY para los números decimales del 0 al 31 con su respectivo equivalente en binario puro.

En esta tabla podemos apreciar la diferencia que existe entre un código GRAY y un código binario puro. En el código binario puro, del paso de una palabra a la siguiente puede haber cambios desde un sólo bit hasta todos sus bits; mientras que desde cualquier número decimal al siguiente sólo un bit del código GRAY cambia.

El código GRAY tiene algunas aplicaciones interesantes en un tipo de convertidor especial denominado *codificador posicional o rotacional*. El codificador rotacional o codificador de eje utilizado en el sistema es usado para convertir la posición angular del eje en formato digital.

La técnica utilizada en su estructura emplea un disco óptico acoplado al eje, el cual posee ventanas estratégicamente localizadas en patrones circulares a través de las cuales la luz puede pasar y activar un fotosensor, que para el tipo de codificador utilizado, es un fototransistor.

En el capítulo 10 se puede observar el esquema del codificador de posición del eje del motor. Si las ventanas mencionadas son colocadas sobre las circunferencias de círculos concéntricos alrededor del centro del eje, un código digital relacionado a su posición angular es generado. Por lo tanto debido a imperfecciones mecánicas (un inadecuado alineamiento óptico), si es que utilizamos un codificador que genere un código binario puro esta situación puede llevar a ciertos errores.

Por ejemplo, en una transición de 00011 a 00100, un mal alineamiento causaría un código transiente de 00101 que aparecería como salida del codificador, lo cual sería recibido como un dato errado, esto es, $00011 \rightarrow 00101 \rightarrow 00100$. Esto

ocurre cuando un mal alineamiento óptico se produce y ocasiona que no todos los bits que deben cambiar, lo hagan al mismo tiempo. Esto trae como consecuencia un dato o transición no válidos. El disco que produce un código gray elimina esto, ya que como se mencionó anteriormente en este código sólo un bit cambia en una transición.

Es importante exponer el método para convertir cualquier secuencia de números binarios a su representación en código GRAY. Esto se realiza bajo el siguiente proceso:

Coloque un cero antes del bit más significativo de la secuencia de números binarios. Realice la función lógica OR-exclusivo entre el cero colocado y el primer bit (MSB) del número binario: esto es, será 1 si tales bits son diferentes, y será 0 si son iguales. El resultado de esta operación representará el primer bit del código GRAY. El segundo bit del código GRAY es igual al OR-exclusivo entre el primer y segundo bit del número binario, y así sucesivamente.

Este proceso puede ser ilustrado convirtiendo el número binario 11001 a gray en el siguiente ejemplo:

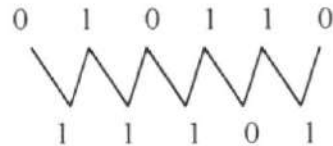
1 0 1 1 0 binario

Tabla 9.1

Equivalentes en código binario y gray para los números de 0 a 31

número decimal	número binario	número gray
0	00000	00000
1	00001	00001
2	00010	00011
3	00011	00010
4	00100	00110
5	00101	00111
6	00110	00101
7	00111	00100
8	01000	01100
9	01001	01101
10	01010	01111
11	01011	01110
12	01100	01010
13	01101	01011
14	01110	01000
15	01111	11000
16	10000	11001
17	10001	11001
18	10010	11011
19	10011	11010
20	10100	11110
21	10101	11111
22	10110	11101
23	10111	11100
24	11000	10100
25	11001	10101
26	11010	10111
27	11011	10110
28	11100	10010
29	11101	10011
30	11110	10001
31	11111	10000

Se coloca un cero antes del bit más significativo y se procede a realizar un OR-exclusivo :



Siendo éste último 11101 , la representación en código GRAY del número binario dado.

Este codificador de eje es del tipo de vuelta única, es decir que los códigos para las posiciones extremas (00H y 1FH) son los equivalentes binarios expresados en hexadecimal para las posiciones extremas de un codificador en GRAY de 5 bits) son adyacentes el uno al otro .

Como para una vuelta del disco se tiene 32 posiciones distintas, la resolución del codificador es de 11.25 grados por posición diferente. Es decir cada 11.25 grados de rotación del eje del motor, se verá un cambio en la salida del codificador. En la figura 9. 2 y en la tabla 9.2 se ilustra de una mejor manera lo expresado anteriormente.

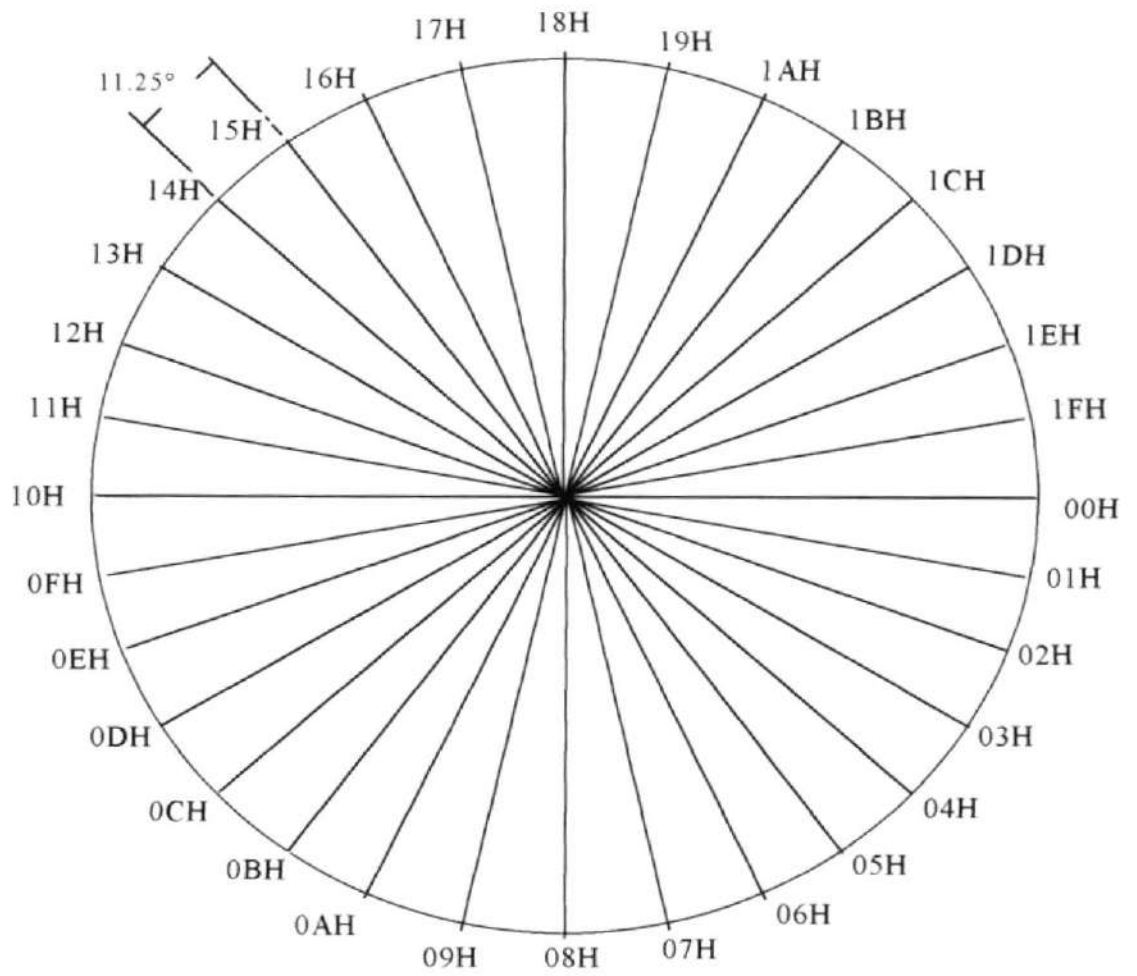


Figura 9.2 Representación del Disco Posicional

Tabla 9.2
Correspondencia entre la posición hexadecimal del disco
y los grados de circunferencia

POSICION HEXADECIMAL	GRADOS
00	0
01	11.25
02	22.50
03	33.75
04	45.00
05	56.25
06	67.50
07	78.75
08	90.00
09	101.25
0A	112.50
0B	123.75
0C	135.00
0D	146.25
0E	157.50
0F	168.75
10	180.00
11	191.25
12	202.50
13	213.75
14	225.00
15	236.25
16	247.50
17	258.75
18	270.00
19	281.25
1A	292.50
1B	303.75
1C	315.00
1D	326.25
1E	337.50
1F	348.75

9.4. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

Observando la figura 9.1 que representa el diagrama de bloques del sistema de control de posición se deduce que es el mismo esquema del control de velocidad excepto que ahora la realimentación del circuito de lazo cerrado se lo hace mediante la variable controlada de *posición*.

A nivel de hardware en el sistema de control de posición las 5 líneas que componen el código GRAY y que representan la posición actual del motor son conectadas directamente a los 5 bits menos significativos del puerto C de la interfase 8255. Este PPI se encuentra interactuando directamente con la barra de direcciones, de control y de datos del microcomputador.

El soporte principal del funcionamiento del sistema de control de posición se encuentra en el desarrollo del software. Por tanto explicaremos paso a paso desde el inicio del programa hasta cómo lograr una posición deseada a partir de una posición actual, el cual es el objetivo principal de éste capítulo:

1. Ingresamos al programa de control de posición del sistema pulsando la tecla 2. El ingreso se lo realiza por intermedio de una subrutina denominada CONTROLPOS. Dicha subrutina cuando es llamada escribe en el campo de

dirección de la pantalla los mensajes correspondientes de posición actual y posición requerida . Posteriormente se hace una lectura del puerto C del 8255 y el dato codificado en GRAY proveniente del codificador se procede a convertirlo a código binario puro por medio de una tabla de conversión de GRAY a binario. Esta tabla será analizada más adelante. Después de ser convertido a binario puro, éste valor se lo transforma a grados mediante un factor de relación $360/32$, ya que el codificador de eje tiene 32 posiciones diferentes, por lo tanto del factor de relación se obtiene 11.25. Entonces cada 11.25 grados tendríamos un valor de posición diferente. Despejando $360/32$ se tendrá $45/4$ y este es el factor final de conversión. Una vez obtenido el valor en grados el cual consta de un máximo de 3 dígitos (0 hasta 359) , se lo almacena en una variable llamada POSACTUAL que me indica la posición actual del motor. Todas estas conversiones y operaciones son realizadas por la macro LEEPOSICION la cual es invocada dentro de la subrutina CONTROLPOS.

2. Para realizar la comparación entre la posición requerida y la posición actual de realimentación es conveniente que ambos valores se encuentren en compatibilidad de códigos , es decir que ambos sean expresados en código binario puro, por lo que se hace necesario la conversión de la posición actual codificada en GRAY a código binario. Para desarrollar el proceso de conversión hemos optado por

utilizar una tabla de conversión la cual resulta conveniente debido a la baja resolución de 5 bits que tiene el codificador. El proceso consiste en que el número en Gray proveniente del codificador será utilizado para fijar las direcciones de la tabla de conversión. En primer lugar, obtenemos una tabla con los números gray correspondientes a los números decimales 0 a 31 (que representan las 32 posibles posiciones del codificador). Luego realizamos la tabla inversa de dicho arreglo de 32 códigos gray y obtenemos un arreglo de 32 posiciones cuyas direcciones en la tabla serán determinadas por cada código Gray. Esta tabla final es la correspondiente a la tabla Gray a Binario que se necesita en la macro LEEPOSICION.

3. La entrada de la posición requerida al sistema se lo realiza cuando el procedimiento de control de posición verifica el contenido del buffer del teclado haciendo uso de la interrupción INT 21H del DOS. El programa compara el contenido del registro AL con el valor presente en el buffer que en el caso de requerir una posición del eje de baja velocidad del motor sería el código ASCII de la tecla 1 que vendría a ser 31H. Haciendo uso de la macro INGRESARNUM, la cual permite ingresar un número positivo desde el teclado e INGRESARNUM2 que permite ingresar un número negativo desde el teclado, entramos la posición requerida que debe tener una longitud máxima de 3 dígitos y valor en un rango

entre (-359 y 359). Cabe indicar que el usuario puede ingresar cualquier número dentro de este rango, pero como el programa de control de posición solamente reconoce valores que sean múltiplos de 11.25 grados (considerando que el computador toma la parte entera del valor ingresado), el algoritmo de control siempre hará que el motor se pare en el valor de posición múltiplo de 11.25 inmediatamente menor. Esto se explica mejor de la siguiente manera: Si el usuario ingresa un ángulo (valor de posición) de 30 grados, entonces el motor se parará en 22 grados y si ingresa -20 grados el motor se detendrá en -22 grados. Obviamente si el usuario ingresa ángulos múltiplos de 11.25 el motor va a detenerse en esos valores de posición. Para lograr estas posiciones se realiza un llamado a la subrutinas RECTIFICA o RECTIFICA2 según sea el sentido de giro.

4. Las subrutinas RECTIFICA y RECTIFICA2 son aquellas que cambian y corrigen la posición del eje del motor. En esta subrutina se recurre a una fórmula obtenida en pruebas experimentales, la cual corresponde al valor de posición requerida que se almacena en una localidad de memoria cuya variable asignada es REFERENCIA. La razón de la fórmula de REFERENCIA es principalmente para que el número ingresado sea compatible con las variaciones de posición reconocidas por el codificador del eje de baja velocidad del motor, esto es que el número ingresado correspondiente al valor de posición requerida sea múltiplo

de 11.25 grados. Para justificar esta fórmula se ha recurrido al siguiente ejemplo demostrativo:

Primero veamos la fórmula de REFERENCIA:

$$\text{REFERENCIA} = (\text{REFERENCIA} \cdot 4 + 3) / 45 \cdot (45/4)$$

donde REFERENCIA viene dado en grados y el factor de conversión a grados es $45/4 = 11.25$. Supongamos que se desea ingresar un valor de posición de 24 grados (no es múltiplo de 11.25 grados), entonces reemplazando en la fórmula tenemos:

$$\text{REFERENCIA} = (24 \cdot 4 + 3) / 45 \cdot (45/4)$$

que da como resultado:

$$\text{REFERENCIA} = 22.5 \text{ grados, cuyo valor si es múltiplo de } 11.25$$

Cabe mencionar que el computador realiza las operaciones tomando la parte entera de sus resultados parciales, por lo que el valor final mostrado en pantalla será:

$$\text{REFERENCIA} = 22 \text{ grados}$$

Este si es un valor que puede ser operado y aceptado como posición en el programa de control. Si el usuario quiere comprobar la veracidad de ésta fórmula basta con ir probando con cualquier valor de 0 a 359 y se llegará a la conclusión que siempre se obtendrá un valor múltiplo de 45/4. Debido a que el sistema de control de posición debe hacer girar el motor en los dos sentidos (ángulos positivos y negativos). Esto se logra mediante la interface acondicionadora de salida el cual consta de un convertidor digital - analógico y un circuito amplificador sumador-inversor. En la salida del DAC tenemos un rango de 0 a -5 V el cual es sumado a un voltaje de 5 V como se muestra en la figura 9. 3.

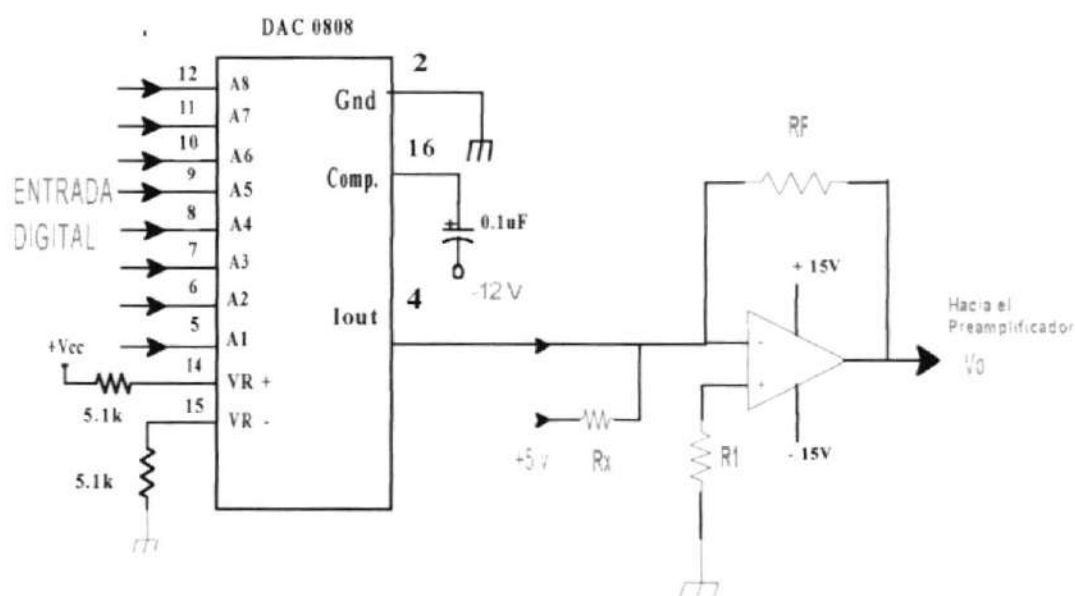


Figura 9. 3 Diagrama completo de la Interface Acondicionadora de Salida

Como se puede observar, al pin 2 del amplificador operacional se ha conectado 2 ramales: la salida unipolar del DAC 0808 (rango entre 0 y -5 V) junto con la resistencia interna del convertidor que es de 5.1 K y la fuente de 5 V con una resistencia R_x (de 8.77 K). La razón de este segundo ramal es para obtener también salidas con voltajes positivos, retroalimentándose a la salida a través de una resistencia R_f (de 2.41 K). En el pin 3 del op amp se ha dispuesto una resistencia conectada a tierra de $(5.1K // R_x // R_f)$ para compensar las resistencias conectadas a través de la entrada inversora.

5. En la subrutina de control de posición CONTROLPOS, se compara el valor de REFERENCIA y de POSACTUAL; si ambos son iguales se realiza un retorno de subrutina y el programa de control de posición sigue revisando el buffer de entrada del teclado en espera de una tecla oprimida para ingresar ya sea una nueva posición con la tecla **1** o definitivamente salir del programa hacia el menú principal mediante la tecla **2**. En esta misma subrutina se verifica mediante comparación de bit de signo si el valor de posición ingresado es positivo o negativo. Además se analiza si el valor de REFERENCIA (posición requerida) es menor que el valor de POSACTUAL (posición deseada). En el caso que el valor ingresado sea negativo o menor que la posición actual del motor el algoritmo llamará al procedimiento RECTIFICA. En los demás casos llamará al procedimiento RECTIFICA 2.

6. El procedimiento RECTIFICA tiene dos alternativas : cuando el valor ingresado es negativo pero **mayor** que POSACTUAL (por ejemplo si la demanda es -20 y la posición actual es -90) directamente se compara la diferencia entre ambos con 180 y como el error de desviación en valor absoluto es menor, el programa me envía a través de la directiva RECT 3 a un lazo en el cual la acción de control proporcional está en el sentido de giro positivo; es decir el camino más corto para el desplazamiento hacia ese ángulo. Mientras que cuando el valor ingresado es **menor** que la posición actual , el programa me envía a un lazo en el cual la acción de control se lo realiza en sentido de giro de las manecillas de reloj (sentido negativo) , de tal forma que el codificador sea comandado en un sentido tal que se reduzca POSACTUAL hasta que alcance el valor de posición determinado por REFERENCIA (por ejemplo de 90 a 20 grados o de -10 a -90 grados).

El procedimiento RECTIFICA2 es invocado cuando se tiene una REFERENCIA mayor que POSACTUAL siempre y cuando éstos valores sean positivos. De esta forma el sentido de giro del motor será contrario al de las manecillas de reloj (sentido positivo).

7. En los procedimientos RECTIFICA y RECTIFICA 2 el movimiento del motor está comandado por la acción de un controlador proporcionalmente ‘ puro’. Esta

acción se ve reflejada en una constante de proporcionalidad la cual influye sobre el error mediante la siguiente relación:

$$DAC = ERROR \times KP$$

en donde DAC es una variable de memoria que contiene el valor a ser enviado al convertidor. La señal proveniente del computador (dato de 8 bits) representado en $ERROR \times KP$ es introducida al convertidor digital-analógico mediante el envío del byte actuante hacia la localidad de memoria direccionada por PORTA (puerto A del 8255).

Debido a la operación de la interface acondicionadora de salida en forma bipolar, se entiende que el motor se encuentra estacionado cuando la entrada del preamplificador tenga 0V.

Por tanto para la bipolaridad planteada anteriormente se tiene que 0V analógicos equivale a 128 en formato digital binario puro. Esto significa que al determinar que el motor se detenga es necesario enviar un byte de valor 128 a través del DAC. Por lo tanto para tener voltajes negativos a la entrada del preamplificador se requiere enviar en el programa valores digitales **menores** a 128 y para tener

voltajes positivos a la entrada del preamplificador se requiere enviar en el programa valores digitales mayores a 128.

En el diseño se ha conectado una de las entradas del preamplificador a tierra y la otra directamente al circuito convertidor digital-analógico. Las dos salidas del preamplificador están conectadas una de ellas a la entrada 1 del servo y la otra a la entrada 2 del servo.

Por lo tanto si en la entrada del preamplificador se tiene voltajes positivos, la entrada 1 del servo tendrá niveles de voltaje lo suficientemente altos para hacer mover el motor en el sentido de giro positivo, mientras que la entrada 2 tendrá niveles de voltaje bajos.

Y viceversa, si hay voltajes negativos en 1, la entrada 2 del servo tendrá niveles de voltaje lo suficientemente altos para hacer mover el motor en el sentido contrario, (giro en favor de las manecillas del reloj). Debemos tener presente que es necesario un voltaje mínimo de 6.2 voltios en cualquiera de las entradas del servo para vencer la inercia del motor.

Un aspecto esencial en el control de posición es la velocidad que debe tener el motor en el intento por alcanzar la posición deseada. La señal de ERROR está

determinada por la siguiente relación:

$$\text{ERROR} = \text{REFERENCIA} - \text{POSACTUAL}$$

donde **ERROR** es una variable que contiene el valor de la desviación producida , **REFERENCIA** es una variable que almacena el valor de la posición deseada y **POSACTUAL** es una variable que guarda el valor de la posición actual. Por lo tanto la velocidad será proporcional al error que se produzca en ese momento. Al inicio el error (valor de **ERROR**) es grande y por lo tanto la velocidad será grande y a medida que se va acercando al valor de posición deseada ésta irá disminuyendo hasta que se detenga en el ángulo final determinado.

En la figura 9. 4 se muestra la fotografía de las conexiones realizadas en el banco para un sistema de control digital de posición. Aquí se hará un análisis de la respuesta del sistema bajo un control proporcional, las pruebas serán realizadas en base a un cambio desde una posición actual del eje a una posición deseada. Esto se lo hace con la finalidad de poder comparar para una misma condición de demanda , diferentes ganancias del controlador.

Como se ve en la figura 9. 5 , para una demanda de 45 grados y $K_P = 1, 1/2, 1/5$ y $1/10$ en ese orden. Del análisis de esta figura se concluye que el modo de control

proporcional es muy eficiente para sistemas donde no es necesario una fuerza de control de estado estable ya que con este se logra un error cero en la posición en estado estable. También se puede observar de la misma figura, que a mayores valores de la ganancia proporcional se tendrá una respuesta más rápida y al mismo tiempo será mayor el voltaje de salida en el tacogenerador, lo que concuerda con el sistema de conexión de este tipo de control.

También se puede observar que a mayor demanda la respuesta es más rápida, con una sobrecorrección tanto positiva como negativa, esto se muestra en la figura 9.6; en términos generales mientras mayor es la ganancia o la demanda la respuesta del sistema tiene sobrecorrección. En el caso de mantener constante K_P y variar la demanda a intervalos de 90 grados vemos que el sistema responde de la misma forma para demandas iguales. También en el caso de que la demanda fueran ángulos negativos en intervalos también de 90 grados, el sistema responde de la misma forma que el anterior con la diferencia que las gráficas resultantes serán invertidas debido a que el voltaje de salida en el tacogenerador es negativo. Esto se muestra en la figura 9.7.

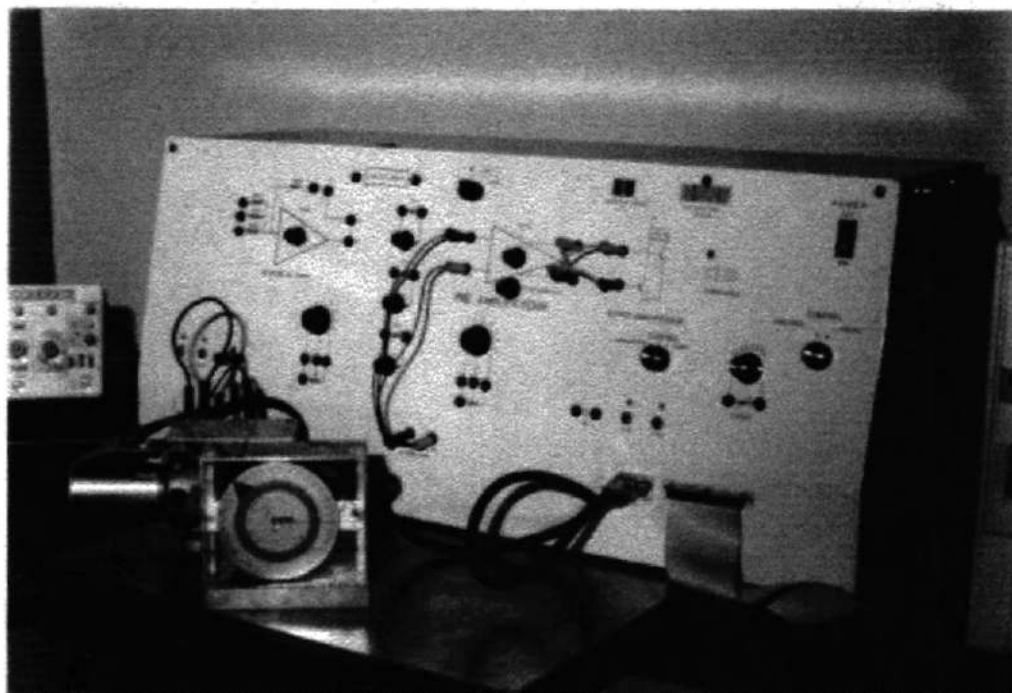


Figura 9. 4 Diagrama de conexiones para el control digital de posición

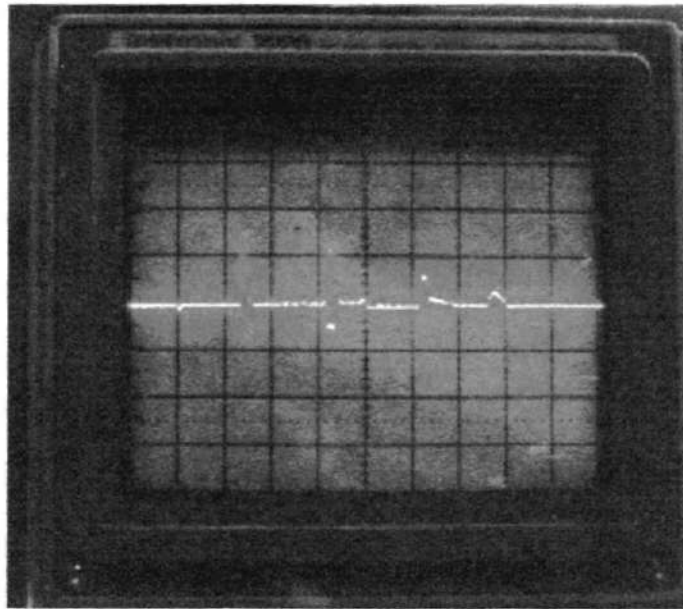


Figura 9. 5 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 1, 1/2, 1/5$ y $1/10$ para una demanda de 45 grados

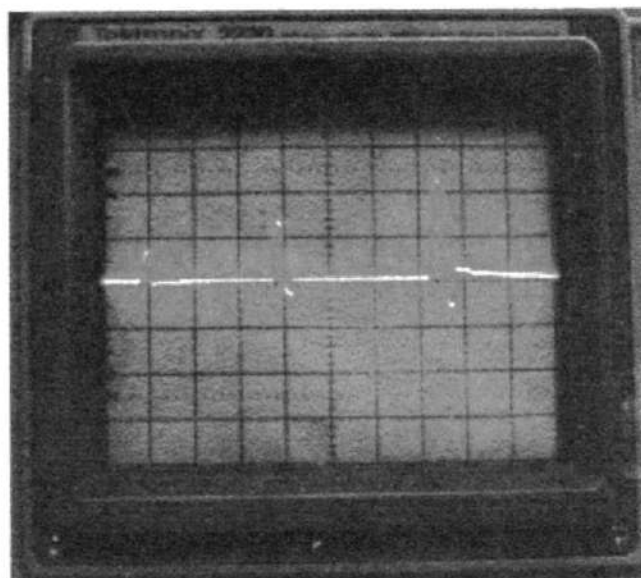


Figura 9. 6 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con $K_P = 1/2$ para una demanda de 0 - 45 - 135 y 315 grados.

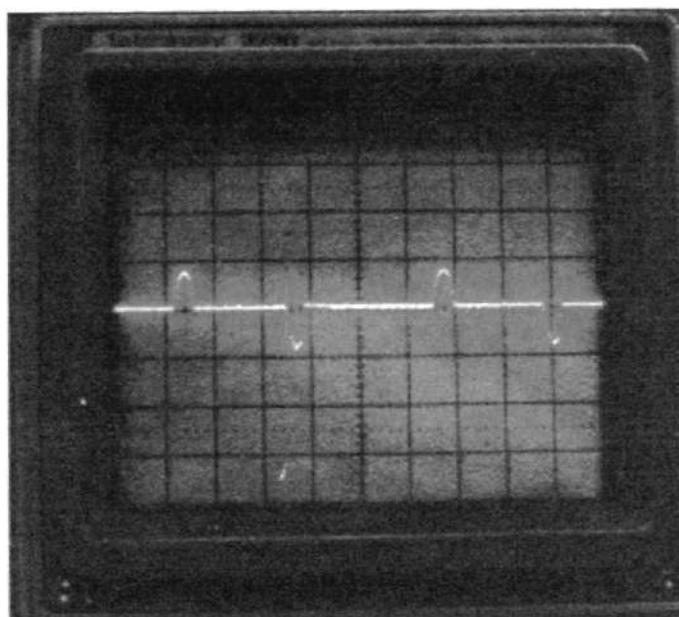


Figura 9. 7 Respuesta del sistema bajo la acción de un control proporcional con

$K_P = 1/5$ para una demanda de 0 - 90 - 0 grados.

CAPITULO X

DETALLES DEL DISEÑO

En este capítulo se enumeran los diferentes diagramas esquemáticos de los circuitos analógicos y digitales utilizados en la presente tesis, los cuales se enumeran a continuación

- ◆ Circuito de la fuente de poder.
- ◆ Circuito del pre-amplificador.
- ◆ Circuito del servo amplificador : control por armadura.
- ◆ Circuito del servo amplificador : control por campo.
- ◆ Circuito del controlador P.I.D.
- ◆ Circuito de conversión analógico - digital.
- ◆ Circuito de conversión digital - analógico.

- ◆ Circuito acondicionador de entrada.
- ◆ Circuito acondicionador de salida.
- ◆ Circuito decodificador de direcciones.
- ◆ Circuito del reloj para el ADC 0808.
- ◆ Circuito de la tarjeta de interfaz de datos.
- ◆ Circuito del codificador de posición.
- ◆ Circuito del amperímetro digital.
- ◆ Circuito del tacómetro digital.

En las siguientes figuras se muestran la posición de los elementos de las diferentes tarjetas:

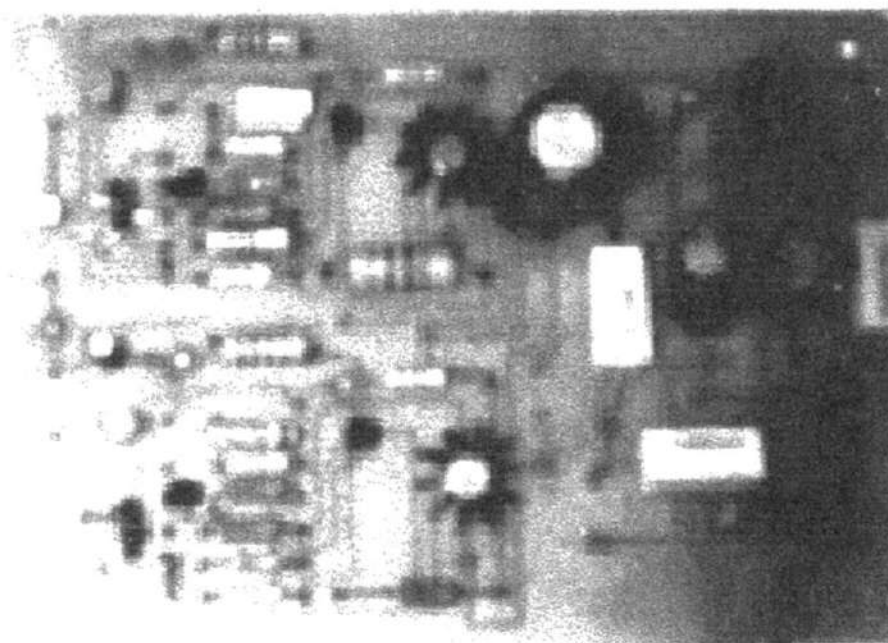


Figura 10. 1 Fuente de poder +/- 15V, +/- 27V

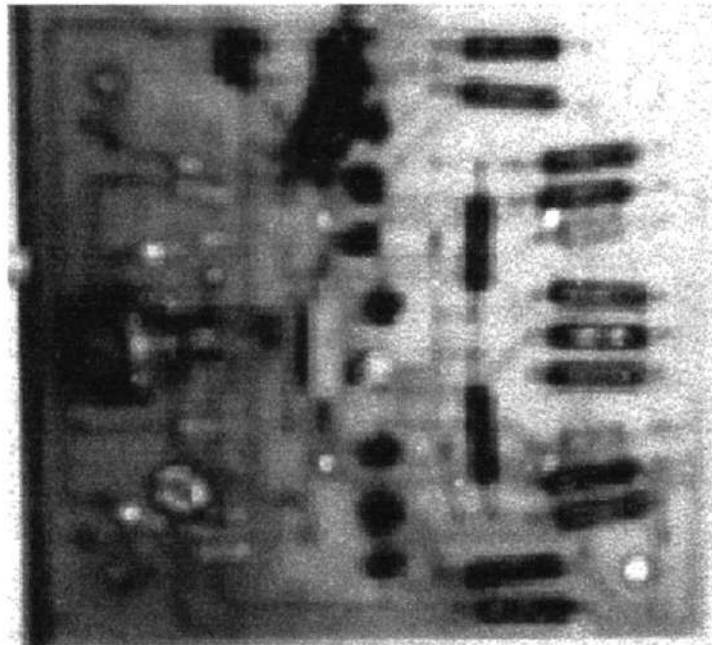


Figura 10. 2 Preamplificador

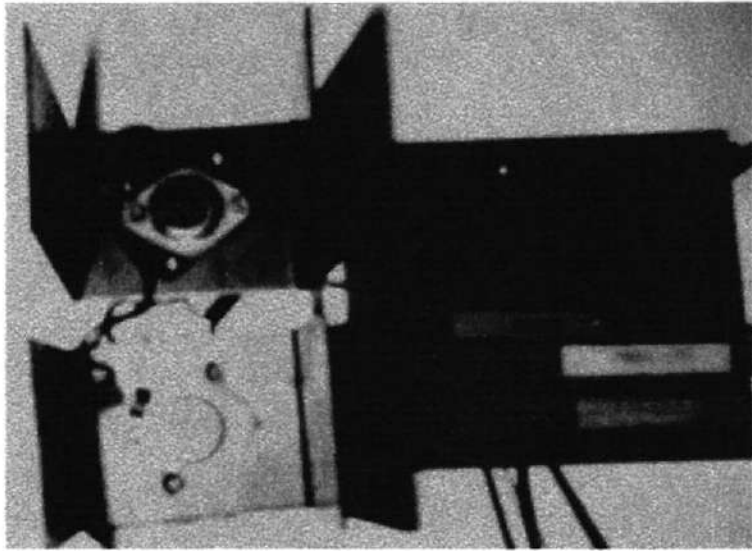


Figura 10.3 Servo amplificador

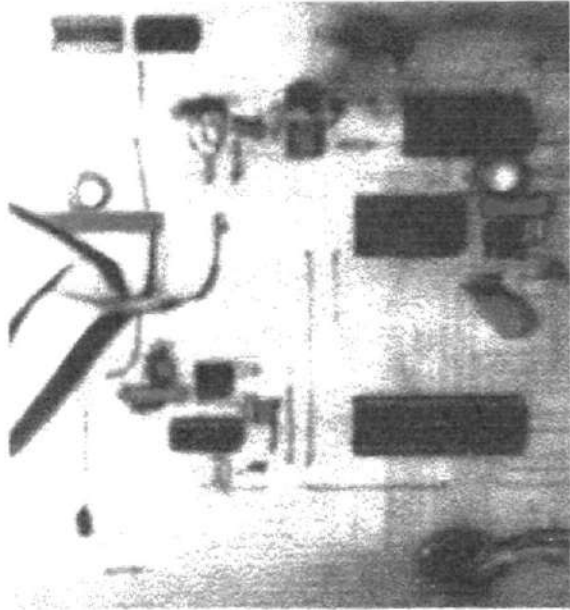


Figura 10. 5 Tarjeta de interfaz de datos

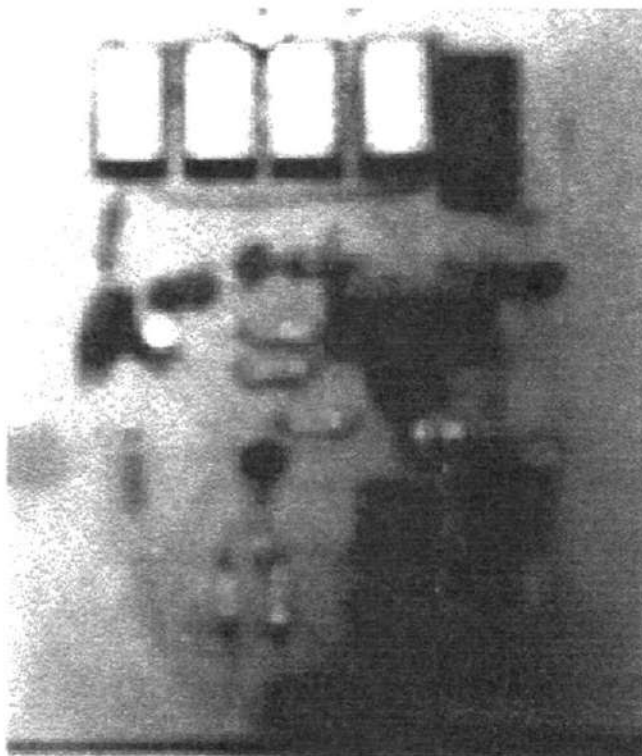


Figura 10. 6 Tacómetro digital y fuente de 8V

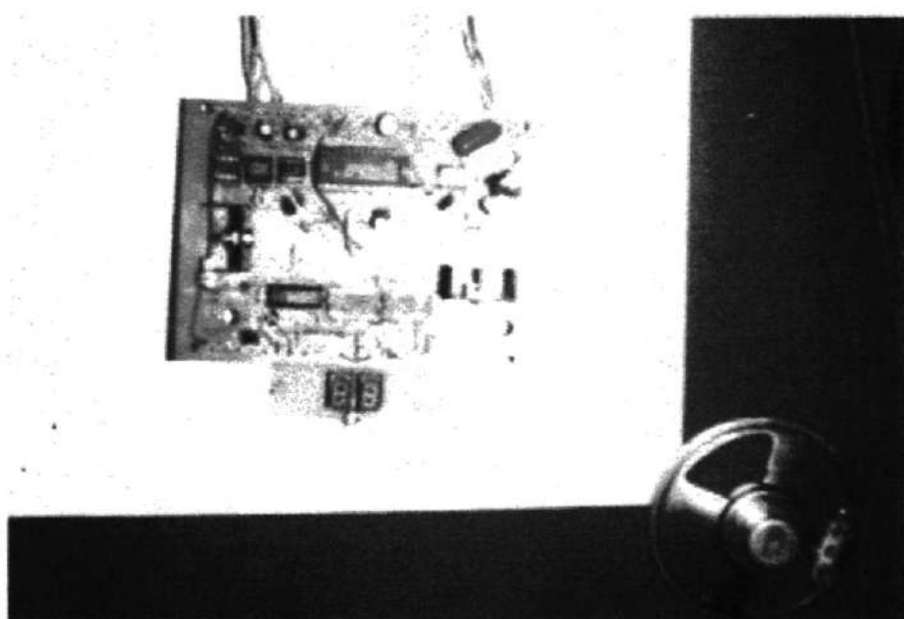


Figura 10.7 Amperímetro digital y circuito de alarma (sobrecarga)

CAPITULO XI

IMPLEMENTACION DEL PROGRAMA DE CONTROL DIGITAL

11.1. DESCRIPCION DE LENGUAJE ENSAMBLADOR

El ensamblador es un programa de computadora que traduce grupos de instrucciones escritos en lenguaje ensamblador en instrucciones en lenguaje de máquina. Este es un programa que guarda estrecha relación con la arquitectura del hardware del sistema computador.

A continuación mencionamos algunas ventajas del lenguaje ensamblador:

- Mayor control del hardware del computador.
- Desarrollo de programas de rápida ejecución

- Acceso óptimo y eficiente al coprocesador

El lenguaje ensamblador fue utilizado para implementar el programa de control, tanto de velocidad como de posición, del sistema digital. En el programa se hace uso de varias instrucciones, entre las cuales tenemos las siguientes:

La instrucción MOV coloca el contenido del operando fuente en el operando destino:

```
MOV [ OPERANDO DESTINO], [ OPERANDO FUENTE ]
```

Por ejemplo,

```
MOV AH, 4CH
```

En este caso el ensamblador hace uso del direccionamiento inmediato para colocar la constante 4CH (operando fuente en hexadecimal) en el registro AH (operando destino). El lenguaje ensamblador emplea la instrucción ADD para suma binaria de 8,16 y 32 bits.

Por ejemplo:

```
ADD DAC, AX
```


En este caso se suma el contenido de la variable DAC con el contenido del registro AX y el resultado de la suma se coloca en el primer operando, es decir en la variable DAC. Por lo tanto el valor actual de DAC es igual al valor anterior de DAC más AX. Igual sucede en la operación de sustracción donde se usa la instrucción SUB.

Por ejemplo:

```
SUB AX, BX
```

Aquí el contenido de AX se resta de BX y el resultado se guarda en AX.

Una de las instrucciones utilizadas para efectos de comparación es la instrucción CMP. La instrucción CMP es una resta que sólo afecta los bits de bandera. La comparación es útil cuando se quiere comparar el contenido de un registro o localidad de memoria con otro valor. La instrucción CMP suele ir acompañada con otra instrucción de salto, por ejemplo JNE (condicional) que prueba los bits de bandera:

```
CMP AL, 31H
```

```
JNE POS2
```

El ensamblador compara el contenido de AL con 31H y si no son iguales el flujo del programa se traslada a POS2. POS2 es una directiva que me especifica una línea del programa. Además de las instrucciones aritméticas de suma y resta existen las instrucciones de multiplicación y división. La multiplicación se efectúa en bytes, palabras o doble palabras y pueden ser enteros con signo (IMUL) o sin signo (MUL). Si se multiplican dos números de 8 bits se genera un producto de 16 bits, si se multiplican dos de 16 bits se genera un producto de 32 bits. En la multiplicación de palabras (la más común) el multiplicando está siempre en el registro AX, el multiplicador puede ser cualquier registro (en el caso que se verá a continuación será CX) . y el producto aparece en DX y AX . El registro DX siempre contiene los 16 bits más significativos del producto y AX los 16 menos significativos.

```
MOV AX, VELACTUAL
```

```
MOV CX, FACTCONV
```

```
MUL CX
```

En AX se encuentra el multiplicando (VELACTUAL) y en el registro CX se encuentra el multiplicador (FACTCONV). Donde VELACTUAL y FACTCONV son variables del programa. La división, igual que la multiplicación, se efectúa con números de 8, 16, 32 bits. El dividendo siempre es uno de doble

ancho que se divide para el operando; por ejemplo, en una división de 16 bits se divide un número de 32 bits para uno de 16 bits. Una división de 16 bits utiliza el DX y AX para almacenar el dividendo, que se divide para el contenido de cualquier registro o localidad de memoria de 16 bits. El cociente se transfiere a AX después de la división y DX contiene un residuo de número entero. Por ejemplo:

```
MOV AX, 255
MOV CX, KIDEN
MUL CX
MOV CX, KINUM
DIV CX
```

MACRO: Una macro es un grupo de instrucciones que efectúan una tarea, igual que el procedimiento ejecuta una sola tarea. La diferencia radica en que a un procedimiento se accede con una instrucción CALL, mientras que el macro se inserta en el programa como nuevo código que contiene una secuencia de instrucciones. Una macro en resumen es un nuevo código que el programador produce. Las macrosecuencias se ejecutan con mayor rapidez que los procedimientos porque no necesitan ejecutar instrucciones RET y CALL. Las

instrucciones de una macro se colocan en el programa principal en el punto que se les invoca.

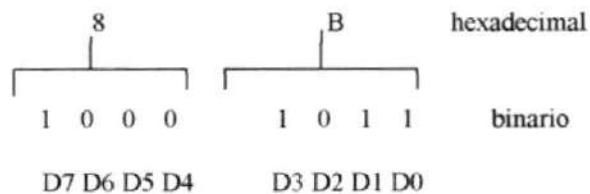
Las directivas `MACRO` y `ENDM` se emplean para delinear una macrosecuencia. El primer enunciado es el enunciado `MACRO` que contiene el nombre de la macro y cualesquiera de los parámetros relacionados con ello. A veces, los macros contienen variables locales. Una *variable local* es la que aparece en el macro, pero no está disponible fuera de él. Para definir una variable local, se utiliza el directivo `LOCAL`.

Cabe mencionar que existen también otras instrucciones tales como de llamado a subrutina (`CALL`), de retorno de subrutina (`RET`), instrucciones lógicas básicas (`AND,OR`), instrucciones de corrimiento (`SHL,SHR`), grupo de instrucciones de entrada y salida I/O (`IN, OUT`),etc. . Para una descripción más detallada de otras y cada una de las instrucciones vistas anteriormente, el lector puede recurrir a cualquier texto de lenguaje ensamblador.

11.2. DIAGRAMA DE FLUJO DE PROGRAMA PRINCIPAL

La figura 11.1 muestra el diagrama de flujo del programa principal.

La interface programable de periféricos 8255 es el puerto principal de entrada y salida de datos en el diseño del controlador digital. En el momento de aplicar potencia por primera vez al circuito, el PPI 8255 se encuentra en estado de *reset*, es decir con todas las líneas de los puertos y bus de datos flotantes o en estado de alta impedancia. Por esta razón, antes de utilizar los puertos de entrada y salida, el *circuito integrado* debe ser inicializado *cargando* el registro de control con una palabra de 8 bits. La palabra cargada a la variable REGISTRO que representa el registro de control (dirección de memoria : 503H) es 8BH (en hexadecimal). Esta palabra llevada a formato binario da como resultado:



Esta palabra de control configura el funcionamiento del PPI. Cabe mencionar que este registro solamente puede ser escrito, es decir no es posible leer su contenido desde el microprocesador. La justificación de cada uno de los bits es la siguiente:

D7 = 1 : Indica el modo de trabajo de los 3 puertos A,B,C según los restantes bits.

$D6 = 0$ Y $D5 = 0$: Indica que se ha seleccionado el modo de trabajo 0. Si hubiéramos escogido el modo 1, entonces $D6 = 0$ y $D5 = 1$ o el modo 2, donde $D6 = 1$ y $D5 = X$.

$D4 = 0$: Indica que el puerto se A ha programado como salida.

$D3 = 1$: Indica que los 4 bits más significativos del puerto C PCH (PC4 - PC7) están trabajando como entradas.

$D2 = 0$: Indica que el modo de trabajo del grupo B (PB y PCL) es 0.

$D1 = 1$: Indica que el puerto B será manejado como entrada.

$D0 = 1$: Indica que los 4 bits menos significativos del puerto C PCL (PC0 - PC3) están trabajando como entradas.

Para que la velocidad inicial del motor sea cero se debe enviar un *cero digital* al DAC0808 y esto se logra colocando 128 (número equivalente a 0 V analógicos por la configuración externa del DAC) en el puerto A. Este puerto A se encuentra determinado por la variable PORTA cuya dirección en el mapa de memoria es 500H. Es necesario que el convertidor analógico-digital ADC0808

no empiece a convertir en el momento de aplicar potencia por primera vez , ya que al inicio puede tener cualquier valor en las entradas y ese valor no deseamos manipular. Por este motivo se coloca un nivel lógico bajo en el bit de entrada SOC (Start of Conversion, la cual se activa en alto) del ADC.

Posteriormente el programa llama a la subrutina *APAGARCURSOR* la cual apaga el cursor en la pantalla . Se hace uso de las macro *WINDOW* que dibuja una ventana con atributo, de la macro *MARCO3* que dibuja un marco y de las macro *PUTMSG* que coloca en pantalla mensajes establecidos anteriormente. Pulsando cualquier tecla podemos avanzar en la pantalla, la cual nos conduce a una ventana de 2 opciones. Aquí el programa espera realizar una lectura del buffer de entrada desde el teclado y empieza a comparar. Si se pulsa la tecla 1 el programa de control hace un llamado al procedimiento de control de velocidad llamado *CONTROLVEL*. Si se pulsa la tecla 2 el programa de control implementado nos lleva a la ejecución del procedimiento de control de posición llamado *CONTROLPOS*. Si se pulsa la tecla ESC el programa automáticamente limpia la pantalla a través de la macro *CLRSCR* y llama a la subrutina *ENCENDERCURSOR* . La subrutina *ENCENDERCURSOR* coloca el tamaño del cursor y lo hace visible saliendo inmediatamente al prompt del sistema operativo.

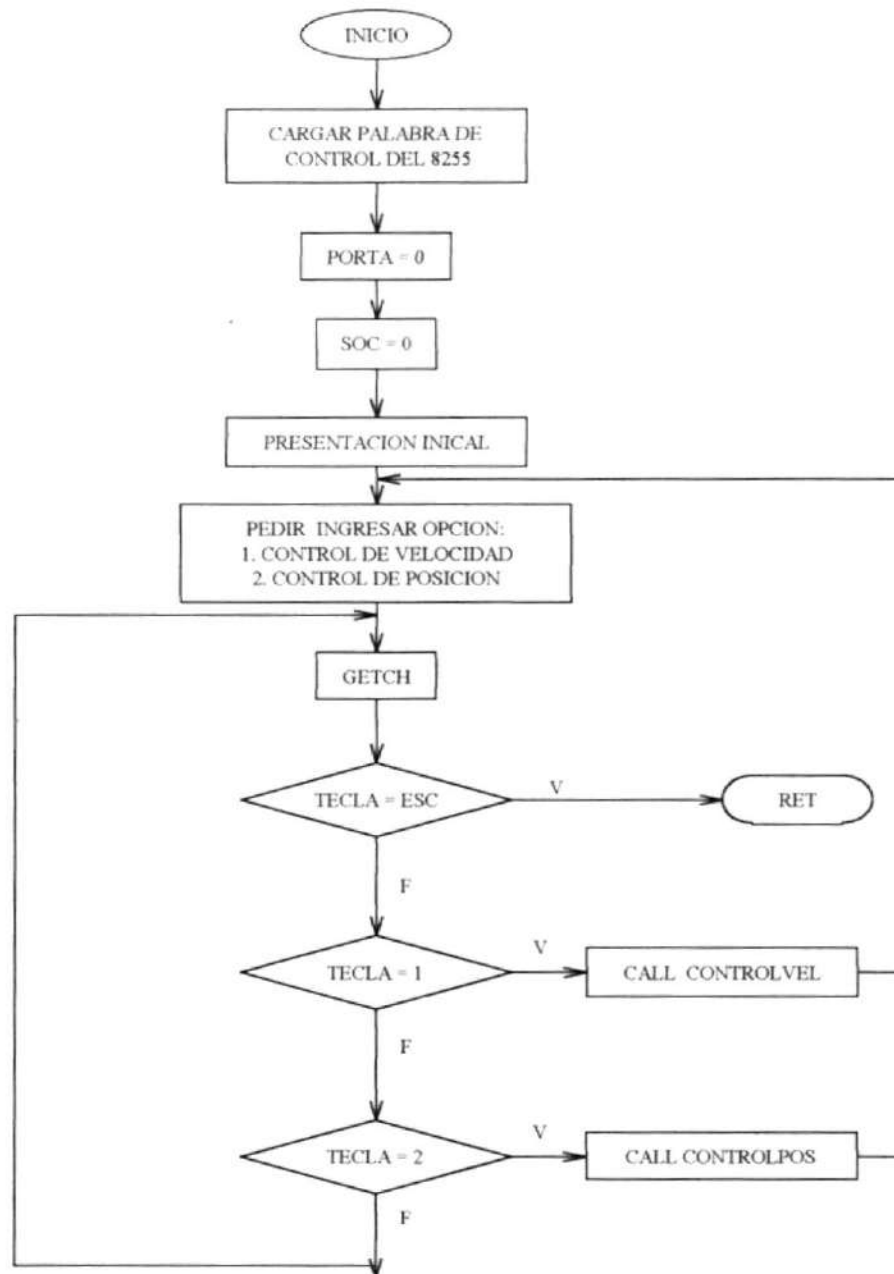


Figura 11. 1 Diagrama de flujo del programa principal

11.3. IMPLEMENTACION DE LAS MACROS

En la implementación del programa de control es necesario recurrir a diferentes tipos de macros, las cuales nos facilitarán el trabajo en la estructuración del programa. Algunas de estas macros también hacen llamados a subrutinas específicas así como también a otras macros internas. Las macros utilizadas en el programa son las siguientes:

IMPRIMIRNUM

PUTCH

PUTCH1

CLRSCR

WINDOW

PUTMSG

GETCH

GOTOXY

MARCO

MARCO1

MARCO2

MARCO3

INGRESARNUM

INGRESARNUM2

INGRESARFRAC

INGRESARFRAC1

CHRATRIB

LEEPOSICION

IMPRIMIRNUM : Es una macro que permite imprimir un número en pantalla de hasta cinco cifras, cuyo valor máximo es $2^{\text{exp}(16)} - 1 = 65535$. Esta macro hace uso de la subrutina *PIMPRIMIRNUM*. El número a mostrar en pantalla se lo designa como NUM y se lo coloca en la variable NUMIMPR. NUMDIG es la variable que contiene el número de dígitos de la variable NUM. El siguiente conjunto de instrucciones componen la macro analizada:

```

MOV AX, NUM
MOV NUMIMPR, AX
MOV BX, NUMDIG
CALL PIMPRIMIRNUM

```

PUTCH : Esta macro escribe un carácter con atributo en la posición actual del cursor. En el registro AL se coloca el código ASCII (variable C) del carácter a imprimir.

En esta macro aplicamos la interrupción 10H BIOS que se utiliza para los servicios de video porque controla la pantalla de video en el sistema. Esta instrucción 10H utiliza el registro AH para seleccionar el servicio de video. El número de este servicio de video es 09H con el cual se escribe un carácter con atributo en la posición actual del cursor. En el registro BH se coloca el número de la página, por eso ponemos un 0 que indica el seteo de la página activa. Esta página va con atributo blanco sobre negro (0FH si éste fuera el caso) o negro sobre blanco (70H si éste fuera el caso). En el registro CX se coloca el número de caracteres a escribir, es decir el número de repeticiones que en este caso es 1.

```
MOV AL,C
MOV AH,9
MOV BH,0
MOV BL,ATRIBUTO
MOV CX,1
INT 10H
```

PUTCH1 : Esta macro realiza la misma función que la anterior, con la salvedad que después de imprimir un carácter con atributo en pantalla ubica el cursor en la

posición siguiente. En esta macro se utilizan dos servicios de video: el 02H y el 03H. Con el 03H leemos la posición del cursor actual, incrementamos la columna actual que se encuentra en el registro DL para seleccionar la posición del cursor con el servicio de video 02H.

```

PUTCH C
MOV AH,3
INT 10H
INC DL
MOV BH,0
MOV AH,2
INT 10H
PUTCH 32

```

CLRSCR : Es una macro cuya función principal es la de limpiar pantalla. Hace uso de la macro **WINDOW** y **GOTOXY**. Realiza también un llamado a la subrutina *ENCENDERCURSOR*.

```

WINDOW 0,0,79,24, BLACK, WHITE
GOTOXY 0,0

```

```
CALL    ENCENDERCURSOR
```

WINDOW : Esta macro dibuja una ventana con atributo, colocando las coordenadas de los extremos de la ventana (C1,F1 Y C2,F2) en los registros correspondientes. Se coloca el atributo del carácter en BH.

```
CHRATRIB BACK,FORE
```

```
MOV CL,C1
```

```
MOV CH,F1
```

```
MOV DL,C2
```

```
MOV DH,F2
```

```
MOV AX,0600H
```

```
MOV BH,ATRIBUTO
```

```
INT 10H
```

PUTMSG : Esta macro pone mensaje carácter por carácter. C= número de columna, F= número de fila y MSG = el número de mensaje (A0,A1,etc.)

```
MOV DL,C
```

```

MOV  DH,F
LEA  SI,MSG
CALL PPMUTSG

```

GETCH : Esta macro me permite ingresar por teclado sin eco, es decir ingreso por teclado pero no muestra en pantalla. Lee el buffer de entrada del teclado y verifica si es funcional o no la tecla pulsada. El diagrama de flujo se muestra en la siguiente figura:

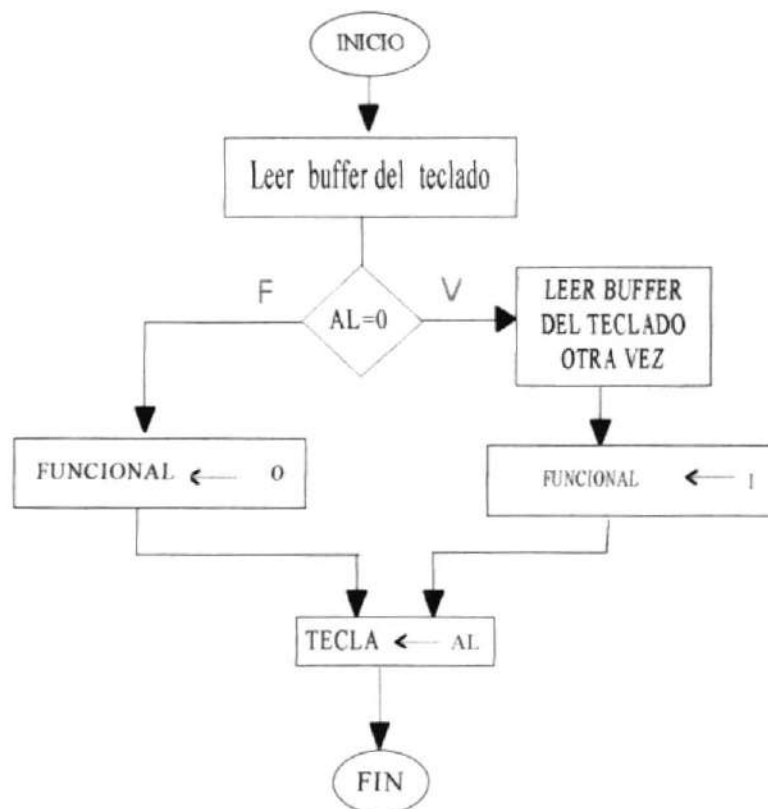


Figura 11.2 Diagrama de flujo de la macro 'GETCH'

```
LOCAL END1
MOV AH,7
INT 21H
MOV FUNCIONAL,0
CMP AL,0
JNZ END1
MOV AH,7
INT 21H
MOV FUNCIONAL,1
END1: MOV TECLA,AL
```

GOTOXY : Esta macro posiciona el cursor en la pantalla. Se coloca la COLUMNA y FILA a la cual queremos enviar al cursor . FILA debe estar en registro DH y COLUMNA debe estar en registro DL.

```
MOV CX,FILA
MOV DX,COLUMNA
MOV AH,02H
```

```

MOV BH,00H
MOV DH,CL
INT 10H

```

MARCO : Esta macro solamente dibuja el marco de las ventanas de las presentaciones de pantalla del programa; donde (X1,Y1) es la esquina superior izquierda del marco, (X2,Y2) es la esquina inferior derecha y (T1,T2,T3,T4,T5,T6,T7,T8) representan los códigos ASCII de los caracteres utilizados como marco.

```

LOCAL HORTZ, VERTI, LIMIT1, LIMIT2
MOV AX,X1
MOV SI,AX
HORTZ: NOP
GOTOXY SI,Y1
PUNCH T5
GOTOXY SI,Y2
PUNCH T6
MOV AX,X2
INC SI

```



```
CMP    SI,AX
JLE    HORTZ
MOV    AX,Y1
MOV    SI,AX
VERTI: NOP
GOTOXY X1,SI
PUTCH  T7
GOTOXY X2,SI
PUTCH  T8
MOV    AX,Y2
INC    SI
CMP    SI,AX
JLE    VERTI
GOTOXY X1,Y1
PUTCH  T1
GOTOXY X1,Y2
PUTCH  T4
GOTOXY X2,Y1
PUTCH  T2
GOTOXY X2,Y2
```

```
    PUTCH T3
    MOV  AX,X1
    CMP  AX,X2
    JNE  LIMIT1
    GOTOXY X1,Y1
    PUTCH T7
    GOTOXY X1,Y2
    PUTCH T7
    JMP  LIMIT2
LIMIT1: NOP
    MOV  AX,Y1
    CMP  AX,Y2
    JNE  LIMIT2
    GOTOXY X1,Y1
    PUTCH T5
    GOTOXY X2,Y1
    PUTCH T5
LIMIT2: NOP
```

MARCO1 : Esta macro cumple la misma función que la macro anterior. Utiliza un marco simple. Z, ? , Y, @, D, 3, son los códigos ASCII de los caracteres puestos como marco. A, B, C, D son las coordenadas de las esquinas del marco:

```
MARCO A,B,C,D,'Z','?','Y','@','D','3','3'
```

MARCO2 : Este macro es la misma que MARCO1 solamente que utiliza otro tipo de marco.

```
MARCO A,B,C,D,'I',';','<','H','M','M',':',':'
```

MARCO3 : Esta macro utiliza las mismas funciones que MARCO1, excepto que utiliza diferentes tipos de caracteres gráficos.

```
MARCO A,B,C,,D,219,219,219,219,223,220,219,219
```

INGRESARNUM : Esta macro me permite ingresar un numero NUM por teclado con NUMDIG dígitos. Llama a las subrutinas ENCENDERCURSOR, PINGRESARNUM y APAGARCURSOR.

```
MOV AX, NUMDIG
MOV CONT, AX
CALL ENCENDERCURSOR
CALL PINGRESARNUM
CALL APAGARCURSOR
MOV AX, NUMIMPR
MOV NUM, AX
```

INGRESARNUM2: Esta macro realiza las mismas funciones que la anterior. La diferencia radica en que ésta es utilizada para manejar números negativos. La macro reconoce el signo (-) y lo guarda en la variable BITSIGNO, la cual será utilizada en el procedimiento CONTROLPOS para determinar si el número ingresado es negativo o no. La macro permite el ingreso del dato que le precede al signo “ - ”. Además llama a las subrutinas ENCENDERCURSOR, PINGRESARNUM2 y APAGARCURSOR.

```
MOV AX, NUMDIG
MOV CONT, AX
CALL ENCENDERCURSOR
CALL PINGRESARNUM2
```

```

CALL APAGARCURSOR
MOV AX, NUMIMPR
MOV NUM, AX

```

INGRESARFRAC : La función de esta macro es la de ingresar una fracción.
 NUM1 representa el numerador y NUM2 representa el denominador.

```

CALL ENCENDERCURSOR
CALL PINGRESARFRAC
CALL APAGARCURSOR
MOV AX, NUMIMPR
MOV NUM1, AX
MOV AX, NUMIMPR2
MOV NUM2, AX

```

INGRESARFRAC1: Esta macro cumple el mismo propósito que
 INGRESARFRAC, con la salvedad que INGRESARFRAC1 permite el ingreso de
 la fracción KP en una posición de pantalla cuyas coordenadas son : columna :
 60 y fila : 14, dentro de la subrutina de control de posición CONTROLPOS.

```
CALL ENCENDERCURSOR
MOV COORDX,60
MOV COORDY,14
CALL PINGRESARFRAC
CALL APAGARCURSOR
MOV AX,NUMIMPR
MOV NUM1,AX
MOV AX,NUMIMPR2
MOV NUM2,AX
```

CHRATRIB : La función de esta macro es la de cargar el atributo. La variable ATRIBUTO contiene los atributos de todo lo que se vaya a 'imprimir'. El término 'imprimir' se refiere a mostrarlo en pantalla.

Utiliza los parámetros BACK y FORE. BACK es el fondo de la pantalla y FORE es el relieve de la misma.

El diagrama de flujo se muestra en la siguiente figura:

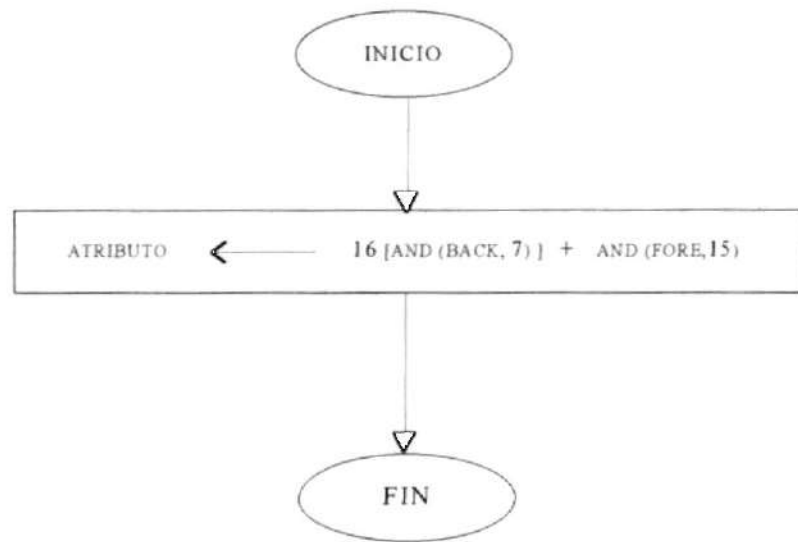


Figura 11. 3 Diagrama de flujo de la macro “CHRATRIB”

```

MOV AX,BACK
AND AX,7
MOV CL,4
SHL AX,CL
MOV BX,FORE
AND BX,0FH
ADD AX,BX
MOV ATRIBUTO,AL
  
```

LEEPOSICION : Esta macro lee el puerto C de la interface PPI 8255; es decir lee la información proveniente del codificador de eje. Esta información es la posición actual del motor, la cual es convertida de código GRAY a código BINARIO por medio de una tabla de conversión de 32 posiciones ya que existen 5 líneas de entrada provenientes del codificador. Esta tabla de conversión fue obtenida a partir de datos experimentales realizados con el codificador de eje y el computador. POSACTUAL es una variable que almacena la posición actual del motor en grados. Esta variable es la que va actualizándose a medida que avanza el motor hacia su posición final por medio de la tabla de conversión como muestra el diagrama de flujo en la siguiente figura:

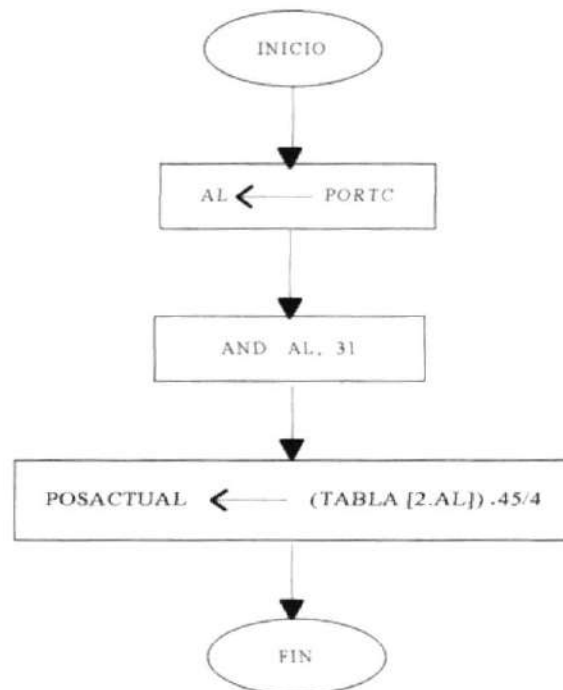


Figura 11. 4 Diagrama de flujo de la macro “LEEPOSICION”


```
MOV DX,PORTC
IN  AL,DX
AND AL,31
MOV AH,0
ADD AX,AX
MOV SI,AX
MOV AX,TABLA[SI]
MOV CX,45
MUL CX
MOV CX,4
DIV  CX
MOV POSACTUAL,AX
```

11.4. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE *MUESTREO*

La figura 11.6 muestra el diagrama de flujo del algoritmo *MUESTREO*. El algoritmo de muestreo implementado en el computador se basa en *promedios* realizados a un número determinado de muestras con el propósito de que la velocidad actual se acerque lo más posible al valor deseado. Luego de

determinar el número de muestras necesario se carga este valor en una variable que se llama REG5.

Posteriormente se obtiene el valor de una muestra (variable MUESTRA) mediante un llamado a la subrutina OBTIENE. Mas adelante se explicará con mayor detalle la subrutina OBTIENE. Este llamado es continuo hasta que se alcance el valor de REG5. Cada vez que se obtiene una muestra ésta se va acumulando y en el momento que se alcanza el valor contenido en REG5 se realiza un promedio de las muestras acumuladas y este promedio es almacenado en una variable denominada VELACTUAL.

En este algoritmo de muestreo existe una variable TOTPROM que acumula el total de las últimas 32 *mediciones* de la variable VELACTUAL. Estas 32 mediciones se almacenan en un arreglo llamado “PROMED” direccionado por la variable REG3 que sólo puede adquirir valores entre 0 y 31 (índices del arreglo). Cuando se obtiene una nueva VELACTUAL después del muestreo se reemplaza ,en la tabla “PROMED”, el valor actualmente direccionado por REG3 y se almacena en este lugar del arreglo el nuevo VELACTUAL. Luego se incrementa REG3 para que en el siguiente proceso de muestreo se reemplace el siguiente elemento del arreglo “PROMED” (reemplazo uniforme).

Finalmente se hace un promedio de los valores acumulados en la variable TOTPROM y su resultado se lo almacena en la variable VELACTUAL. El valor de ésta VELACTUAL representa la velocidad actual digital , la cual será manejada por el programa de control de velocidad CONTROLVEL.

SUBROUTINA OBTIENE:

La subrutina OBTIENE envía un pulso de determinada duración a la entrada SOC (Start of Conversion) del convertidor analógico-digital para que convierta la muestra analógica en muestra digital .

El programa espera al ADC para que mande un nivel de voltaje alto (1 en binario) por la salida EOC que me indica que el dato muestreado ha sido convertido. Este dato (muestra de velocidad actual) en formato digital es ingresado al puerto B del PPI 8255 mediante la instrucción IN y almacenado posteriormente en una variable de memoria llamada MUESTRA.

La figura 11.7 muestra el diagrama de flujo de la subrutina OBTIENE.

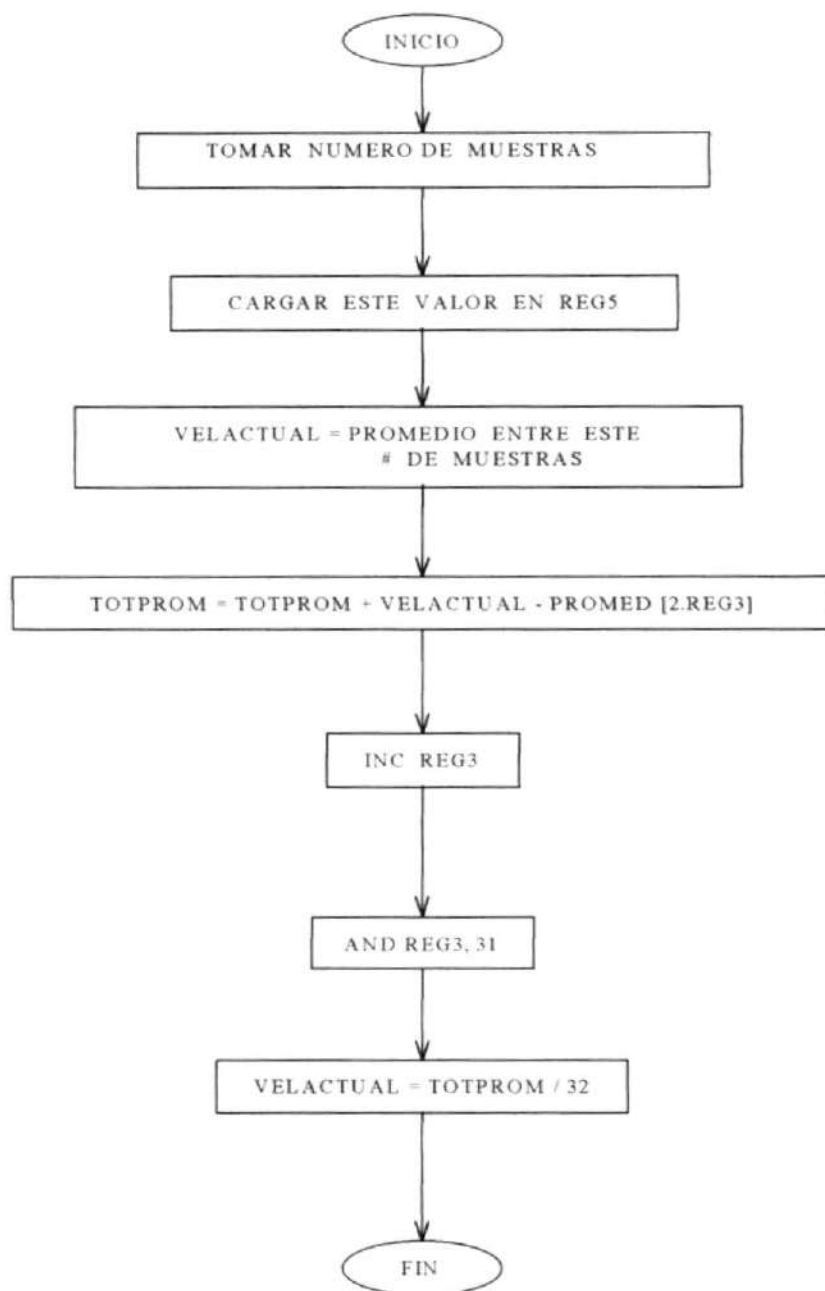


Figura 11.5 Diagrama de flujo del algoritmo “MUESTREO”

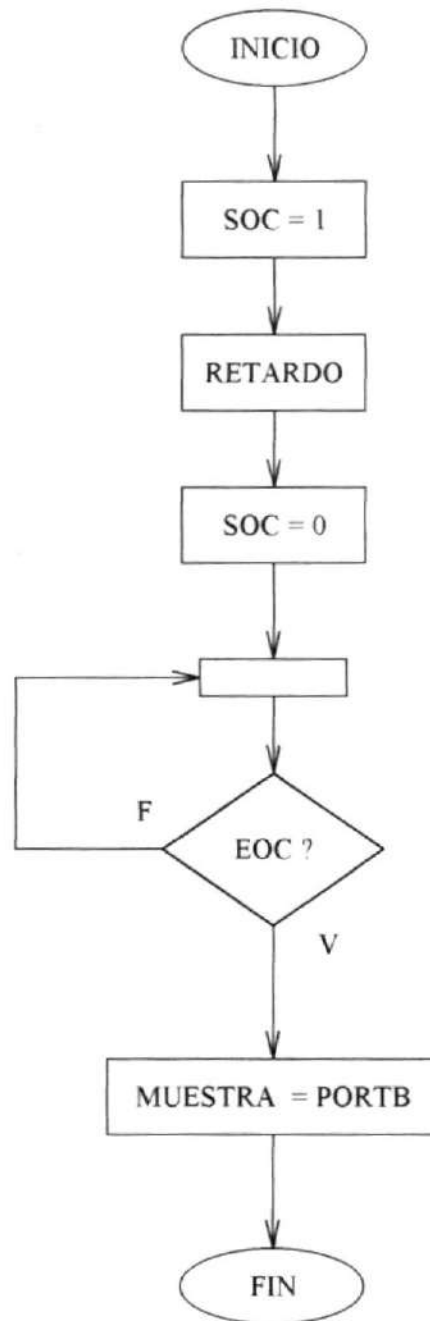


Figura 11.6 Diagrama de flujo de la subrutina “OBTIENE”

11.5. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL DE VELOCIDAD

Inicialmente el programa pide ingresar una de 4 opciones del controlador: controlador proporcional puro (Control P), controlador proporcional-integral (Control PI), controlador proporcional-derivativo (Control PD) y controlador proporcional-integral-derivativo (Control PID).

En el diseño del programa se ha recurrido al uso de banderas de activación de controladores. Si la opción seleccionada es 1, es decir se elige un control P, el programa encera las banderas FLAGINTEG y FLAGDERIV. Si se elige un control PI, el programa activa la bandera FLAGINTEG y encera la bandera FLAGDERIV. Si se elige un control PD, el programa encera la bandera FLAGINTEG y activa la bandera FLAGDERIV.

En el caso de elegir un control PID, el programa activa la banderas FLAGINTEG y FLAGDERIV. Si se activa la bandera FLAGINTEG (FLAGINTEG=1), la contribución integral del controlador existe, de igual forma para la bandera FLAGDERIV. Se imprimen las pantallas respectivas de presentación del control de velocidad con los valores iniciales de velocidad de

referencia, constantes KP, KI, KD. A continuación se enceran todas las variables que se relacionan con este control de velocidad.

El primer paso para obtener la señal de retroalimentación hacia la interface digital es llamar a una subrutina de muestreo mediante la instrucción CALL. Este procedimiento de muestreo se explicó en la sección anterior.

La velocidad actual digital se la compara con la referencia digital produciendo un error. La señal de error es la desviación del valor actual de la variable del proceso (VELACTUAL) con respecto al valor deseado (REFERENCIA). Esta señal de error es la información de entrada al controlador. Una vez que el error ha sido determinado se lo almacena en una variable llamada ERROR. Para el siguiente valor de error, el valor anterior (ERROR) es guardado en otra variable llamada ERRORANT. Cada una de las contribuciones del controlador, que son la proporcional, integral y derivativa, se irán calculando por separado y adicionando en la variable DAC que representa el valor final del controlador y que ingresa al convertidor digital-analógico, por lo que antes de iniciar el cálculo de cada uno de los términos de dicho controlador, dicha variable debe ser encerada. A esta variable DAC (salida del controlador) se le ha adicionado un valor de 20 para vencer más rápidamente la inercia del motor. Si el contenido de DAC es mayor a

255, entonces DAC=255 (máximo valor de entrada al convertidor digital analógico), caso contrario DAC es menor a 255. Este valor de DAC que se encuentra entre 0 y 255 es luego convertido a un valor entre 128 y 255, el cual es requerido por la interface acondicionadora de salida que genera un voltaje positivo cuando la entrada digital se encuentra entre 128 y 255, pues en control de velocidad se trabaja solamente con voltajes positivos. Esto se logra mediante las siguientes dos líneas de instrucciones:

```
SHR AX, 1
```

```
ADD AX, 128
```

Con la instrucción SHR se desplaza el valor presente en AX un bit a la derecha logrando con esto que el número sea dividido para dos; además se adiciona al valor resultante del desplazamiento en AX el 128 (equivalente a 0 V analógicos y 0 de velocidad). Esta es la señal neta de control que será enviada al elemento final de control. El valor almacenado en AX se lo guarda finalmente en la variable DAC y se direcciona al puerto A para su posterior envío. El programa empieza a revisar el buffer del teclado, pudiendo cambiar el operador del sistema los valores de REFERENCIA, de KP, KI y KD, estos tres últimos ingresados en forma fraccionaria. De otro modo se puede salir del procedimiento de velocidad pulsando

la tecla M o directamente salir al sistema operativo mediante la tecla ESC.

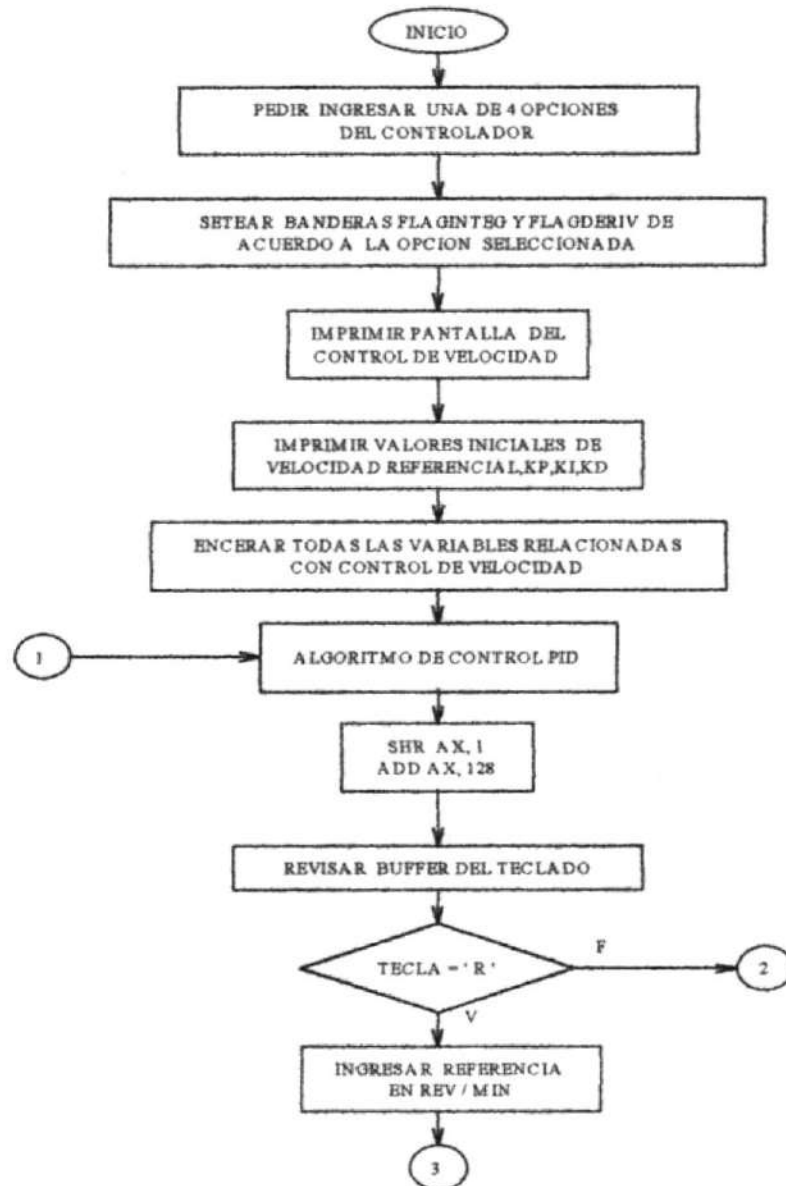


Figura 11.7 Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Velocidad

“CONTROLVEL” (PARTE A)

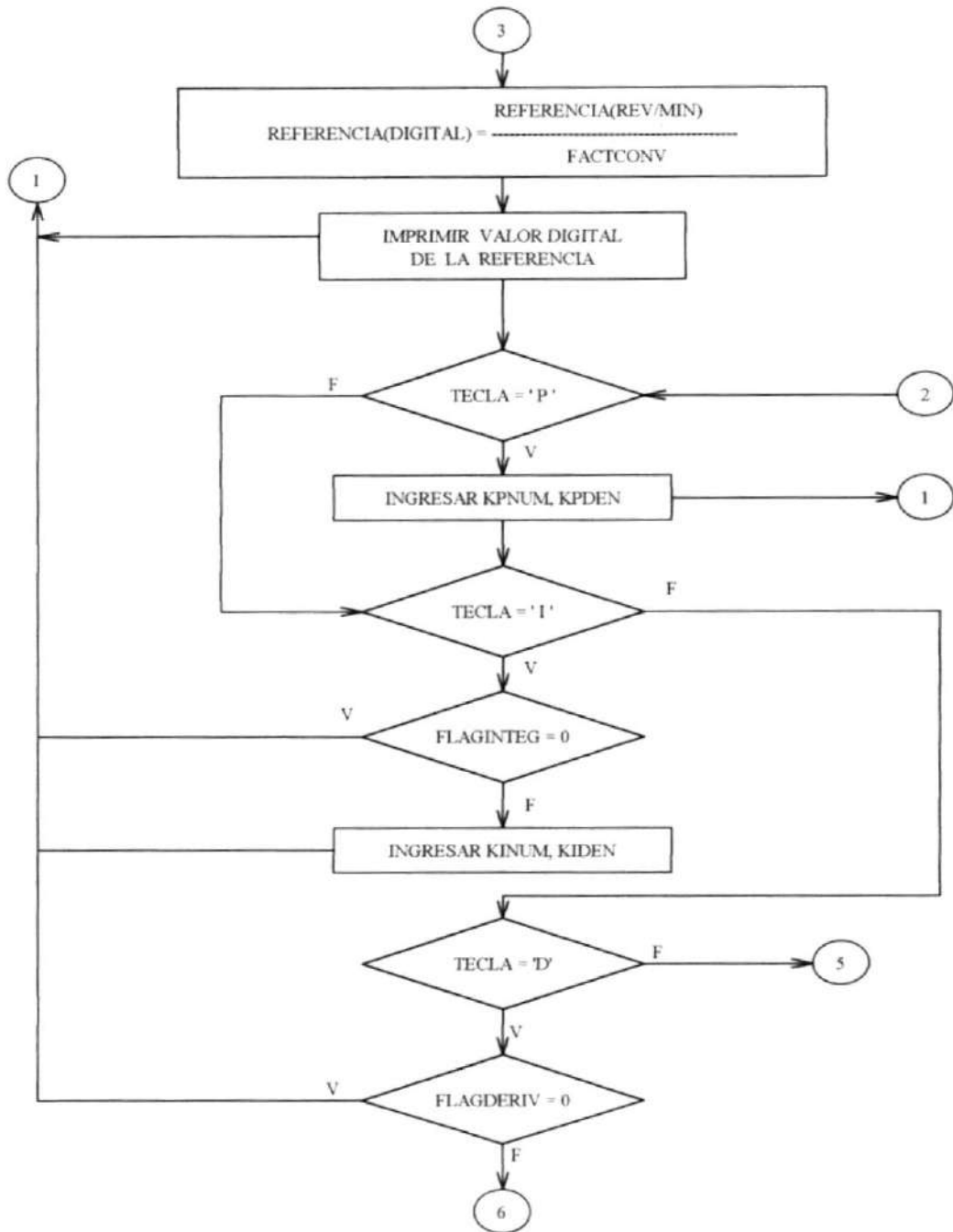
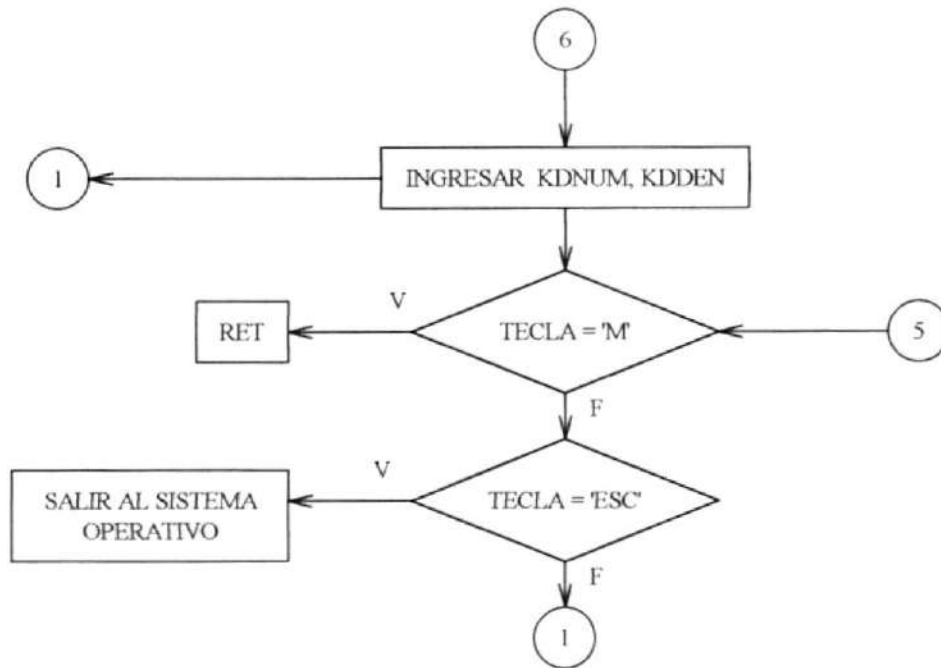


Figura 11.8 Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Velocidad
“CONTROLVEL” (PARTE B)



**Figura 11. 9 Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Velocidad
“CONTROLVEL” (PARTE C)**

En este control digital de velocidad se ha implementado un controlador PID. La expresión analítica del algoritmo en el dominio del tiempo es:

$$VEL(t) = Ke(t) + \frac{K}{T_I} \int e(t) dt + K T_D \frac{de(t)}{dt}$$

Donde :

VEL(t)	=	salida de velocidad del controlador
e(t)	=	r(t) - c(t) = señal de error
r(t)	=	valor de referencia = valor deseado de velocidad
c(t)	=	valor actual de velocidad
K	=	ganancia proporcional
T _I	=	tiempo integral
T _D	=	tiempo derivativo

Podemos colocar también la anterior ecuación diferencial continua de la siguiente forma:

$$VEL(t) = K_p e(t) + K_1 \int e(t)dt + K_2 \frac{de(t)}{dt}$$

Donde:

K _p	=	K
K ₁	=	K/T _I
K ₂	=	KT _D

En un microcomputador no podemos ingresar ecuaciones de tipo continua ya que solo observa acciones del mundo exterior una vez cada ciclo. Por esta razón la ecuación diferencial continua debe ser convertida a su forma discreta:

$$VEL_n = K_p e_n + K_I \sum e_n \Delta t + K_D \frac{\Delta e}{\Delta t}$$

Donde:

Δt = intervalo de muestreo

Por lo tanto, el microcomputador calculará VEL_n de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$VEL_n = K_p e_n + \sum_n K_I e_n + K_D [e_n - e_{n-1}]$$

Donde:

$$e_n = r_n - c_n$$

$$r_n = \text{valor de referencia}$$

$$c_n = \text{salida digitalizada del sistema controlado}$$

$$K_p = \text{coeficiente o ganancia proporcional}$$

$$K_I = \text{coeficiente o ganancia integral} = K_p \Delta t / T_I = K_I \Delta t$$

$$K_D = \text{coeficiente o ganancia derivativa} = K_p T_D / \Delta t = K_2 / \Delta t$$

Cabe mencionar que el algoritmo implementado en el programa de control es un PID. En la presentación de la pantalla de control de velocidad existen 4 opciones de controlar el motor, por eso nos hemos visto en la necesidad de dividir dicho controlador en flujogramas P, PI, PD, PID, siendo éste último el resultado de la combinación de los anteriores. A continuación se describen los algoritmos utilizados en el diseño de los controladores para el sistema digital.

11.5.1. ALGORITMO DE CONTROL P

La función del control proporcional es proveer a la salida un término de la forma:

$$VEL_i = K_p e_i$$

Aquí e_i es igual a la REFERENCIA menos VELACTUAL en el muestreo i , esta señal de error es multiplicada en cada muestra i por una constante definida convenientemente K_p . El microcomputador seguirá muestreando la señal de velocidad y obteniendo una señal correctora proporcional para el motor, hasta que la referencia sea igual a la velocidad actual (claro que esto nunca sucede en control proporcional, ya que siempre operará con una desviación). En la siguiente figura se muestra el diagrama de flujo del algoritmo de control P:

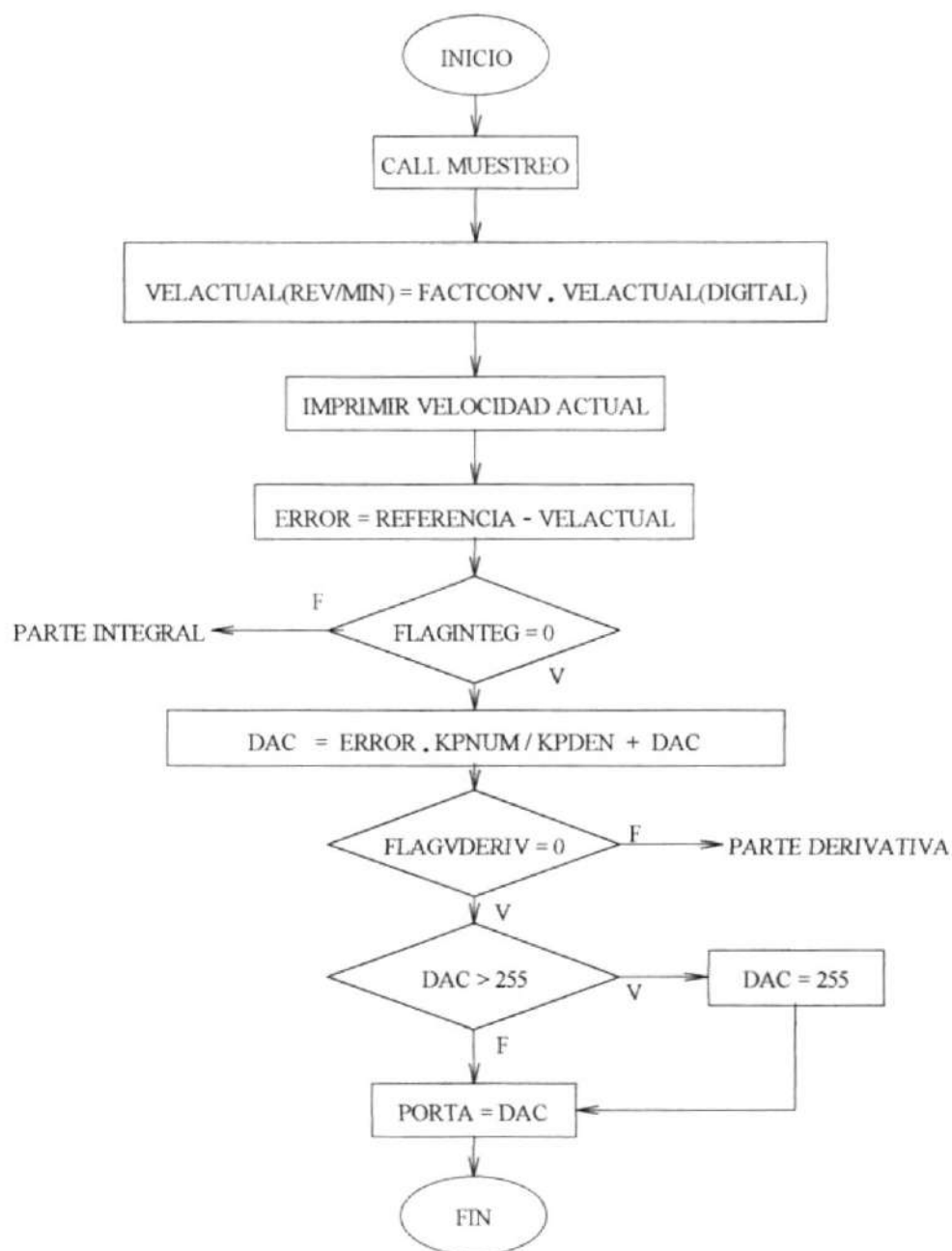


Figura 11.10 Diagrama de flujo del algoritmo "P"

11.5.2. ALGORITMO DE CONTROL PI

El modo de acción *integral* tiene por función realizar un reajuste de la salida del sistema controlador. La contribución integral se analiza de la siguiente manera:

$$V_{o_i} = K_I e_i + V_{o_{i-1}} \quad (1)$$

Esta ecuación nos indica que cuando la información de error es obtenida a partir de la comparación de la referencia con la velocidad actual, ésta se multiplica por una ganancia integral K_I y se la va acumulando en una variable denominada DAC que representaría a la salida V_{o_i} . Esta variable DAC que está determinada en el programa de control de velocidad, cambia su contenido en base al nuevo valor calculado $K_I e_i$ en el muestreo i y en base al contenido de la información previa $V_{o_{i-1}}$. En el algoritmo PI la fórmula asignada a INTEGRAL es: $INTEGRAL = INTEGRAL + ERROR$.

En nuestro controlador digital al inicio del programa la variable INTEGRAL es igual a 0 por lo que INTEGRAL será igual al contenido de la variable ERROR: $INTEGRAL = ERROR$. Siendo esta variable INTEGRAL (el error e_i en la ecuación 1) multiplicada por la constante K_I . El término $INTEGRAL \cdot K_I$ será almacenado en la variable DAC. Esta ganancia K_I está definida como un valor

fraccionario $K_I \text{ NUM} / K_I \text{ DEN}$, donde $K_I \text{ NUM}$ es el numerador del valor fraccionario de la ganancia integral, mientras que $K_I \text{ DEN}$ es el denominador. Haciendo una analogía el término $\text{ERROR} \cdot K_I$ vendría a ser igual a $V_{o_{i-1}}$. $V_{o_{i-1}}$ es lo mismo que $K_I \cdot e_{i-1}$ por lo que ERROR es e_{i-1} , con lo cual en el siguiente muestreo de la señal, la variable INTEGRAL tomará el siguiente valor: $(\text{nuevo valor de ERROR} + \text{el valor anterior de ERROR}) \cdot K_I$ en el algoritmo PI equivaldría a $(e_i + e_{i-1}) \cdot K_I$ y por consiguiente a $V_{o_i} = \text{DAC}$. Esta contribución integral debe ser adicionada al término proporcional analizado en la sección anterior para formar un controlador proporcional-integral (PI). El resultado de esta adición será almacenada en la misma variable DAC. La ecuación resultante del controlador PI tendría la siguiente forma: $VEL_i = K_p e_i + K_I e_i + V_{o_{i-1}}$. Haciendo una analogía con la ecuación implementada en el microcomputador:

$DAC = K_p \text{ NUM} / K_p \text{ DEN} \cdot \text{ERROR} + DAC(\text{anterior})$, tendríamos que:

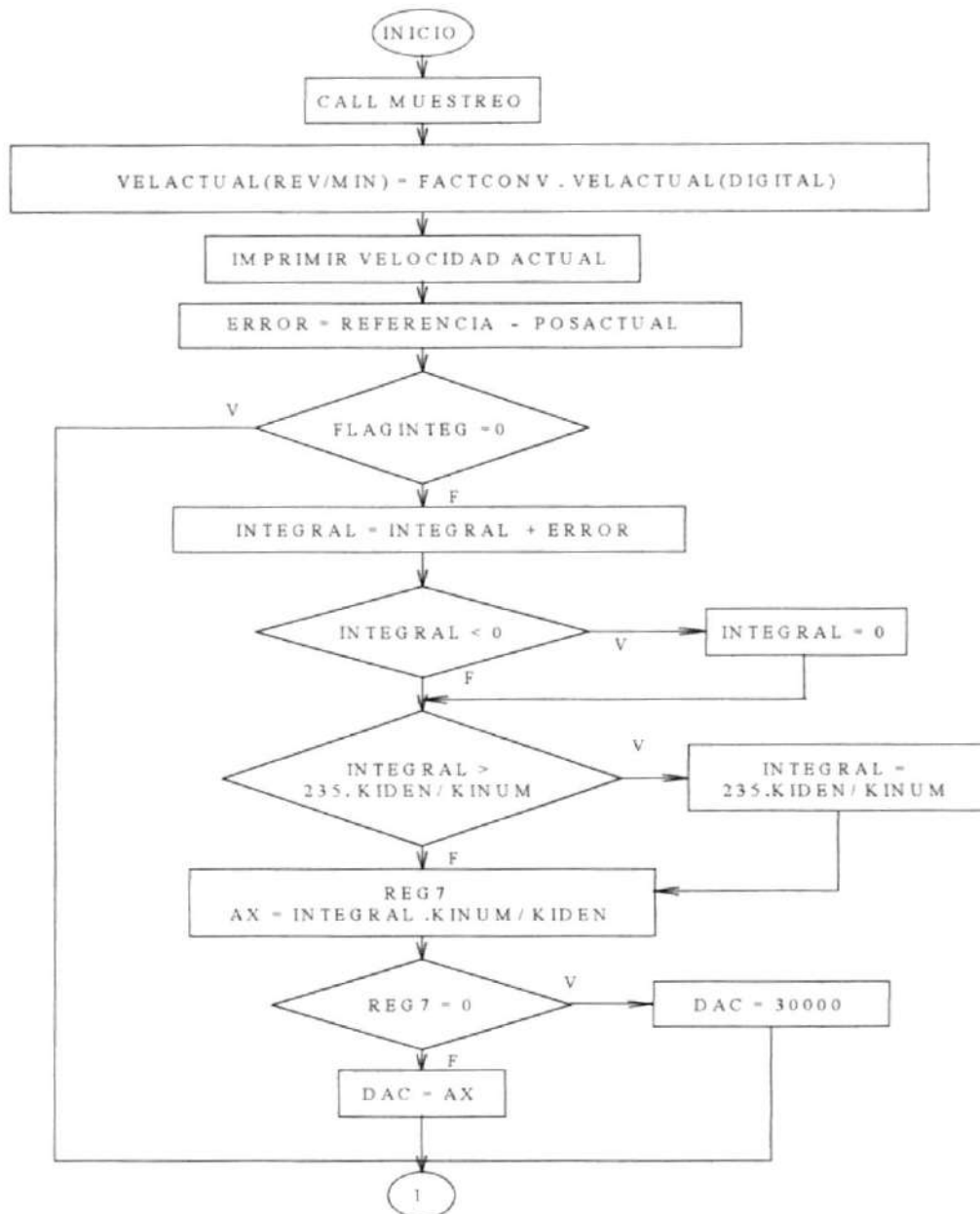
$$VEL_i = DAC$$

$$K_p = K_p \text{ NUM} / K_p \text{ DEN}$$

$$e_i = \text{ERROR}$$

$$K_I e_i + V_{o_{i-1}} = DAC(\text{anterior})$$

En la siguiente figura se presenta el diagrama de flujo del algoritmo PI:



11. 11 Diagrama de flujo del algoritmo "PI" (PARTE A)

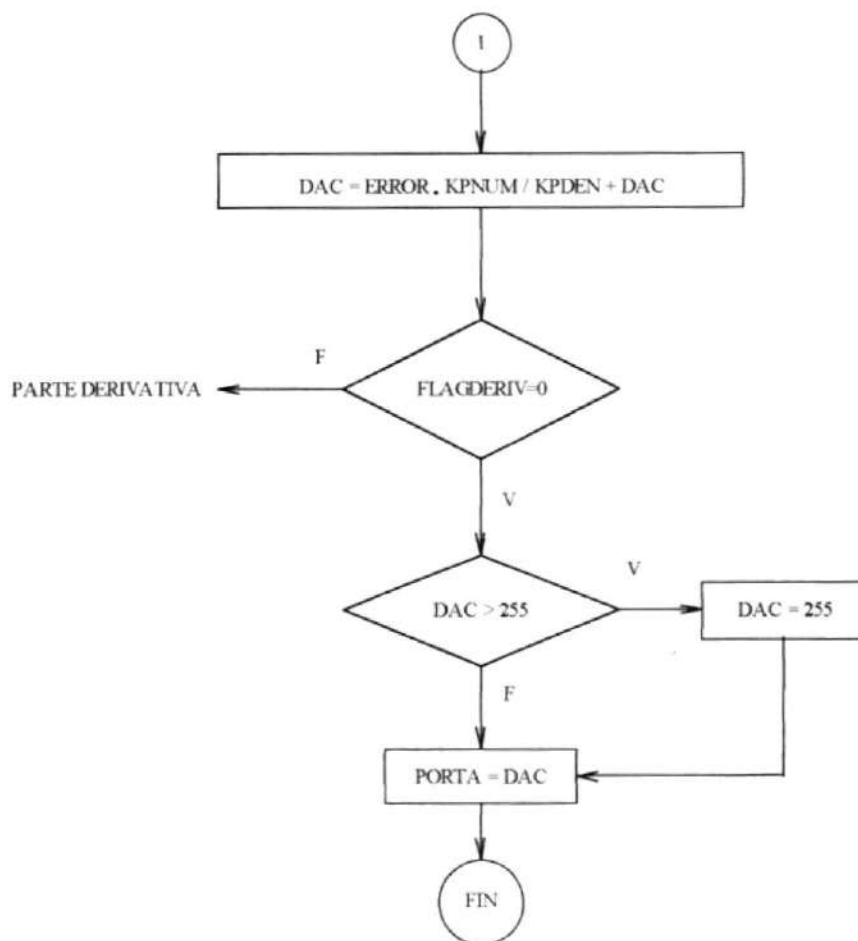


Figura 11.12 Diagrama de flujo del algoritmo “PI” (PARTE B)

11.5.3. ALGORITMO DE CONTROL PD

En este modo de control, la parte *derivativa* tiene por función proporcionar un

término a la salida del controlador de la forma:

$$V_{o_i} = K_D (e_i - e_{i-1})$$

Esta ecuación implica que el valor del error correspondiente al muestreo anterior se resta del valor del error del muestreo presente, cuyo resultado se multiplica por la ganancia derivativa. Antes de realizar el cálculo de la contribución derivativa en el algoritmo PD se verifica el estado de la bandera FLAGDERIV que debe estar en 1. Luego el programa de control procede a calcular la parte derivativa y lo adiciona a la parte proporcional almacenando su resultado en DAC. La ecuación resultante de un controlador PD sería de la forma:

$$VEL_i = K_p e_i + K_D (e_i - e_{i-1})$$

De la misma forma que en el controlador PI, haciendo una analogía con la ecuación implementada en el microcomputador: $DAC = DAC + K_D NUM / K_D DEN \cdot (ERROR - ERRORANT)$, se tiene que:

$$\begin{aligned} VEL_i &= DAC \text{ (salida del controlador)} \\ K_p e_i &= DAC \text{ (parte proporcional)} \\ K_D &= K_D NUM / K_D DEN \\ (e_i - e_{i-1}) &= (ERROR - ERRORANT) \end{aligned}$$

La siguiente figura ilustra el flujograma del algoritmo PD:

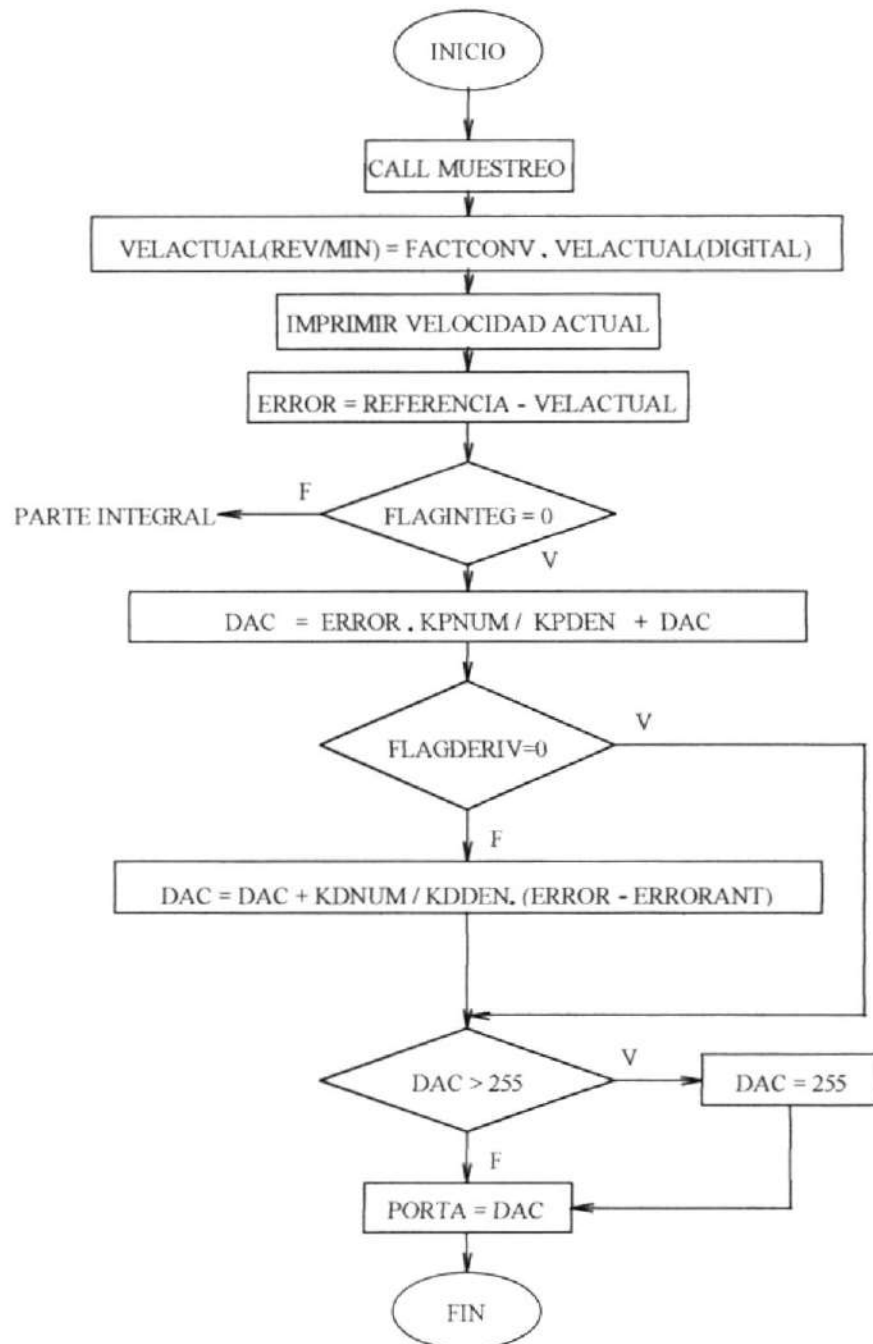


Figura 11.13 Diagrama de flujo del algoritmo "PD"

11.5.4. ALGORITMO DE CONTROL PID

En este modo de control, las contribuciones proporcional, integral y derivativa se adicionan para proporcionar la ecuación resultante del controlador PID:

$$VEL_i = K_p e_i + K_i(e_i + e_{i-1}) + K_D(e_i - e_{i-1})$$

Esta ecuación es implementada en el programa mediante una serie de combinaciones de fórmulas y variables, las cuales dan forma al diagrama de flujo del algoritmo de control PID que se muestra en la figura 11.14. El primer paso en el diagrama de flujo del algoritmo PID es obtener la variable controlada, variable de velocidad (señal del tacómetro), mediante el proceso de muestreo que fue explicado en secciones anteriores. Esta señal del tacómetro es una señal de voltaje cuyo valor es proporcional a la velocidad que desarrolla el motor. Este voltaje es luego utilizado por el ADC 0808 para suministrar el valor digital correspondiente a dicha velocidad que para efectos de mostrar en pantalla se multiplica por el factor de conversión determinado en el programa. Con este valor de velocidad se obtiene el error que manejará el algoritmo de control de la misma forma que los casos anteriores con la diferencia que ahora se encuentran activas las banderas de control integral y derivativo, con lo cual se utilizará en este tipo de control todos los flujogramas correspondientes.

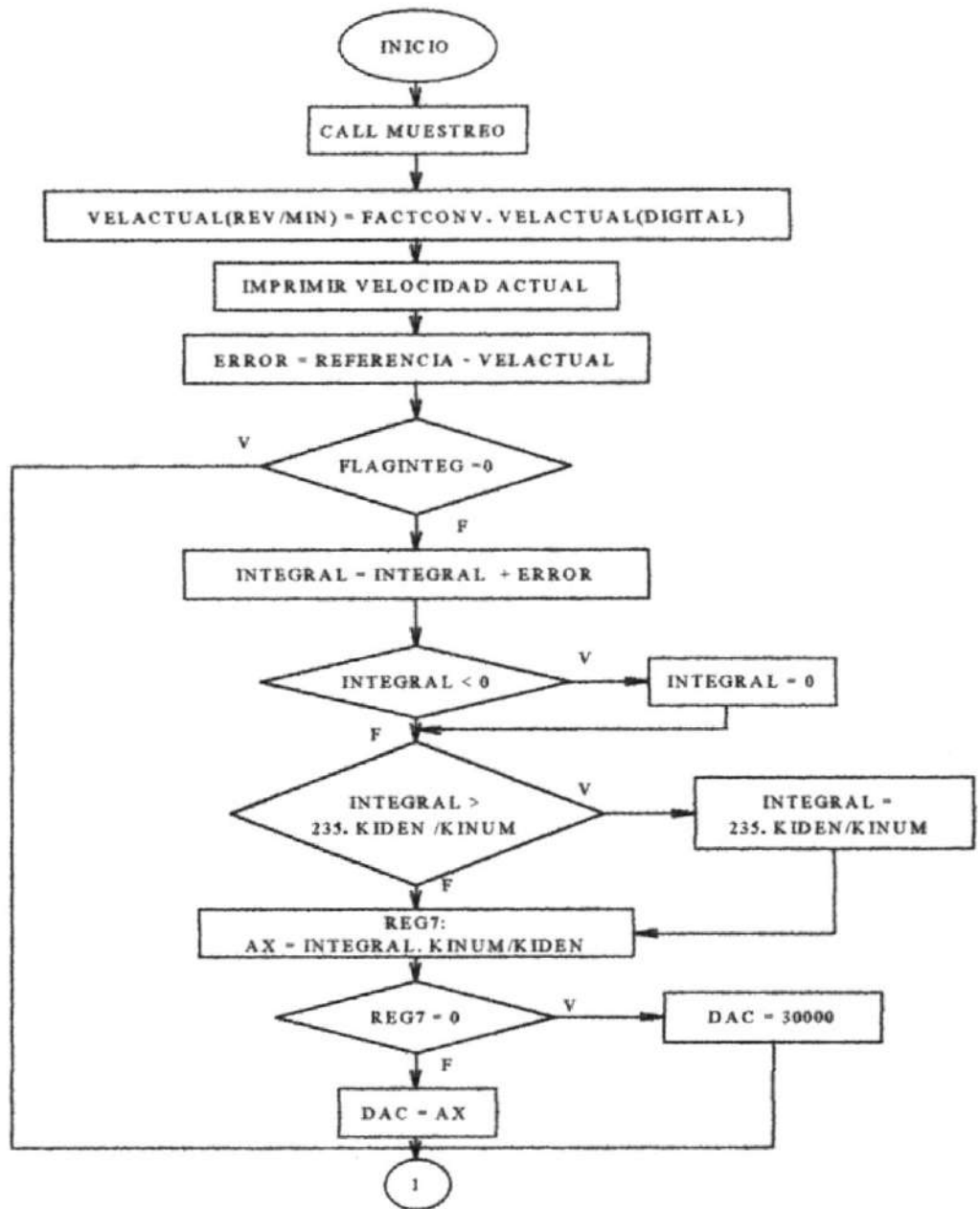


Figura 11.14 Diagrama de flujo del algoritmo "PID" (PARTE A)

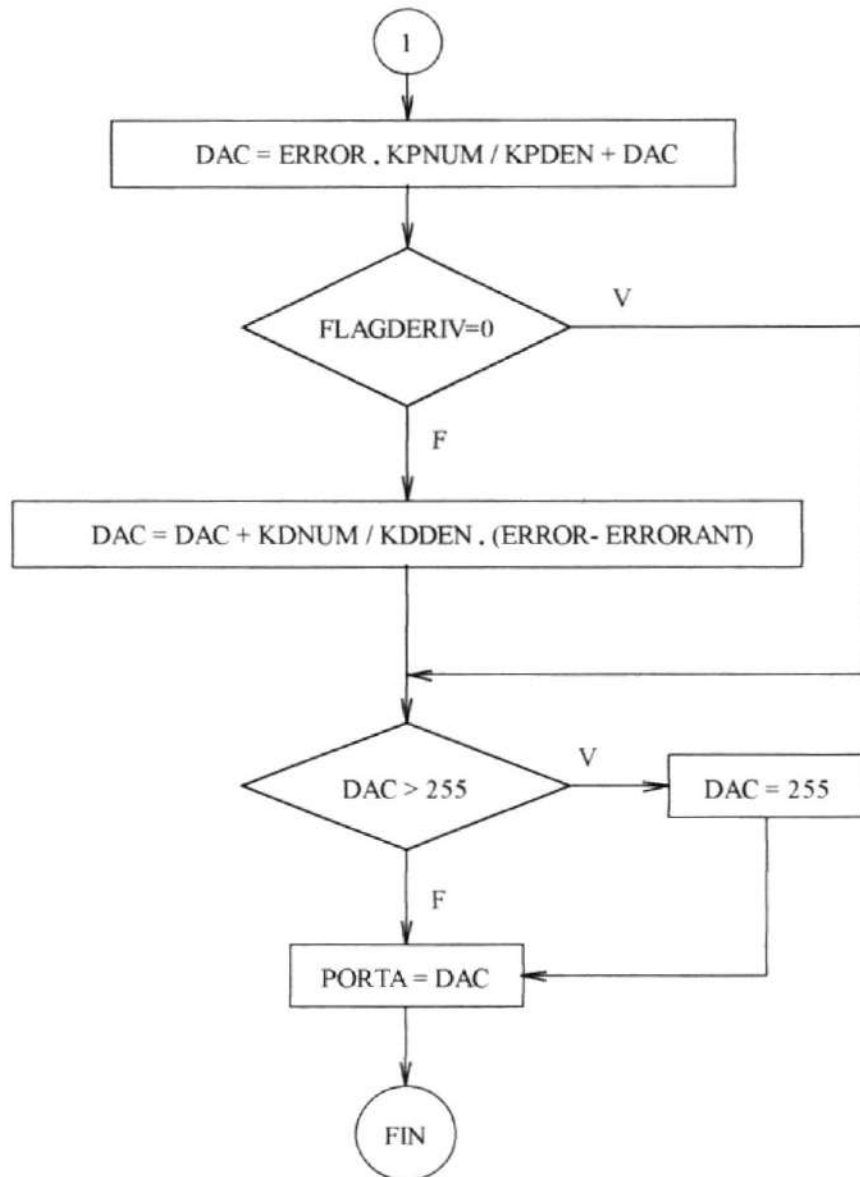


Figura 11. 15 Diagrama de flujo del algoritmo “PID” (PARTE B)

11.6. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL DE POSICION

La figura 11.16 muestra el diagrama de flujo del algoritmo de control de posición.

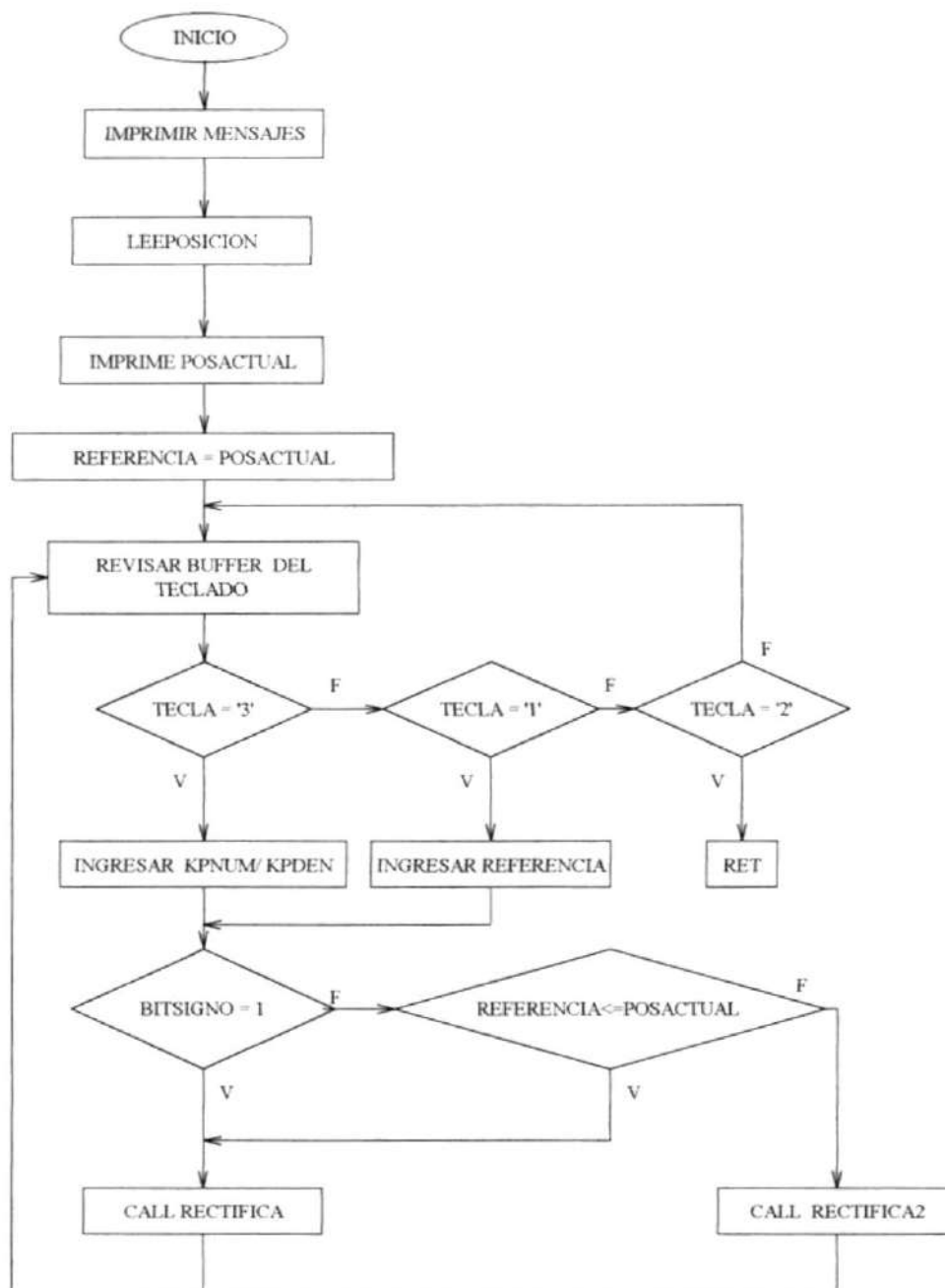
El programa se inicia con la pantalla de presentación del control de posición. Una diferencia con el sistema de control de velocidad es que en lugar de leer la información de realimentación de velocidad presente en el puerto B (proveniente del tacómetro), el programa lee el puerto C donde ingresa la información proveniente de las líneas del codificador de eje (posición actual del motor) por medio de la macro LEEPOSICION.

La macro LEEPOSICION convierte el dato gray en binario y posteriormente en grados (variable POSACTUAL) para su impresión en pantalla. Para tal efecto se utiliza la tabla de conversión de 32 elementos que representan los 32 posibles cambios de posición. Cabe mencionar que el programa sólo acepta valores de posición entre -359 y + 359, por consiguiente solamente utilizará 3 dígitos.

La subrutina CONTROLPOS (Control de Posición) revisa el buffer del teclado para verificar el dato ingresado por el usuario. Si éste pulsa la tecla correspondiente al número "1", el programa pide ingreso del valor de posición requerida o REFERENCIA y llama a la subrutina RECTIFICA o RECTIFICA2

según sea el sentido de giro y el signo del error . Cuando el número ingresado es negativo (se usa que la variable $BITSIGNO = 1$, lo que quiere decir que se ha ingresado por teclado el signo ‘ - ’) el programa salta al procedimiento RECTIFICA. De la misma forma salta al procedimiento RECTIFICA cuando el valor de REFERENCIA (variable que almacena el valor de posición requerida) es menor o igual a POSACTUAL (variable que almacena el valor de posición actual) lo que quiere decir que el error es negativo. En el caso de que el número ingresado REFERENCIA es mayor a POSACTUAL, el error es positivo, por lo tanto el programa salta al procedimiento RECTIFICA2. Estas dos subrutinas son las que en esencia hacen cambiar de posición al motor. Ambas serán explicadas con mayor detalle en la siguiente sección.

Si el usuario pulsa la tecla correspondiente al número “2” entonces el programa sale del procedimiento de control de posición y retorna al menú principal. Si no pulsa nada imprime la misma posición actual en la línea de posición requerida y revisa constantemente el buffer del teclado para verificar si existe algún valor ingresado. Si el usuario pulsa la tecla correspondiente al número “3 “ el programa pide ingreso de ganancia proporcional K_P , de esta manera se puede variar la constante de proporcionalidad y por consiguiente la ganancia del controlador. En consecuencia se podrá cambiar la respuesta del sistema de control de posición .



**Figura 11. 16 Diagrama de flujo del algoritmo de Control de Posición
“CONTROLPOS”**

11.6.1. ALGORITMO *RECTIFICA*

La figura 11.17 muestra el diagrama de flujo del algoritmo *RECTIFICA* y la figura 11.18 muestra el diagrama de flujo del algoritmo *RECTIFICA2*.

La función del algoritmo *RECTIFICA* es la de mover si fuera necesario (siempre y cuando se ingrese un valor de posición requerida diferente a la actual) la posición actual del motor a un valor deseado.

El criterio que se utilizó para la fórmula de *REFERENCIA* es que éste valor debe ser múltiplo de 11.25 (el computador realiza los cálculos con números enteros). Se toma este valor en grados porque el codificador de posición de eje del motor tiene 5 líneas de salidas de código GRAY con lo cual podría tener $2^5 = 32$ combinaciones de valores de posición dentro de un disco de 360 grados. Por lo tanto la resolución del codificador es de $360/32 = 11.25$ grados. Es decir el motor reconocerá solamente valores de posición múltiplos de 11.25 grados.

En el procedimiento *RECTIFICA*, cualquier valor ingresado en el rango 0-359 (en grados) será *rectificado*. Dentro del algoritmo se compara el valor de *REFERENCIA* con la posición actual del motor (*POSACTUAL*), si son

iguales hay un retorno de subrutina; si no lo son se compara la diferencia entre los valores de las dos variables con 180, de tal forma que el desplazamiento del ángulo sea siempre por el camino más corto (camino más óptimo).

Cuando la diferencia entre REFERENCIA y POSACTUAL es **menor** a 180 , el programa salta a través de la directiva RECT3 a un lazo en el cual el desplazamiento del ángulo es positivo .

Caso contrario ocurre si la diferencia entre REFERENCIA y POSACTUAL es **mayor o igual** a 180, entonces el programa salta a través de la directiva RECT6 a un lazo en el cual el desplazamiento del ángulo es negativo.

Como se explicó en el capítulo 9 , para valores digitales mayores a 128 el sentido de giro del motor será comandado positivamente, mientras que para valores digitales menores a 128 el sentido de giro del motor será comandado negativamente.

Se puede entonces deducir para producir un desplazamiento negativo del ángulo es necesario restar de 128 (velocidad igual a cero) el valor de la variable DAC que es igual a: $ERROR \cdot KP$. También se ha dispuesto para

vencer rápidamente la inercia del motor restar un valor adecuado de 80 a la variable DAC. Hay que tomar en cuenta los valores de KP que el usuario coloca al sistema porque puede producir un sistema relativamente oscilante a medida que aumenta el valor de KP. Valores altos de KP pueden causar grandes oscilaciones que producirían que el sistema de posición demore en estabilizarse. La variable DAC tiene al comienzo un valor grande y a medida que avanza el motor éste va disminuyendo (debido a que el error va disminuyendo) hasta el punto que llega a valer cero cuando el motor se ha posicionado en el ángulo requerido. De la misma manera para obtener un desplazamiento positivo del ángulo es necesario sumar a 128 el valor de la variable DAC. Igualmente en este caso hay que considerar en gran medida el valor de ganancia proporcional KP. A medida que avanza el motor hacia su destino final, el programa va leyendo la posición actual del motor a través de la macro LEEPOSICION e imprimiéndolo en pantalla.

El algoritmo RECTIFICA2 cumple exactamente la misma función que el procedimiento RECTIFICA, con la salvedad de que este procedimiento sólo actúa cuando los ángulos referidos son positivos y además el valor de REFERENCIA es mayor al valor de POSACTUAL. Por lo que el sentido de giro siempre será positivo. Aquí no hay comparación con 180 para obtener el

desplazamiento mas corto ya que el giro es en un solo sentido.

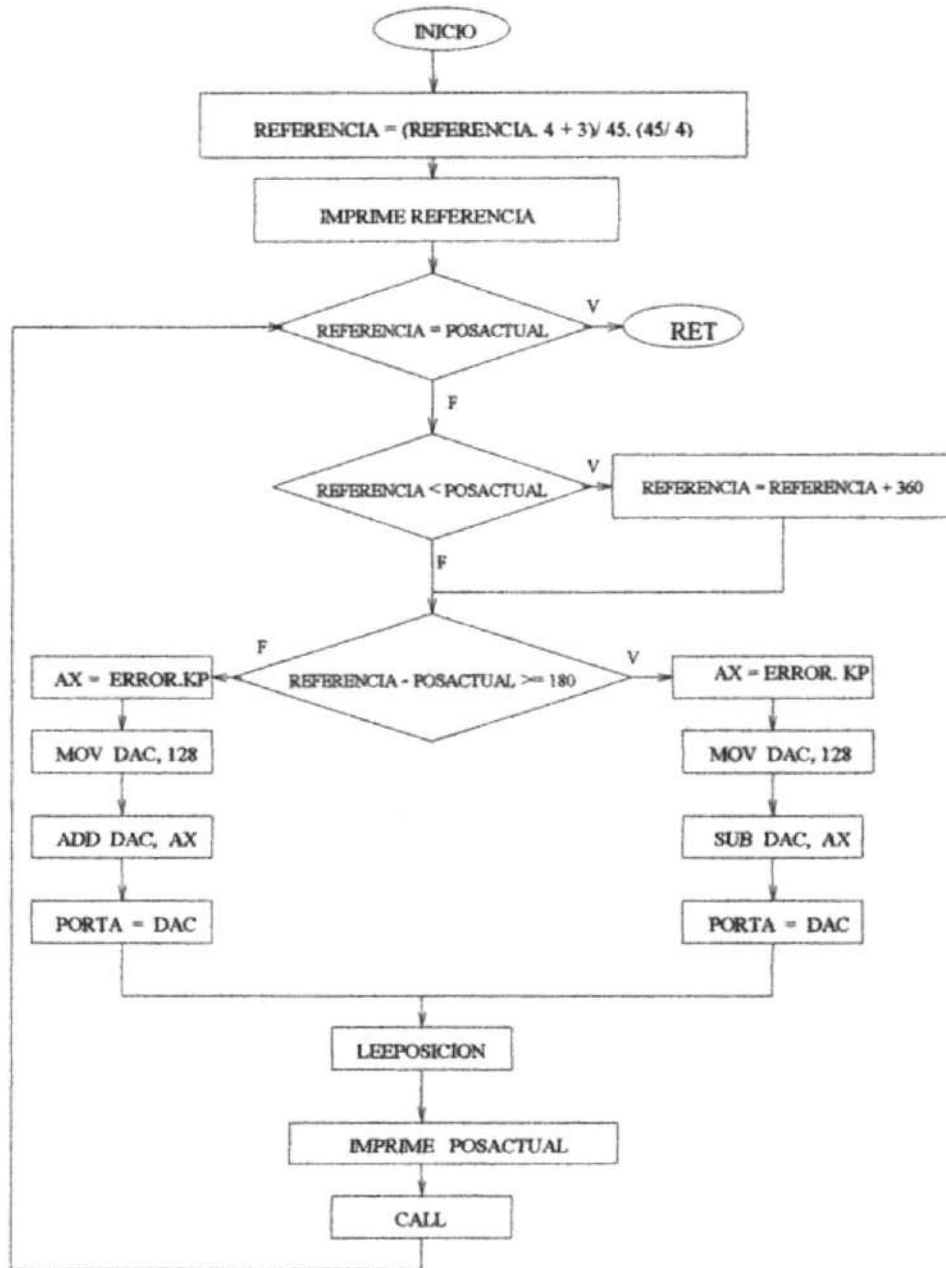


Figura 11. 17 Diagrama de flujo del algoritmo “RECTIFICA”

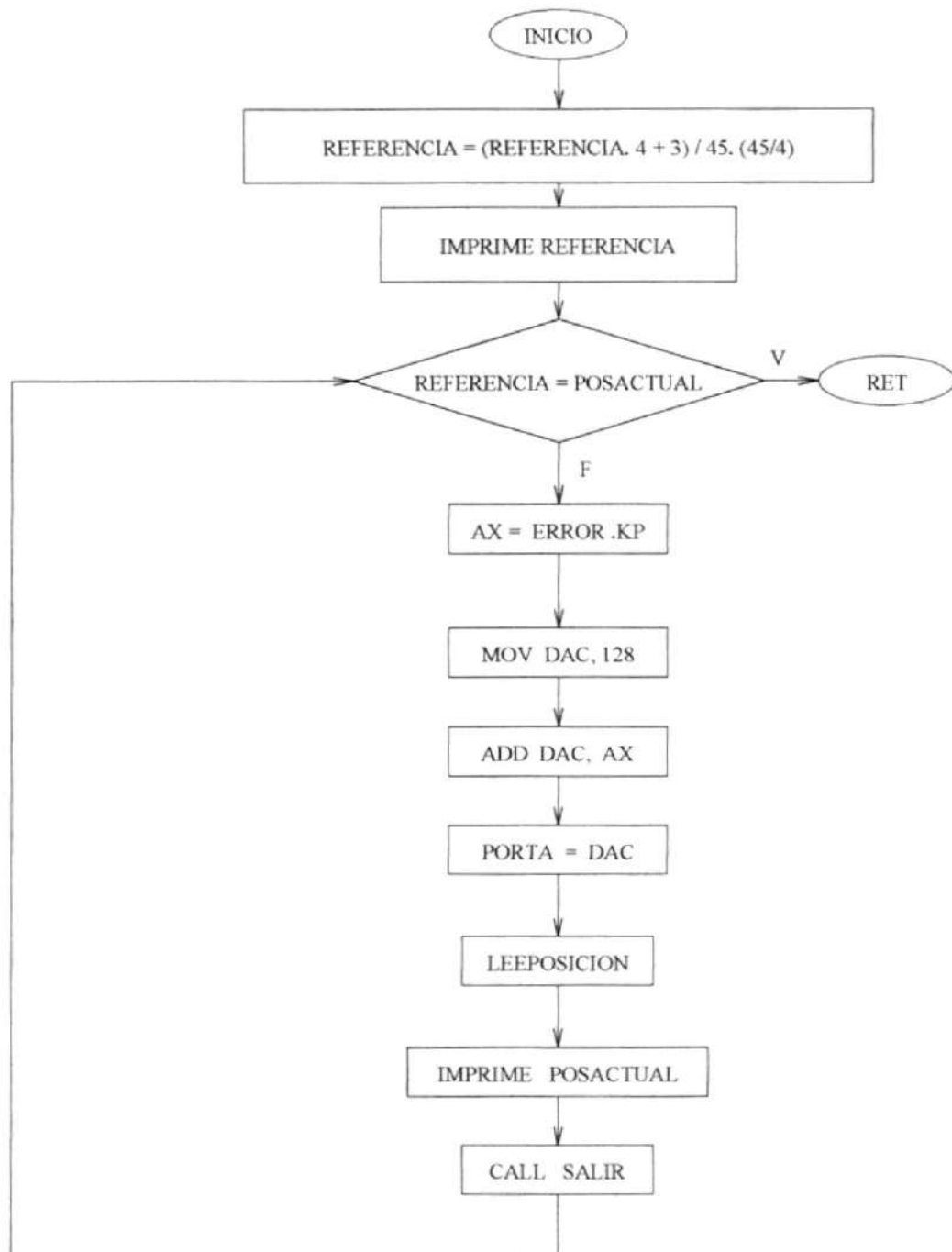


Figura 11. 18 Diagrama de flujo del algoritmo “ RECTIFICA2”

CAPITULO XII

MEDIDORES DIGITALES

12.1. TACOMETRO DIGITAL

La construcción de un tacómetro digital para este proyecto nos servirá para confirmar la velocidad del motor en las pruebas ha realizarse tanto en el control digital como analógico. Este circuito consiste en un contador de revoluciones por detección óptica. Este tacómetro permite visualizar con buena precisión las revoluciones del eje de alta del motor de pruebas, ofreciendo directamente la medida de velocidad en r.p.m. La visualización se realiza mediante cuatro dígitos, lo que nos ofrece un margen de medida de hasta 9990 r.p.m. Entre las características principales de este circuito, tenemos una apreciación de 10 r.p.m., para un rango de medida calibrado entre 10-6000 r.p.m. para el presente caso , en la

figura 12.1 se muestra una representación de este tacómetro.

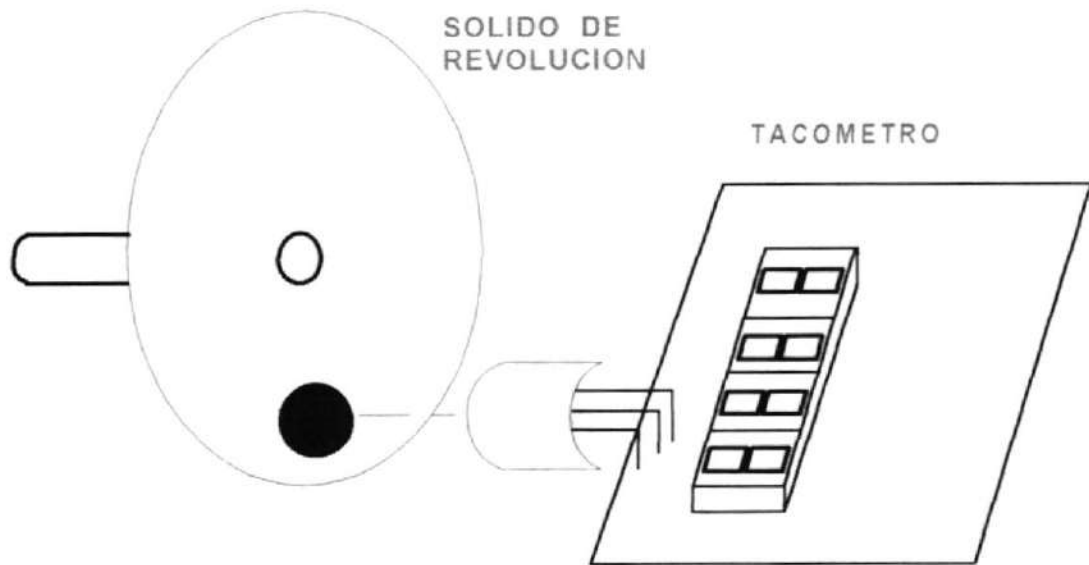


Figura 12. 1 Representación esquemática del tacómetro digital

12.1.1. DISEÑO Y CONSTRUCCION

Para el diseño y construcción de este tacómetro hemos utilizado, el circuito integrado 4553 que es la base de este diseño ya que contiene tres contadores en código BCD de salidas multiplexores. Sus salidas codificadas se encuentran disponibles en los pines 5, 6, 7, y 9; los pines correspondientes a los encendidos de los dígitos son los pines 1, 2, y 15 . Además este circuito integrado contiene memorias o latch de salida que se controlan a través del pin 10 y el pin 13 es el

reset o puesta a cero del contador. Otro componente utilizado es el chip 4543, el cual es un decodificador de siete segmentos con salida directa para conexión a displays; sus salidas son los pines del 9 al 15 siendo sus entradas en BCD los pines 2, 3, 4, y 5 mientras que el pin número 6 nos permite elegir la lógica de salida, por lo se utilizó displays de ánodo común, y el pin número 1 es el de reset. También tenemos un contador con registro de desplazamiento del tipo 4017, el cual es manejado por un oscilador basado en un 555. Su funcionamiento general es como sigue: el circuito está compuesto por un contador y una base de tiempos, el contador periódicamente es reajustado, obteniendo de esta forma el conteo en un tiempo determinado. Primeramente disponemos de un acoplador óptico por deflexión que forma una barrera óptica; ésta al ser interrumpida, proporciona impulsos los cuales son configurados (onda cuadrada) mediante Q1 que luego es enviado a IC2 (CI 4543), el cual multiplexa sus salidas (estando esta frecuencia fijada por C3, hacia Q2, Q3, Y Q4), las cuales se encargan del encendido sucesivo de los displays. Por otra parte, la base del tacómetro es el circuito que comanda el contador, proporcionándole las órdenes del reset, puesta a cero y memorización del número contado al final de cada período. Esto se lo hace mediante el contador con registro de desplazamiento (CI 4017), manejado por un oscilador basado en un circuito integrado 555. Para un correcto funcionamiento disponemos de un potenciómetro variable (R13), el cual nos

permite calibrar de manera que nos de una lectura correcta, debemos conocer alguna fuente de velocidad conocida , y calibrando con R13, el cual determina la frecuencia del reloj, que es el que maneja al contador (CI 4017), hasta obtener la velocidad de dicha fuente. En el capítulo 10 se encuentra el diagrama esquemático de este tacómetro.

12.2. AMPERIMETRO DIGITAL

Este instrumento de medición en nuestro proyecto, es el encargado de verificar el consumo de corriente del motor DC. La corriente nominal del motor es 1.5 amperios, por lo que en la mayoría de los casos esta será la máxima corriente de trabajo, una corriente mayor a ésta (1.9 amperios, corriente máxima que muestra el amperímetro), mantenida por un tiempo considerable quemaría el motor. En la figura 12.2 se muestra una representación de este amperímetro conectado al motor.

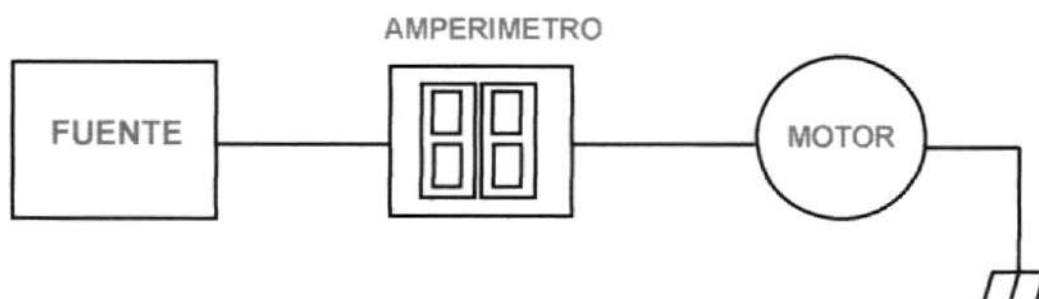


Figura 12. 2 Representación del amperímetro digital

12.2.1. DISEÑO Y CONSTRUCCION

La base del diseño de este amperímetro, es un convertidor analógico-digital (ADC 0808), el cual se lo analiza en detalle en el capítulo siete. Además se utilizan circuitos integrados como un comparador (74LS85), un sumador (74LS83), un decodificador de siete segmentos (CD4543), con salida directa para displays, el chip (74LS32), que contiene cuatro puertas OR y dos displays del tipo ánodo común.

El elemento principal de este amperímetro es el convertidor analógico digital 0808, para la presente aplicación este convertidor digitalizará voltajes análogos entre 0.4 y 1.5 voltios que equivalen a 0.4 y 1.5 amperios respectivamente.

Hemos utilizado los cuatro pines menos significativos de este convertidor (18, 8,15,14) como salidas digitales, además utilizamos el pin 26(IN0), como entrada analógica, para habilitar esta entrada, los pines 23, 24, y 25 van conectadas a tierra ya que estos seleccionan este pin.

Los pines 6 (START), 22 (ALE) y 7 (EOC) van unidos entre sí ya que de esta manera el ADC siempre va a estar convirtiendo.

El reloj para este convertidor está conformado por el chip 555, el cual tiene una frecuencia de 4KHz, de acuerdo a los elementos que lo configuran. La señal de salida de este reloj es aplicada al pin 10 del convertidor (entrada del reloj).

Las salidas de este convertidor se las aplica a un sumador (74LS83) y a un comparador (74LS85) el cual compara el valor digital que le entrega el convertidor con nueve digital (1001). Si las salidas del convertidor es menor a este valor entonces la salida en el sumador (pines 9,6,2,15) es igual al valor del convertidor, este valor se lo aplica a un decodificador de siete segmentos (CD4543) el cual maneja displays de ánodo común que mostrará valores entre 0 y 0.9 amperios.

Si la salida del convertidor ADC es mayor a 1001 entonces la salida del comparador ($A > B$) habilita la otra entrada del sumador a través de dos puertas OR (74LS32) con un valor de seis digital (0110) luego del cual tendremos valores de 1.0 a 1.9 amperios (máxima corriente que muestra este amperímetro).

También hemos visto necesario diseñar un tipo de alarma audible, cuando la corriente en el motor sea mayor o igual a 1.5 amperios (corriente nominal del motor). De esta manera se alertará a las personas que están trabajando con este

motor para así evitar algún daño por sobrecalentamiento. Esta alarma tipo audible, se lo ha diseñado utilizando dos chips 555. Primeramente, uno de estos chips (número uno), configurado como reloj manejará el pin 4 (reset) del otro chip (número dos), de esta manera se tendrá un sonido no continuo determinado por la frecuencia de oscilación del primer chip. La alarma se activará a partir de un comparador diseñado con un circuito integrado LM741; la señal proveniente del motor (1.5 V) se lo compara con 1.49 V, de dicha comparación la salida del comparador (pin 6) se activará con un valor alto el cual habilita al chip 555 (número 1) luego de lo cual la salida del chip 555 (número 2) activa un amplificador de audio, el cual excita un parlante de 8 ohmios de medio vatio. El amplificador de audio consta de un transistor tipo NPN (D1313) como se muestra en el diagrama esquemático del capítulo 10 de este amperímetro.

CONCLUSIONES

En términos generales la presente tesis constituye una base muy importante para demostrar la teoría de control automático, teniendo presente que esta puede ser aplicada en otras ciencias para demostrar algunos de los principios que estas involucran. Se ha logrado demostrar que las respuestas obtenidas experimentalmente justifican el análisis teórico, es por este motivo que el *banco de pruebas* se ha convertido en una herramienta muy importante para cada uno de los estudiantes que desean comprobar lo que en la teoría se les ha instruido.

La construcción del banco de pruebas se lo ha realizado de una forma muy didáctica y ordenada, el cual está respaldado por varios experimentos que se ponen a consideración de todos los estudiantes de la ESPOL. El grupo humano que hemos trabajado estamos seguros que entregamos a nuestra Universidad un material de alta calidad de enseñanza para que las futuras generaciones se presenten a la sociedad con soluciones que sean respaldadas de una forma analítica y experimental.

En el aspecto económico el proyecto resultaría muy conveniente ya que el costo total es muy inferior con respecto a los valores que exponen compañías extranjeras dedicadas a la

venta de proyectos didácticos para estudiantes. Los integrantes de la presente tesis nos ponemos a disposición de toda Institución u Organismo que solicite la construcción individual o serie de cualquier equipo electrónico didáctico o de trabajo; garantizando de antemano un correcto funcionamiento y un respaldo científico del proyecto en cuestión.

RECOMENDACIONES

En los actuales momentos el país requiere de profesionales altamente capacitados en todos sus áreas y muy especialmente en el área técnica, los cuales deben ser capaces de resolver diferentes tipos de situaciones que a diario se presentan en la industria.

La ESPOL debe incrementar sus programas de estudios, la formación de grupos de trabajo que hagan que cada uno de sus integrantes sean partícipes directos en la investigación de cada uno de sus proyectos y dar todo el apoyo necesario a aquellos que realizan proyectos de tesis debido a lo difícil que resulta realizar una tesis para un estudiante debido principalmente al factor económico , ya que generalmente para realizar una tesis, se necesita mucha investigación, elementos que no existen en el mercado nacional, además de una falta de manuales, libros y equipos de computación.

Por lo tanto, la ESPOL debe relacionarse mas con la industria , para que de esta manera los estudiantes puedan realizar proyectos de tesis de acuerdo a los problemas que existen en las empresas; con esto se cumpliría con un doble objetivo : conocer a fondo los problemas que existen en las industrias , con lo que los estudiantes ganarían experiencia con la práctica , condición fundamental para conseguir trabajo y el factor económico correría por cuenta de las empresas .

Con lo que respecta a la presente tesis se debería construir tres bancos adicionales , para que funcione el laboratorio de control automático , ya que es una materia de experimentación y practica, y además el control automático se lo utiliza en todos los procesos sean eléctricos electrónicos, mecánicos, económicos, etc., por lo que es necesario conocer la teoría y practica de esta materia.

APENDICES

APENDICE A

MANUAL DEL USUARIO: EXPERIMENTOS

El banco experimental de pruebas consta en su parte frontal de un panel de control, el cual se muestra en la figura A. 2.

El **tacómetro digital** se encuentra en la parte superior derecha del panel; este mide la velocidad del motor en rpm (revoluciones por minuto), cuya lectura se muestra en 4 dígitos (displays) . En la siguiente figura se muestran los displays que representan la lectura del tacómetro digital en el panel de control:

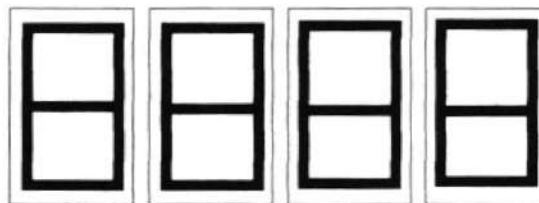


Figura A. 1 Displays del tacómetro digital

El amperímetro digital se encuentra al lado izquierdo del tacómetro en el panel de control, este mide la corriente consumida por el motor en amperios, cuya lectura se muestra en tres dígitos (displays). Se ha visto conveniente utilizar un parlante que emitirá un efecto sonoro cuando la corriente sobrepase su valor nominal (1.5 amperios). La lectura del amperímetro y el parlante están representados por la siguiente figura en el panel de control:

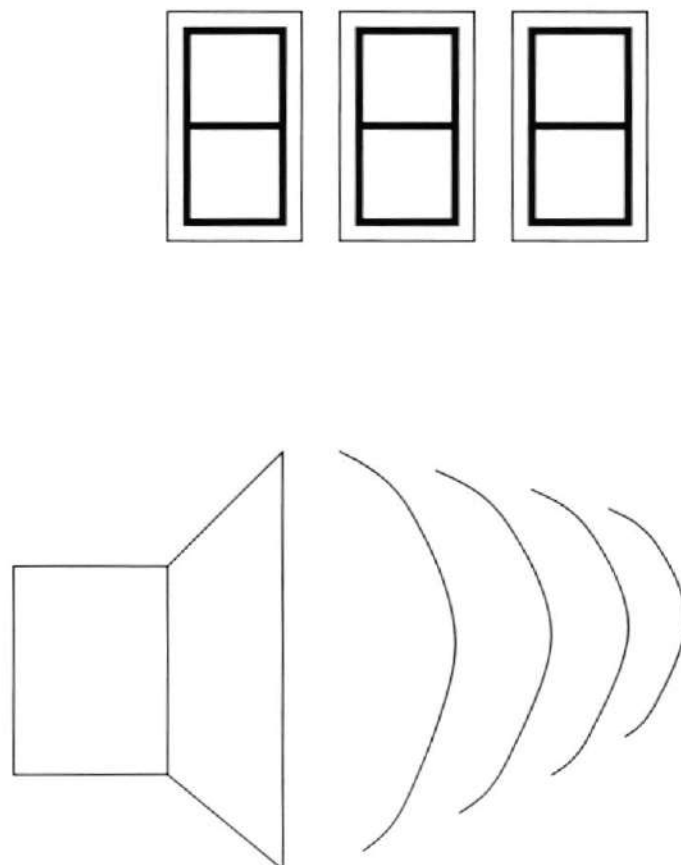


Figura A.3 Displays del amperímetro digital y representación del parlante.

Las alimentaciones a los circuitos del banco de +15 V y -15 V están representados por leds de colores naranja y verde, respectivamente. Las terminales de GND se identifican con el símbolo de tierra. La siguiente figura muestra la simbología dispuesta en el panel:

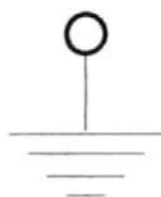


Figura A. 4 Simbología de tierra

En la parte inferior del panel de control se encuentran los conectores correspondientes al motor, entrada de la señal del sensor del tacómetro digital, entradas del codificador de eje y el del computador. A continuación se muestran las figuras correspondientes a cada uno de ellos.

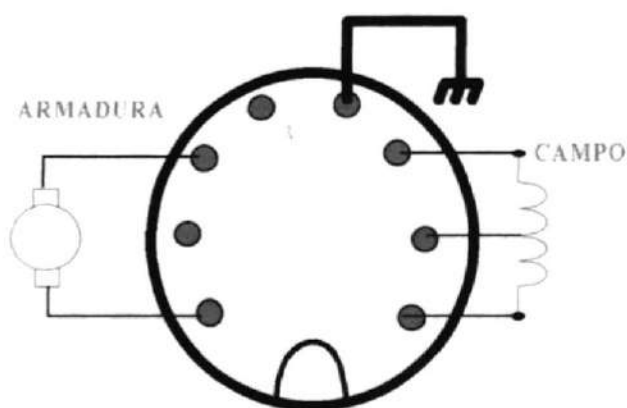


Figura A. 5 Conector para el motor

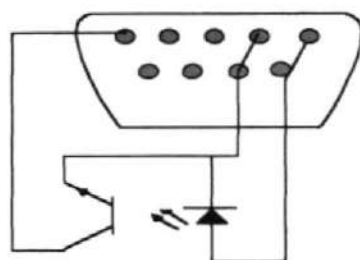


Figura A. 6 Conector para el sensor óptico

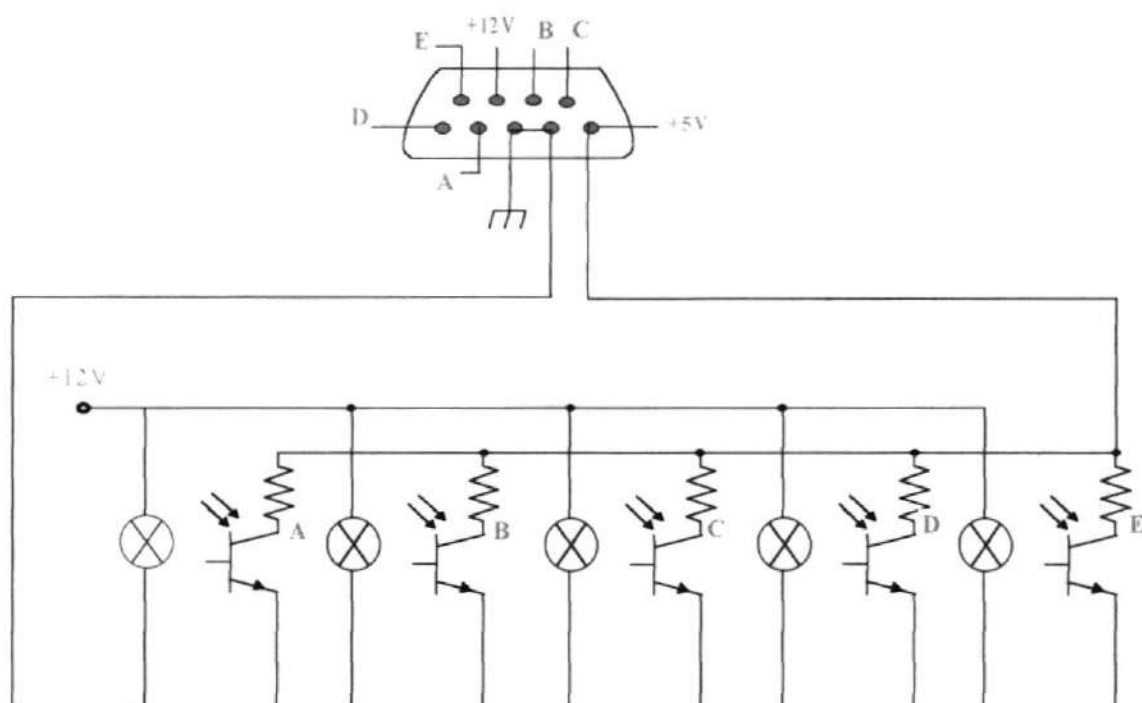


Figura A. 7 Conector para el codificador de eje

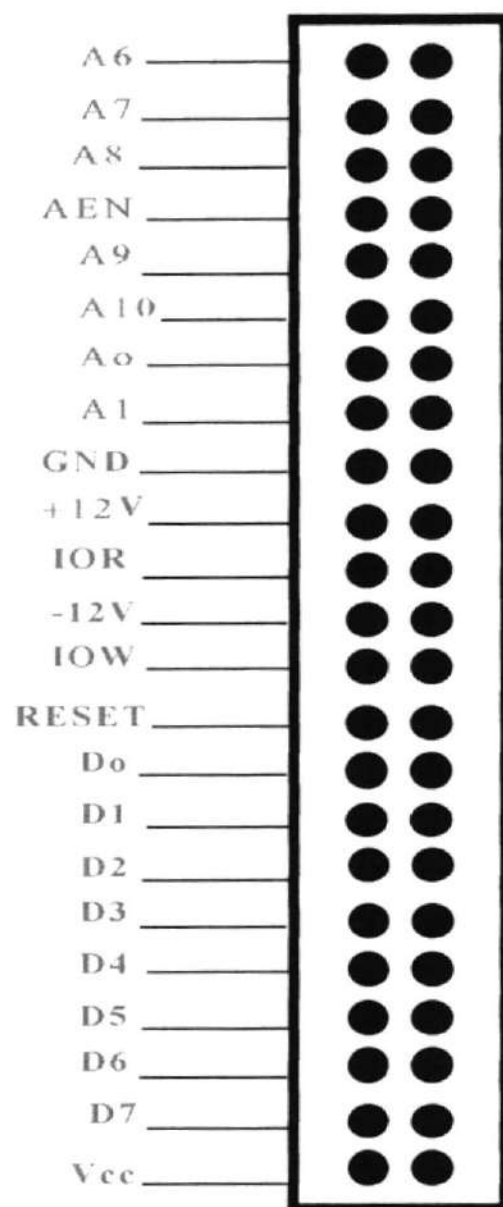


Figura A. 8 Conector para el computador

Protección del motor :

Este motor está protegido por un breaker de tres amperios el cual se encuentra situado en la parte posterior del banco, junto al porta fusible que protege a todo el banco. Estos elementos están dimensionados de acuerdo al consumo máximo del banco, que en este caso es de dos amperios, mas un 25% de demanda. El switch que controla el funcionamiento del motor por campo o armadura se representa en la siguiente figura:

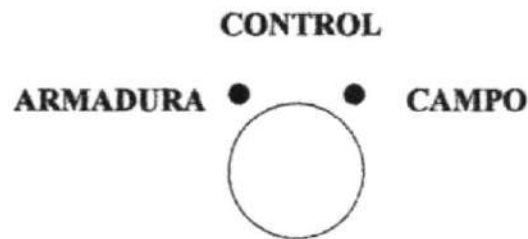


Figura A. 9 Representación del switch campo/armadura

El switch que controla el sistema en forma analógica o digital se representa en la siguiente figura:

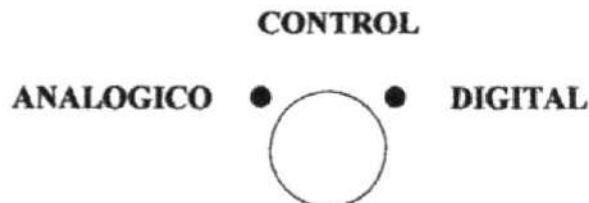


Figura A. 10 Representación del switch analógico/ digital

En el modo de control **analógico** (switch posicionado a la izquierda), se desconecta la parte concerniente al sistema digital que ingresa al preamplificador (salida digital en el panel de control) .

En el modo de control **digital** (switch posicionado a la derecha), se conecta la salida digital de la tarjeta de interfaz de datos conectada al computador con el preamplificador, los voltajes de alimentación de los opamps en la tarjeta controladora y la salida del tacogenerador a la interface acondicionadora de entrada en la placa digital.

El switch de encendido/apagado (ON/OFF), que se encuentra en la parte superior derecha del banco conecta los 110 V a la entrada de la fuente de alimentación; la siguiente figura ilustra el switch en mención.

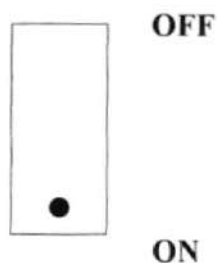


Figura A. 11 Representación del switch encendido/ apagado

El switch que representa la carga consta de ocho posiciones. La primera posición de izquierda a derecha (posición cero) es la correspondiente a sin carga o vacío, las siguientes van de plena carga (posición 7) a un valor mínimo de carga (posición 1). Esta carga fue implementada con un banco de resistencias debidamente escogidos para tener cambios representativos en la velocidad del motor.



Figura A. 12 Representación del switch de carga

En el panel de control se encuentra ubicado al extremo superior izquierdo el **Detector de Error**, que es un circuito que representa al comparador - sumador de las señales de realimentación (señal de velocidad o posición según sea el caso) y señal de referencia. Estas señales ingresan por cualquiera de los terminales de entrada 1, 2 y 3 mostrados en el panel y mediante la acción de este detector se obtiene el error actuante que operará el sistema. Cabe mencionar que es importante realizar el ajuste necesario en el potenciómetro de calibración *zero* para minimizar el offset producido a la salida del sumador. Esto se logra colocando a tierra las entradas utilizadas y obteniendo un valor

de cero voltios en el terminal 4 de salida del detector de error, entonces se puede decir que a una entrada cero se obtendrá un cero a la salida. Para obtener una ganancia de 1 en el detector de error se unen los terminales 6 y 7, mientras que para obtener una ganancia variable se puede colocar un reóstato entre los terminales mencionados. El modelo que representa el circuito detector de error en el panel se muestra en la siguiente figura:

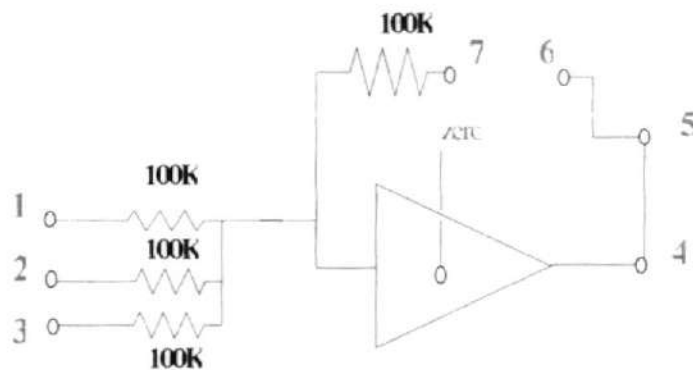


Figura A. 13 Representación del circuito detector de error

En la parte analógica se utiliza un **sistema controlador** basado en las leyes de control, para manejar la señal de error. Estas leyes o modos de control son los controladores proporcional, proporcional- integral, proporcional - derivativo y proporcional- integral-derivativo. El control proporcional se obtiene conectando el terminal 5 del sumador al terminal 3 de cualquiera de los dos potenciómetros de ganancia de 10K dispuestos en el panel frontal. El terminal 1 de estos potenciómetros debe ponerse a tierra, mientras que el

terminal 2 de salida se conectará al terminal de entrada (1) del preamplificador. Los otros tipos de controladores podrán ser seleccionados a partir de un switch de cuatro posiciones, donde la posición 1 (NA) representa normalmente abierto, la posición 2 (PI) representa que un controlador proporcional – integral ha sido escogido, la posición 3 (PD) representa que un controlador proporcional - derivativo ha sido escogido y la posición 4 (PID) representa que un controlador proporcional - integral – derivativo ha sido seleccionado.

Para estos modos de control, el terminal 6 del detector se conecta al terminal 1 (entrada al controlador). Mientras que el terminal 2 (salida del controlador). Las ganancias de los controladores K_P, K_I, K_D son representadas por potenciómetros de 50K, 100K y 150 K respectivamente. Estos valores de ganancia deberán ser seleccionados de tal forma que el sistema responda adecuadamente al tipo de controlador utilizado. Para dar una ganancia de $K_P = P1/10 K$, el usuario deberá medir el valor determinado en el potenciómetro de 50K (mostrado en el panel) y dividirlo para $R = 10K$ (fijo). Para dar una ganancia de $K_I = 1/P2.C$, donde $C = 10\mu F$ y $P2$ es el potenciómetro mostrado en el panel, de esta manera el usuario midiendo un valor de resistencia en $P2$ determinará un valor de K_I . Para dar una ganancia de $K_D = P3.C$, donde $C = 10\mu F$ y $P3$ es el potenciómetro mostrado en el panel, de esta manera el usuario midiendo un valor de resistencia en $P3$ determinará un valor de K_D .

El **Preamplificador** que se muestra en el panel tiene dos entradas. En el control de velocidad la entrada 2 es conectada a tierra y la entrada 1 es el terminal donde ingresará la señal proveniente del sistema controlador. En el control de posición si se utilizan las dos entradas del preamplificador; las dos salidas, terminales 3 y 4 serán conectadas a las dos entradas del servo - amplificador 1 y 2 respectivamente. En este circuito es importante tener en cuenta que una mala calibración del cero producirá un desajuste en la salida. El modelo que representa el preamplificador mostrado en el panel de control es el siguiente:

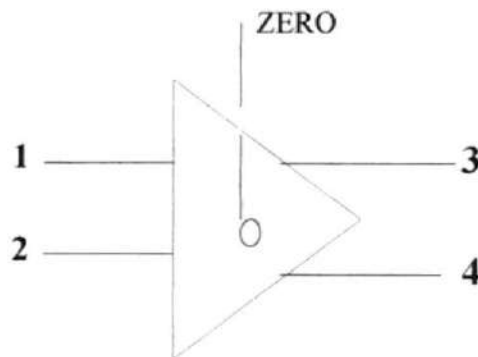


Figura A. 14 Representación del circuito preamplificador

La **Unidad compensadora (SW)** mostrado en el panel de control que lo conecta internamente con el preamplificador, esta situada junto al zócalo del motor y debajo del

preamplificador está la bornera de entrada de esta unidad que se lo conectara con la bornera 1 en el motor; estos serán habilitados para control de posición y para determinar las constantes del motor. Esta unidad compensadora consiste de redes de adelanto y atraso que compensan al motor de tal manera que se comporte en forma lineal. En el capítulo diez se muestra el diagrama esquemático conectado en el preamplificador.

Finalmente en el panel de control del banco de pruebas experimental se puede encontrar el modelo esquemático del circuito **Servo- amplificador**, el cual tiene dos entradas, el terminal 1 para señales de entrada que manejarán el motor en sentido contrario a las manecillas del reloj y el terminal 2 para señales de entrada que manejarán el motor en sentido opuesto. El modelo que representa el servo-amplificador en el panel de control se muestra en la siguiente figura:

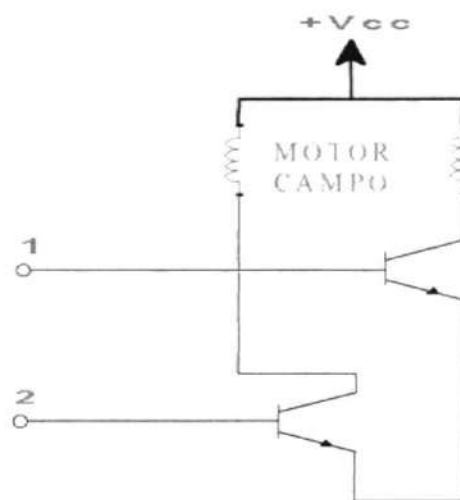


Figura A. 15 Representación del circuito servo-amplificador

El usuario puede manejar el sistema de servos mediante un control analógico y digital. Esto se puede seleccionar por intermedio de un switch de dos posiciones cuya función es la de implementar el sistema de un modo analógico y digital.

En un control analógico el usuario deberá conectar la realimentación del tacómetro con un cable hacia una de las entradas del detector de error. Conectar el sumador a la etapa de los controladores analógicos por medio de un cable desde le terminal 6 del detector hacia el terminal 1 (entrada) del bloque *controlador*. Además debe escoger el tipo de controlador que se va a utilizar en el switch respectivo . Realizar los ajustes de ganancia necesarios de los controladores y conectar la salida (terminal 2) del bloque controlador a la entrada 1 del preamplificador. Las salidas del preamplificador (3 y 4) deben ser conectadas a las entradas (1 y 2) del servoamplificador, respectivamente.

Si el sistema requiere de un control de armadura simplemente posicionar el switch correspondiente a la izquierda y si requiere un control de campo hacia la derecha. El motor se acopla internamente al servo-amplificador mediante el conector insertado en la parte inferior izquierda del banco.

Si el sistema corresponde a un sistema de lazo abierto no se conecta la realimentación del tacogenerador, caso contrario correspondería a un sistema de lazo cerrado.

En un control digital el usuario deberá conectar la salida digital (terminal 1 ó 2) al preamplificador y deberá desconectar todas las conexiones entre el detector de error y el bloque controlador. Si el sistema es de velocidad se deberá conectar el cable del sensor óptico para medir la velocidad del motor en el tacómetro digital. Si el sistema es de posición se deberá conectar también el cable del codificador de eje . Además para la interacción del sistema de servos con el sistema computador se debe conectar el cable bus de la placa de interfaz de datos al ordenador (tarjeta buffer). Una vez realizada todas las conexiones correspondientes al sistema digital se procederá a encender el computador y posteriormente ya ingresado al programa de control digital se encenderá el banco de pruebas para su utilización.

El programa fue implementado con la finalidad de controlar en forma digital la posición y velocidad de un motor DC. Este programa hace uso de una tarjeta de adquisición de datos (la interface entre el sistema computador y el circuito de fuerza externo) para monitorear las señales de control desde y hacia el microcomputador.

El objetivo básico de este programa es el de convertirse en una fuente didáctica de experimentación para el Laboratorio de Control Automático de la Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación; además se quiere que los estudiantes comprendan el funcionamiento de la tarjeta de adquisición de datos así como también del circuito de fuerza que será controlado estrechamente por el programa. Pueden realizarse

experimentos de control de posición y de velocidad , todos ellos resumidos en la práctica número 5 del manual del usuario.

El programa principal se encuentra almacenado en un diskette 3 ½ de 1.44 Mb el cual contiene el programa fuente o .asm , el programa objeto o .obj y el ejecutable o .exe. Además del programa controlador , el sistema digital incluye una tarjeta de interfaz de datos, el circuito de fuerza, amperímetro digital, tacómetro digital, el codificador de eje y el taco-motor DC.

Para la operación del sistema de control digital se sugiere la utilización de un computador con procesador 8086 o superior, memoria RAM de 640 KB o mayor, monitor CGA, VGA o SVGA, ranura de expansión disponible ISA o compatible de 8 bits y espacio en disco duro de 1 MB.

Para instalar la tarjeta controladora de datos, se debe destapar el computador e insertar el buffer en cualquier ranura ISA disponible, de tal forma que se pueda conectar el cable de la tarjeta de interfaz de datos al conector de 23 pines colocado en el buffer de entrada.

Es importante anotar que se recomienda al estudiante revisar todas las conexiones del sistema de control digital en el banco de pruebas; además que todos los cables que van

conectados hacia y desde el banco estén debidamente insertados antes de ejecutar el programa principal. También se requiere que primero se encienda el sistema computador y después de haber ingresado al programa principal encender el banco de pruebas. Todo esto se realiza para asegurarse que el motor funcione correctamente. El diskette de 3 1/2 debe tener el programa editor EDIT, el programa ensamblador TASM, el enlazador LINK y el programa principal de control.

Si se desea cambiar algún parámetro, el usuario debe ingresar al programa fuente de la siguiente manera:

```
A:> EDIT TESIS.ASM
```

Posteriormente se debe ensamblar el programa fuente para convertirlo a uno de mas bajo nivel , creándose el programa objeto TESIS.OBJ:

```
A> TASM TESIS
```

Para crear el programa ejecutable se necesita ligar el programa objeto a un programa de lenguaje de máquina . Esto se lo realiza mediante la siguiente linea de comandos:

```
A> LINK TESIS
```

Finalmente se ejecuta el programa principal de la siguiente manera:

A> TESIS

Una vez ingresado al programa la primera pantalla de presentación muestra el título de la tesis y los nombres de los integrantes del grupo; pulsando cualquier tecla se ingresa al menú principal. La figura A. 16 muestra la pantalla del menú principal. El menú principal tiene dos opciones que pueden ser seleccionadas:

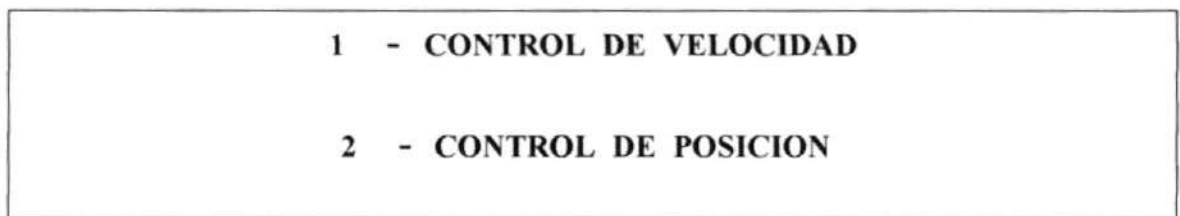


Figura A. 16 Menú principal del programa

Cabe mencionar que cualquier tecla presionada diferente de 1 ó 2, no será aceptada por el programa a excepción de la tecla correspondiente a ESC, la cual interrumpirá inmediatamente cualquier proceso que esté ejecutándose y enviará el control del flujo del programa al sistema operativo. El usuario puede presionar cualquiera de los 2 números. Si pulsa la tecla correspondiente al número **1** el programa ingresa a la pantalla de Control de Velocidad como se muestra a continuación:

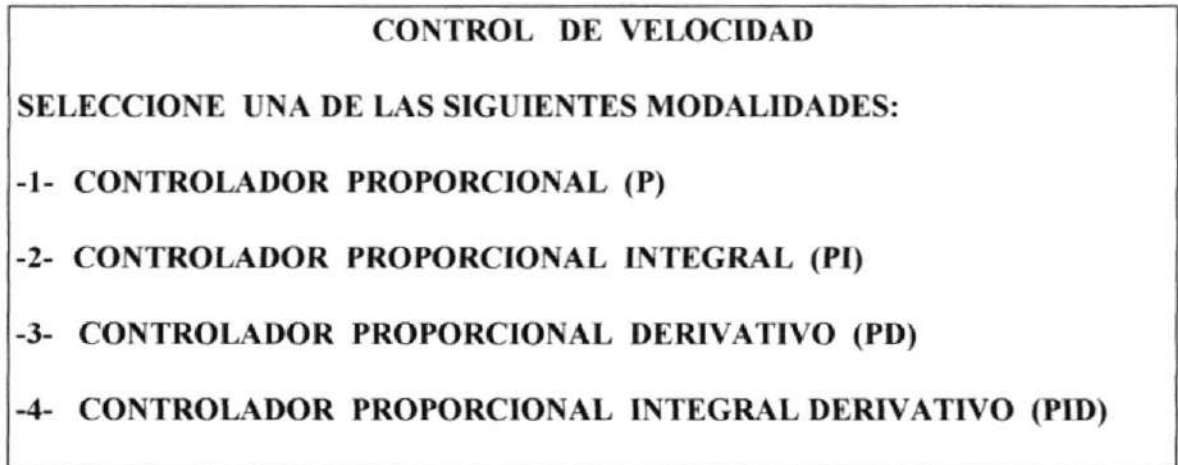


Figura A. 17 Pantalla de control de velocidad del programa

Si por ejemplo el usuario desea analizar un sistema utilizando un controlador proporcional - integral (PI), entonces debe presionar la tecla correspondiente al número 2.

Después de presionar la tecla 2 el programa solicita que pulse cualquier tecla como modo de espera para seguir o no con el flujo del programa. Aquí el usuario puede salir del mismo simplemente con presionar la tecla ESC.

Si la decisión del usuario es de proseguir con PI, el programa presenta la pantalla del Controlador PI, cuyo formato se muestra en la figura A.17. Se puede observar que las dos primeras líneas representan: la velocidad referencial (demanda de velocidad) y la velocidad actual (valor actual de velocidad).

Si se desea cambiar el valor de la velocidad referencial, presionamos la tecla R que significa “cambiar referencia”.

Si el usuario decide que los valores de las constantes de control para ganancia proporcional KP y ganancia integral KI que están seteados por defecto en el programa no son los adecuados, puede cambiarlos con solo presionar la tecla P para cambiar KP y la tecla I para cambiar KI. Al costado izquierdo de la pantalla se puede ver los valores de ganancia actuales: KP y KI.

<p>CONTROL DE VELOCIDAD</p> <p>CONTROLADOR P.I.</p> <p>VELOCIDAD REFERENCIAL (0 - 6000 REV/ MIN) :</p> <p>VELOCIDAD ACTUAL (REV/MIN) :</p>	
<p>KP : 5</p> <p>KI : 1/10</p>	<p>-R- CAMBIAR REFERENCIA</p> <p>-P- CAMBIAR CONSTANTE KP</p> <p>-I- CAMBIAR CONSTANTE KI</p> <p>-M- REGRESAR AL MENU PRINCIPAL</p> <p>-ESC- SALIR AL SISTEMA OPERATIVO</p>

Figura A. 18 Pantalla de controlador PI del programa

Al presionar la tecla correspondiente a la letra **P** el usuario ingresa a la pantalla en la cual se solicita un nuevo valor de K_P que debe estar expresado en forma fraccionaria. Al presionar la tecla correspondiente a la tecla **I** el usuario ingresa a la pantalla en la cual se solicita un nuevo valor para K_I cuyo formato también es en forma fraccionaria. Si el usuario desea salir al menú principal solo tiene que presionar la opción **M** que me indica un retorno de subrutina. Si el usuario escoge otras opciones de controladores, los formatos de pantallas son los mismos y solo tiene que seguir las instrucciones que le indican en cada una de ellas.

La diferencia radica en los parámetros que hay que utilizar para ejecutar los algoritmos correspondientes; por ejemplo si escoge la opción número **3**, esta modalidad me indica que se ejecutará un Controlador Proporcional -Derivativo, por lo que el parámetro nuevo que interviene es el K_D .

Los formatos de pantalla del programa TESIS han sido diseñados de tal forma que el usuario, en este caso el estudiante de Laboratorio de Control Automático, pueda manejar el sistema de control digital de una manera fácil y rápida.

El sistema puede ejecutar dos tipos de control : velocidad y posición. Si el usuario pulsa la tecla correspondiente al número **2** en el menú principal, el programa ingresa a la

pantalla de Control de Posición, como se muestra en la figura A.18.

En este tipo de control el usuario tiene 3 opciones : ingresar posición requerida, regresar al menú principal e ingresar el nuevo valor de KP. Al presionar la tecla correspondiente a la tecla 1, el usuario puede introducir una nueva demanda de posición cuyo valor debe estar en el rango de 0 - 359 grados en magnitud, tomando en cuenta que para hacer girar el motor en los dos sentidos, la demanda negativa tiene que llevar antepuesto el signo “-“.

CONTROL DE POSICION

POSICION ACTUAL (GRADOS) :

POSICION REQUERIDA (0- 359 GRADOS) :

VALOR DE KP :

-1- INGRESAR POSICION REQUERIDA

-2- REGRESAR AL MENU PRINCIPAL

-3- INGRESAR EL NUEVO VALOR DE KP

Figura A. 19 Pantalla de control de posición del programa

La opción número 3 me permite ingresar un nuevo valor de KP con lo cual el programa es flexible y susceptible a cambios en la ganancia del controlador , cuyas variaciones

modificarán la respuesta del sistema. El valor de la ganancia también viene expresado en forma fraccionaria. El valor por defecto es de $1/5$, pero se recomienda que para un mejor rendimiento del sistema el rango de variación de K_P sea de $1/10$ a 1 . Por último, si el usuario desea salir del programa de Control de Posición solamente debe presionar la tecla correspondiente al número 2.

A continuación se presentarán en detalle todos los experimentos realizados por nosotros, haciendo un análisis cualitativo y cuantitativo de las diferentes características del sistema ya sea de lazo abierto o lazo cerrado, determinación de los parámetros, respuesta de frecuencia del servomecanismo y respuesta del motor a los distintos tipos de controladores. Estos experimentos se han dividido en varias prácticas las cuales son: la Práctica 1 habla sobre los sistemas de lazo abierto y lazo cerrado, la Práctica 2 se refiere al análisis de la respuesta transiente y de estado estable de un servomecanismo de posición, la Práctica 3 tiene que ver con la respuesta de frecuencia de un servomecanismo de posición y la Práctica 4 explica el funcionamiento de un sistema de velocidad bajo la acción de distintos controladores analógicos (PID). También se hace referencia a las prácticas que deben realizar los estudiantes todas ellas comprendidas en un folleto diseñado para el Laboratorio de Control Automático.

E X P E R I M E N T O S

PRACTICA # 1

SISTEMAS DE LAZO ABIERTO Y LAZO CERRADO

Objetivos

Hacer un análisis comparativo entre los sistemas de lazo abierto y lazo cerrado.

Introducción Teórica

La principal diferencia entre los sistemas de lazo abierto y lazo cerrado es la generación y utilización de la señal de error. El sistema de red cerrada, cuando opera correctamente lo hace de tal forma que el error se reducirá a un valor mínimo. Para esta práctica se hace un análisis del diagrama de bloques de la figura A.20 y en la figura A.21 el esquema a implementarse.

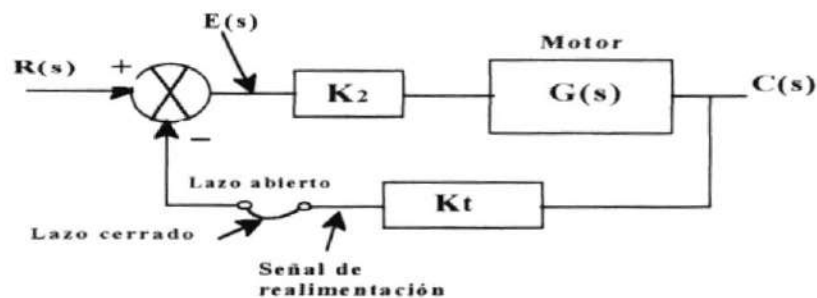


Figura A. 20 Diagrama de bloques para un sistema de control de velocidad

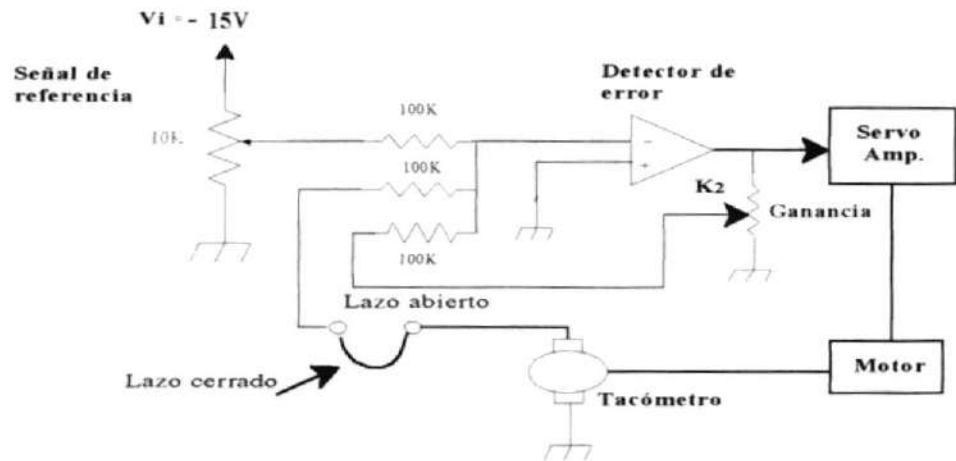


Figura A. 21 Diagrama esquemático para el control de velocidad

De la figura A1 tenemos:

$E(s)$ = Error del sistema

$R(s)$ = Señal de referencia

$C(s)$ = Señal de salida

K_2 = Ganancia en el trayecto directo

K_t = Constante del tacómetro

Si determinamos la salida del sistema para :

a) Lazo abierto: $C(s) = K_2 \cdot G(s) \cdot R(s)$

b) Lazo cerrado: $C(s) = (K_2 \cdot G(s)) E(s)$

Donde :

$$E(s) = [R(s) - K_t \cdot C(s)]C(s) = R(s) \cdot [K_2 \cdot G(s) / (1 + K_2 \cdot K_t \cdot G(s))]$$

la señal actuante del error es :

$$E(s) = R(s) \cdot [1 / (1 + K_2 \cdot K_t \cdot G(s))]$$

Es claro que con el objeto de reducir el error, la magnitud $K_t \cdot K_2 \cdot G(s)$ debe ser mucho mayor que la unidad, considerando en el rango de s . Un proceso $G(s)$, sea cual fuere su naturaleza está sujeto a un medio cambiante, al envejecimiento de los elementos y otros factores que afectan a un proceso de control.

La sensibilidad de un sistema de control a las variaciones de los parámetros es de primordial importancia. Una ventaja importante del control por retroalimentación de red cerrada es su capacidad para reducir la sensibilidad del sistema. En el caso de red cerrada, si $K_t \cdot K_2 \cdot G(s) \gg 1$ para todas las frecuencias complejas de interés, entonces:

$$C(s) \cong R(s) / (K_2 \cdot K_t)$$

Es decir la salida solo está afectada por $K_2 \cdot K_t$, que pueden ser constantes; pero debemos observar que $K_t \cdot K_2 \cdot G(s) \gg 1$ puede hacer que la respuesta del sistema sea oscilatoria y

aún inestable. Pero el hecho de que conforme aumentamos la magnitud de la función de transferencia de la red $K_t K_2 G(s)$ reducimos el efecto de $G(s)$ a la salida. Por lo tanto, la primera ventaja de un sistema con retroalimentación es que el efecto de $G(s)$ sobre el proceso se reduce.

$$\text{Si } T(s) = C(s) / R(s)$$

La sensibilidad del sistema se define como la relación del cambio porcentual en la función de transferencia del sistema respecto al cambio porcentual en la función de transferencia del proceso, de donde:

$$s = (\Delta T(s) / T(s)) / (\Delta G(s) / G(s)).$$

En el límite para pequeños cambios incrementales, la ecuación anterior se transforma en

$$s = (dT/T) / (dG/G)$$

Por lo tanto la sensibilidad de red cerrada nos da:

$$s = 1 / [1 + K_2 \cdot K_t \cdot G(s)]$$

Nuevamente encontramos que la sensibilidad del sistema puede reducirse por debajo de la del sistema de red abierta aumentando $K_2 \cdot K_t \cdot G(s)$ en el rango de frecuencias de interés. La sensibilidad del sistema con retroalimentación a los cambios de $K_t = H(s)$, es:

$$S_H^T = \frac{\partial T / H}{\partial H / T} = - \frac{G H}{1 + G H}$$

Cuando $G H$ es grande, la sensibilidad se aproxima a la unidad y los cambios en $H(s)$ afectan directamente a la respuesta en la salida. Por tanto, es importante usar componentes de retroalimentación que no varíen con los cambios del medio ambiente o que puedan mantenerse constantes.

EQUIPOS A UTILIZARSE

- Banco de pruebas
- Multímetro
- Potenciómetros
- Motor - generador

PROCEDIMIENTO

I. Obtención de la constante del tacómetro (K_t)

Para ello nos valemos del siguiente gráfico :

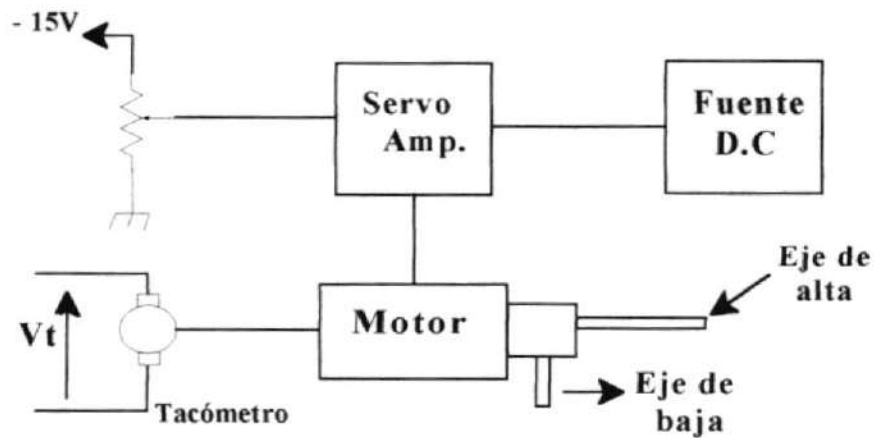


Figura A. 22 Diagrama de bloques para determinar K_t

Haciendo girar el motor a una velocidad de 2400 r.p.m y utilizando la fórmula:

$$K_t = \frac{V_{tac}}{2400 \text{ r. p.m}} \times \frac{60 \text{ r.p.m}}{2\pi \text{ rad/seg}} \quad [\text{V} / \text{rad/seg}]$$

en general , $W = V_t / K_t \quad [\text{rad} / \text{seg}]$

V_{tac} = Voltaje del tacómetro, para $W = 2400$ r.p.m

de donde: $V_{tac} = 4.5$ V, $K_t = 0.0179$ [V/rad/seg]

II. Característica de Velocidad vs. Voltaje de entrada de un motor DC controlado por armadura

De acuerdo a la figura A.21 implementaremos un sistema de control de velocidad de un motor tanto para lazo abierto como lazo cerrado para ganancia de $K_2 = 1$, $K_2 = 10$. Las tablas A. 1 y A. 2 muestran los resultados experimentales del sistema para ganancias igual a 1 y 10 respectivamente. De la misma manera se muestran los gráficos de los valores tabulados.

Tabla A. 1

Valores de velocidad con Ganancia =1

G = 1				
LAZO CERRADO			LAZO ABIERTO	
V_i (V)	V_{tac} (V)	W (rad/seg)	V_{tac} (V)	W (rad/seg)
-7.5	0.87	36.86	3.36	142.4
-8	1.25	52.96	4.57	193.6
-8.5	1.55	65.68	5.85	247.88
-9	1.92	81.35	7.11	301.3
-9.5	2.22	94.1	8.15	345.34
-10	2.57	108.9	9.17	388.56
-10.5	2.91	123.3	10.45	442.8
-11	3.21	136.02	11.68	454.9

Tabla A. 2

Valores de velocidad con Ganancia = 10

G = 10					
LAZO CERRADO			LAZO ABIERTO		
Vi(V)	Vtac(V)	W(rad/seg)	Vi(V)	Vtac(V)	W(rad/seg)
- 1	0. 38	16. 1	- 1	8. 25	349. 6
- 1. 5	0. 88	37. 3	- 1. 5	16. 9	716. 1
- 2	1. 36	57. 63	- 0. 8	4. 58	194. 1
- 2. 5	1. 83	77. 5	- 0. 9	6. 63	280. 9
- 3	2. 34	99. 15	- 1. 1	11. 1	470. 34
- 3. 5	2. 8	118. 6	1. 2	13. 2	559. 3
- 4	3. 28	138. 98	1. 3	15. 1	639. 8
- 4. 5	3. 75	145. 3			
- 5	4. 22	178. 8			
- 6	5. 18	219. 5			
- 7	6. 13	259. 7			

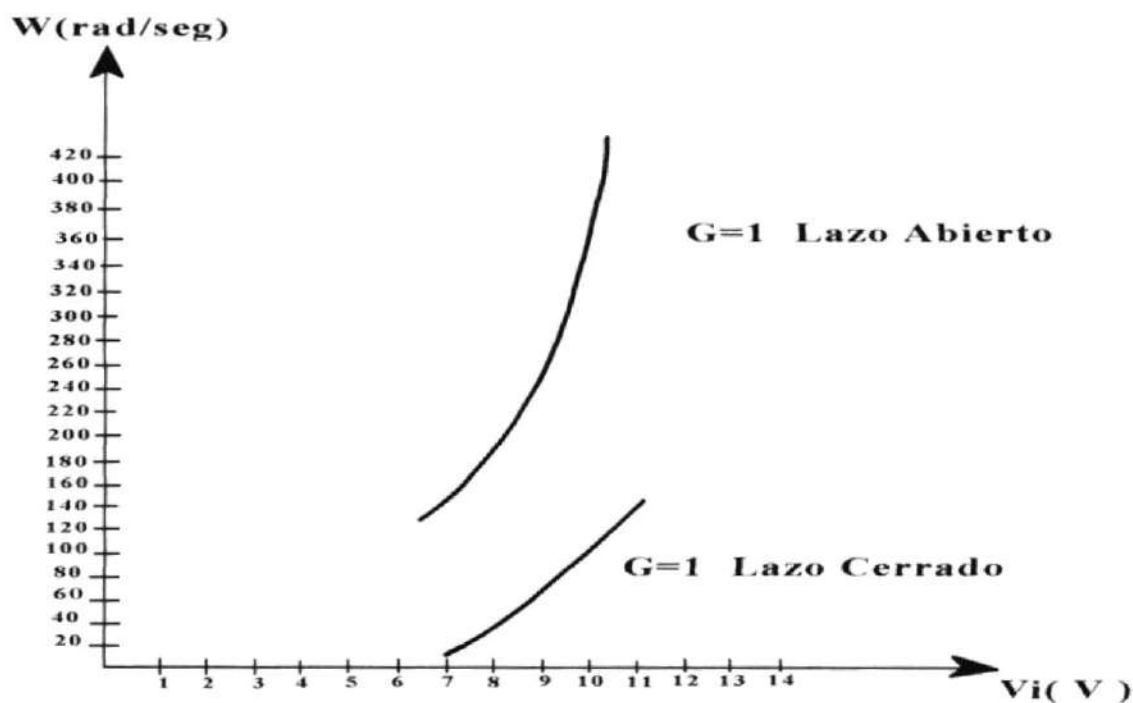


Figura A. 23 Respuesta del sistema para G=1

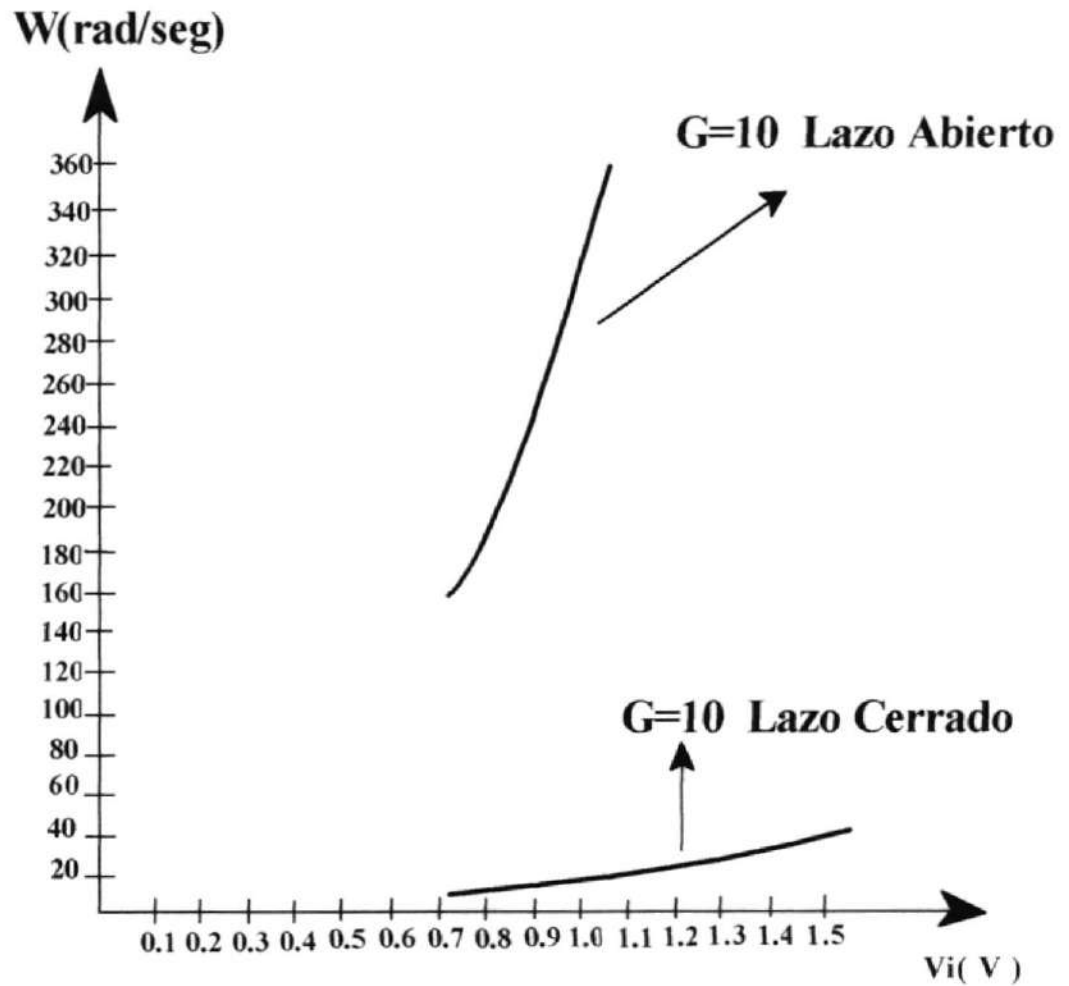


Figura A. 24 Respuesta del sistema para $G=10$

En estos gráficos se ve claramente la diferencia entre un sistema de lazo cerrado y uno de lazo abierto. Para el lazo abierto se aplica un ligero incremento del voltaje de entrada tanto para ganancia 1 como de 10; la velocidad crece rápidamente ya que no tiene retroalimentación que es la que autocorriga al sistema, es decir no hay control.

De la ecuación de la salida para lazo abierto $C(s) = K_2 \cdot G(s) \cdot R(s)$, se ve que la velocidad (salida) depende de K_2 , $G(s)$, $R(s)$ que afectan directamente al sistema por lo tanto no hay autocontrol.

Para el caso de lazo cerrado $C(s) = R(s) \cdot [G(s) \cdot (1+ K_2 \cdot K_t \cdot G(s))]$ de donde si $K_2 \cdot K_t \cdot G(s) \gg 1$, entonces $C(s) = R(s) / (K_2 \cdot K_t)$, pero como K_t es una constante, entonces la salida $C(s)$ depende de la relación de $R(s) / K_2$ por lo tanto hay control. Además $E(s) = R(s) - K_t \cdot C(s)$, se ve que si $R(s)$ aumenta, este es retardo por la salida para la retroalimentación, que es la que opera el sistema, por lo tanto hay un control.

III. Características Velocidad vs Torque

Para ello implementamos el circuito de la figura A.21 y obtenemos velocidad vs torque para lazo abierto como para lazo cerrado, con ganancias $K_2 = 1$, $K_2 = 10$ en ambos casos lo que hacemos es colocar el generador en el eje de alta velocidad del motor. Para ello aplicamos un voltaje de referencia al sistema, luego en los terminales del generador aplicamos diferentes valores de resistencias (posiciones del SW de carga), o sea aplicamos *carga* al motor, para ello verificamos que el motor (corriente del motor) sea ≤ 1.1 A. Las tablas A.3 y A.4 muestran los resultados experimentales del sistema para velocidad vs. torque.

De la misma manera se muestra el gráfico correspondiente a esta parte de la práctica.

Tabla A. 3

Valores de Velocidad vs. Torque con Ganancia = 1

G = 1				
LAZO CERRADO			LAZO ABIERTO	
Vi = - 11 V			Vi = - 11 V	
Vtac(V)	posición	W(rad/s)	Vtac(V)	W(rad/s)
2. 9	0	122. 88	7. 89	334. 32
2. 67	7	113. 13	6. 35	269. 1
2. 62	6	111. 02	6. 01	254. 66
2. 55	5	108. 1	5. 6	237. 3
2. 48	4	105. 1	5. 18	219. 5
2. 35	3	99. 6	4. 6	194. 9
2. 24	2	94. 9	4. 06	172

Tabla A. 4

Valores de Velocidad vs. Torque con Ganancia = 10

G = 10				
LAZO CERRADO			LAZO ABIERTO	
Vi = - 5 V			Vi = - 5 V	
Vtac(V)	posición	W(rad/s)	Vtac(V)	W(rad/s)
4. 16	0	176. 3	11.3	478. 8
4. 1	7	173. 7	8. 8	372. 88
4. 09	6	173. 3	8. 25	349. 6
4. 07	5	172. 46	7. 8	330. 6
4. 03	4	170. 76	7. 25	307. 2
4	3	169. 5	6. 45	273. 3
3. 95	2	167. 4	5. 47	231. 78

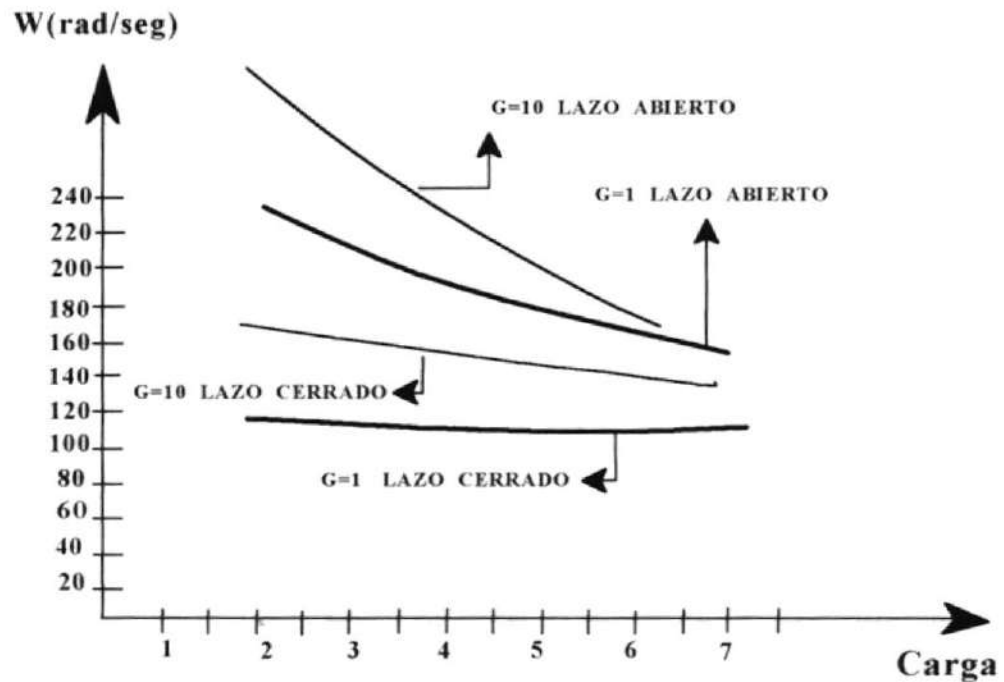


Figura A. 25 Respuesta del sistema para $G=1$ y $G=10$

Como vemos en este gráfico, para la ganancia de 1, en el sistema de lazo abierto, prácticamente no hay control sobre el sistema ya que un ligero decremento de la carga, la velocidad aumenta rápidamente, no así con el control del lazo cerrado, donde existe un cierto control. Para ganancia de 10 el sistema se vuelve incontrolable para lazo abierto, no así en el sistema de lazo cerrado, vemos un aumento o reducción de la carga; la velocidad permanece invariable, por lo tanto el término $K_2 \cdot K_t \cdot G(s)$ si lo hacemos grande aumentando K_2 el sistema se vuelve menos sensible y por consiguiente hay más control. De la ecuación de salida para lazo cerrado:

$$C(s) = R(s) \cdot K_2 \cdot G(s) / (1 + K_2 \cdot K_t \cdot G(s)) \approx R(s) / K(t)$$

sólo depende de K_t que es una constante, y el error:

$$E(s) = R(s) \cdot K_2 / (1 + K_2 \cdot K_t \cdot G(s))$$

será mínimo a medida que aumentamos $K_2 \cdot K_t \cdot G(s)$ por lo tanto el error se hace más pequeño y en consecuencia el sistema está bajo control.

PRACTICA # 2

SERVOMECANISMO DE POSICION. RESPUESTA TRANSIENTE Y DE ESTADO ESTABLE

Objetivos

Analizar la respuesta en el tiempo de un Servomecanismo de Posición

Introducción Teórica

La respuesta en el tiempo de un Sistema de Control como el que se muestra en la figura A. 27 y figura A. 28 puede dividirse en dos componentes, la respuesta transiente y la respuesta de estado estable.

a) Respuesta Transiente

Se analiza la respuesta transiente para una entrada escalón. Las medidas estándar de funcionamiento se definen en términos de la respuesta escalón de un sistema. La rapidez de la respuesta se mide por el tiempo de ascenso T_r y el tiempo pico T_p . La

semejanza con que la respuesta real iguala a una entrada escalón se mide mediante el sobrenivel porcentual y el tiempo de estabilización T_s . El sobrenivel porcentual se define como:

$$\text{S.P.} = \frac{M_{pt} - 1}{1} \times 100\%$$

donde M_{pt} es el valor pico de la respuesta en el tiempo. El tiempo de estabilización, T_s , es el tiempo necesario para que el sistema se estabilice dentro de un cierto porcentaje δ de la amplitud de entrada. En la figura A. 26 se muestra la respuesta transiente para una entrada tipo escalón.

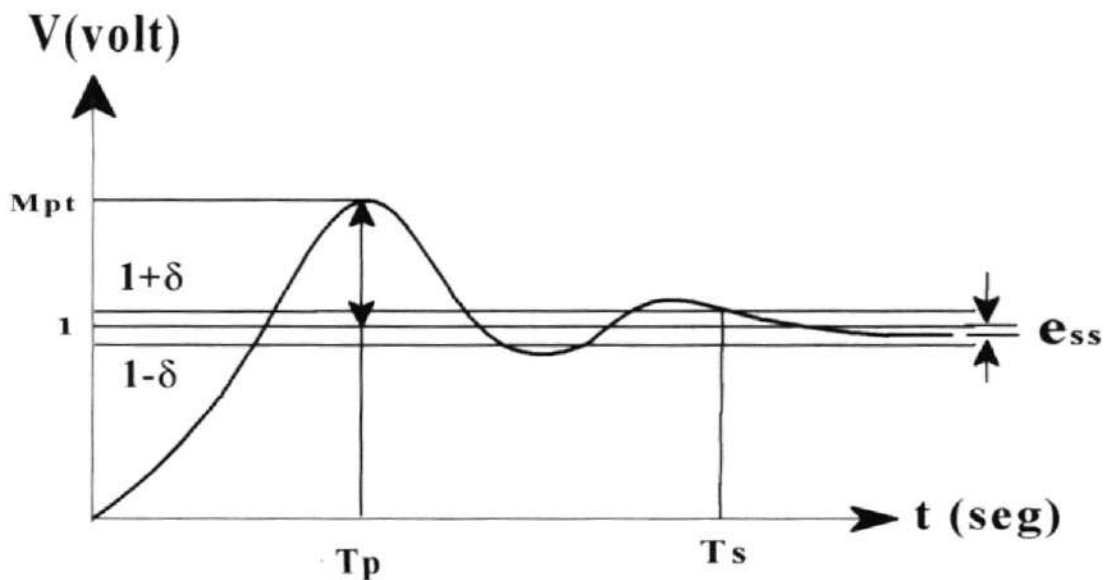


Figura A. 26 Respuesta transiente para una entrada escalón

b) Estado Estable

La respuesta en estado estable se la indica con los valores de K_p (constante de error de posición), K_v (constante de error de velocidad) y K_a (constante de error de aceleración) .

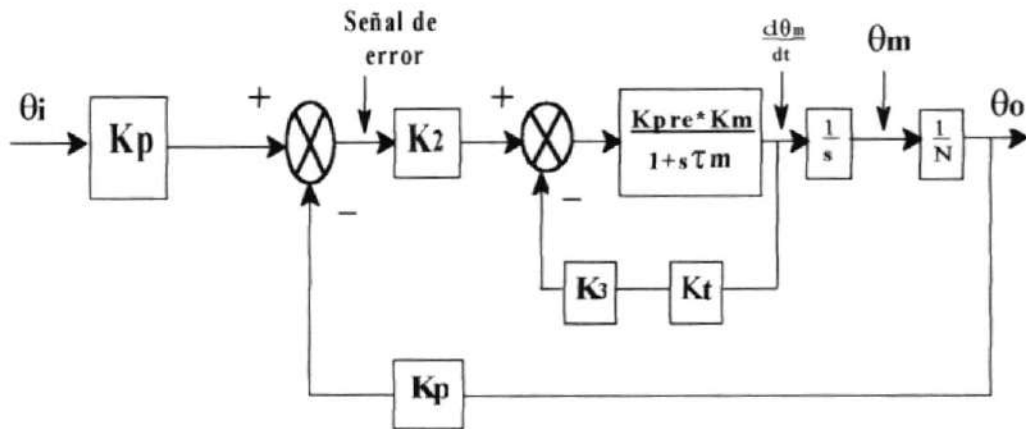


Figura A. 27 Diagrama de bloques para un sistema de control de posición

donde:

θ_i = valor deseado (referencia)

K_p = constante del potenciómetro = 5.7 V/ rad.

K_2 = ganancia en el trayecto directo

K_{pre} = ganancia del preamplificador

K_m = constante del motor

τ_m = constante de tiempo del motor

K_3 = ganancia del tacómetro

K_t = constante del tacómetro

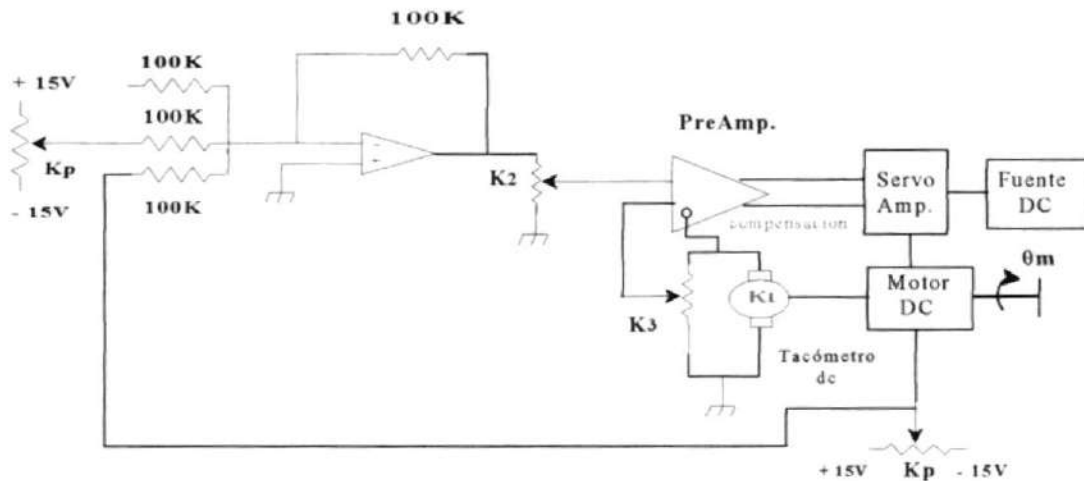


Figura A. 28 Circuito correspondiente al diagrama de bloques de la figura A. 27

c) Procedimiento

I. Determinación de parámetros

a) Determinación de K_{pre}

Implementando el circuito de la figura A. 29 obtenga valores de V_o para diferentes valores de V_i , luego grafique estos valores V_o vs. V_i y determine la pendiente de dicho gráfico, el cual nos da el K_{pre} correspondiente.

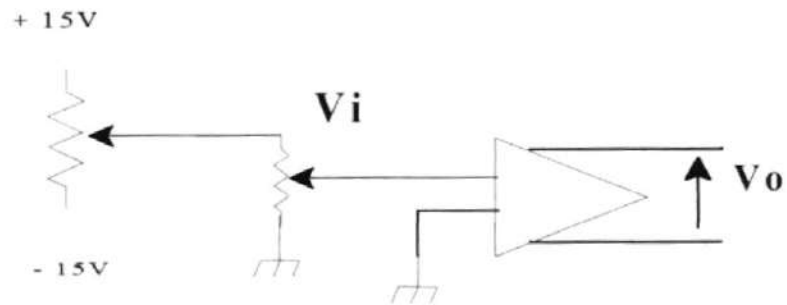


Figura A. 29 Circuito para determinar el K_{pre}

Del gráfico de la figura A. 30 obtenemos el $K_{pre} = 20$

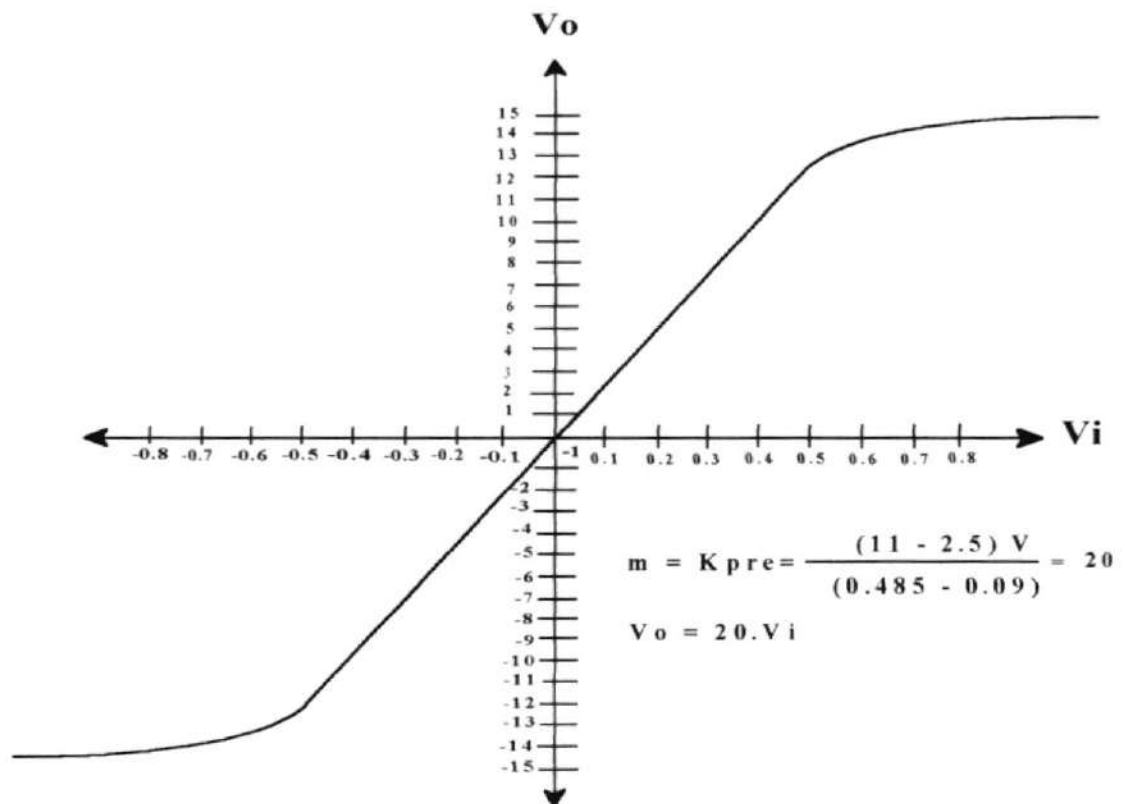


Figura A. 30 Determinación de K_{pre}

b) Determinación de los parámetros del motor, K_m y τ_m

K_m es igual a la constante del motor, mientras que τ_m es igual a la constante de tiempo del motor. En la figura A. 31 se muestra el circuito correspondiente, el motor es conectado para conexión de campo, con el SW habilitando la unidad compensadora.

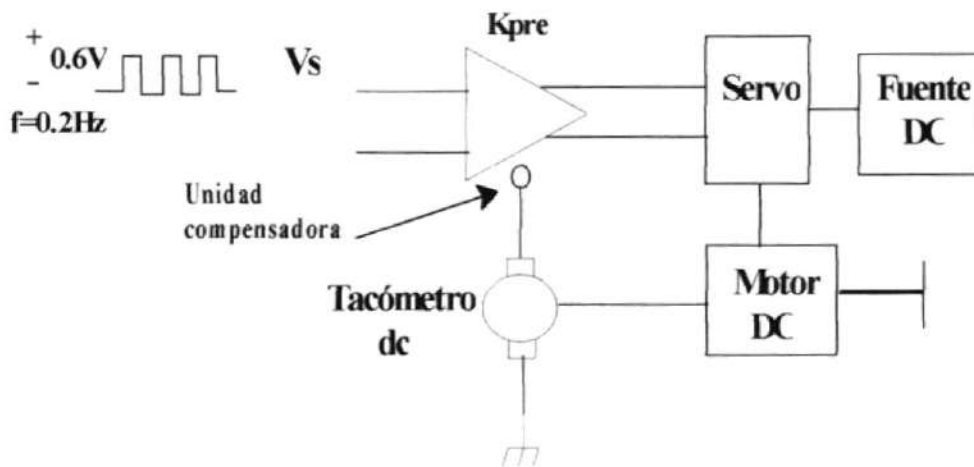


Figura A. 31 Diagrama de bloques para determinar K_m

El circuito mostrado permite hacer una aproximación del motor para que responda como un sistema de primer orden. Con la unidad compensadora en el preamplificador, la función de transferencia del motor es de la forma:

$$\frac{d\theta/dt}{V_s(s)} = \frac{K_{pre} \cdot K_m}{1 + j\omega\tau_m}$$

Si aplicamos una entrada escalón $V_s(s)$, la respuesta del sistema es como se muestra en la figura A. 32.

$$R(s) = \frac{|R|}{s}, \quad \text{de donde}$$

$$\frac{d\theta/dt}{V_s(s)} = \frac{K_{pre} \cdot K_m}{1 + s\tau_m}$$

$$d\theta/dt = \frac{|R| \cdot K_m / \tau_m}{s(s + 1/\tau_m)} \cdot K_{pre}$$

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s + 1/\tau_m}$$

de donde,

$$d\theta/dt(s) = \frac{|R| \cdot K_m \cdot K_{pre}}{s} - \frac{|R| \cdot K_m \cdot K_{pre}}{s + 1/\tau_m}$$

Utilizando la transformada inversa de Laplace, la ecuación anterior se transforma en:

$$d\theta/dt(t) = w(t) = |R| K_m K_{pre} (1 - e^{-t/\tau_m})$$

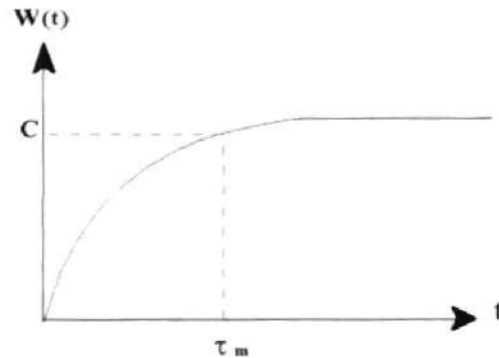


Figura A. 32 Respuesta del motor para una entrada tipo escalón

Si $t = \tau_m \Rightarrow C = 63\% (|R| \cdot K_m \cdot K_{pre})$, con este valor utilizando el gráfico de la figura A. 32, determinamos τ_m . Del experimento realizado, como se muestra en la figura A. 33 $w(t) \propto V_{tac}$, donde V_{tac} = voltaje del tacómetro.

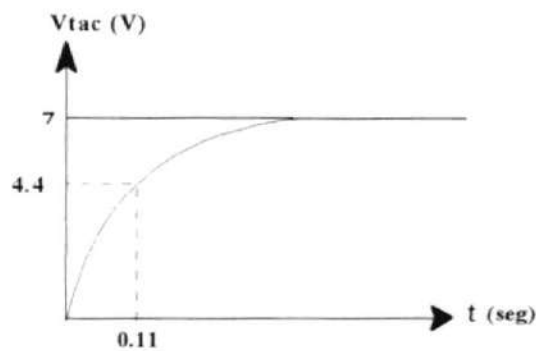


Figura A. 33 Determinación de τ_m

$$(63\%) (7) = 4.4$$

$$\tau_m = 0.11 \text{ seg.}$$

por lo tanto

$$w(t) = \frac{V_{tac}}{K_t} = \frac{7 \text{ v}}{0.0179 \text{ (v / rad/seg)}} = 391.1 \text{ rad / seg.}$$

$$\text{Si } R = 1.2 \text{ v , } K_{pre} = 20$$

$$w(t) = R \cdot K_m \cdot K_{pre} [1 - e^{-t/\tau_m}]$$

$$w(t) = 391.1 = 1.2 K_m (20) [1 - e^{-t/0.32}] \Rightarrow K_m = 16.3 \text{ [rad/seg/V]}$$

II. Análisis de un Sistema de control de posición

De la figura A. 27, con el circuito implementado, desconectar la señal de realimentación y con $K_3 = 0\%$ y $K_2 = 100\%$ hacer mediciones de velocidad en el eje de alta (señal del tacómetro), para cada posición angular de entrada θ_i entre $+20^\circ$ y -20° .

La tabla A. 5 muestra los datos experimentales para hallar K_v ; con estos valores

determinamos la figura A. 34, $d\theta_m / dt$ vs. θ_i con cuya pendiente determinamos K_v (constante de error de velocidad).

Tabla A. 5

Valores para el cálculo de la constante K_v

θ_i	Vtac [V]	θ_i [rad]	$d\theta_m / dt$ [rad/seg]
0	0	0	0
+ 5	4. 37	0. 087	124. 5
+ 10	8. 35	0. 1745	353. 8
+ 15	10. 4	0. 2618	440. 7
+ 20	13. 44	0. 349	569. 5
- 5	4. 35	0. 087	124.3
- 10	8. 3	0. 1745	351. 7
- 15	11. 1	0. 2618	470. 34
- 20	13. 5	0. 349	572

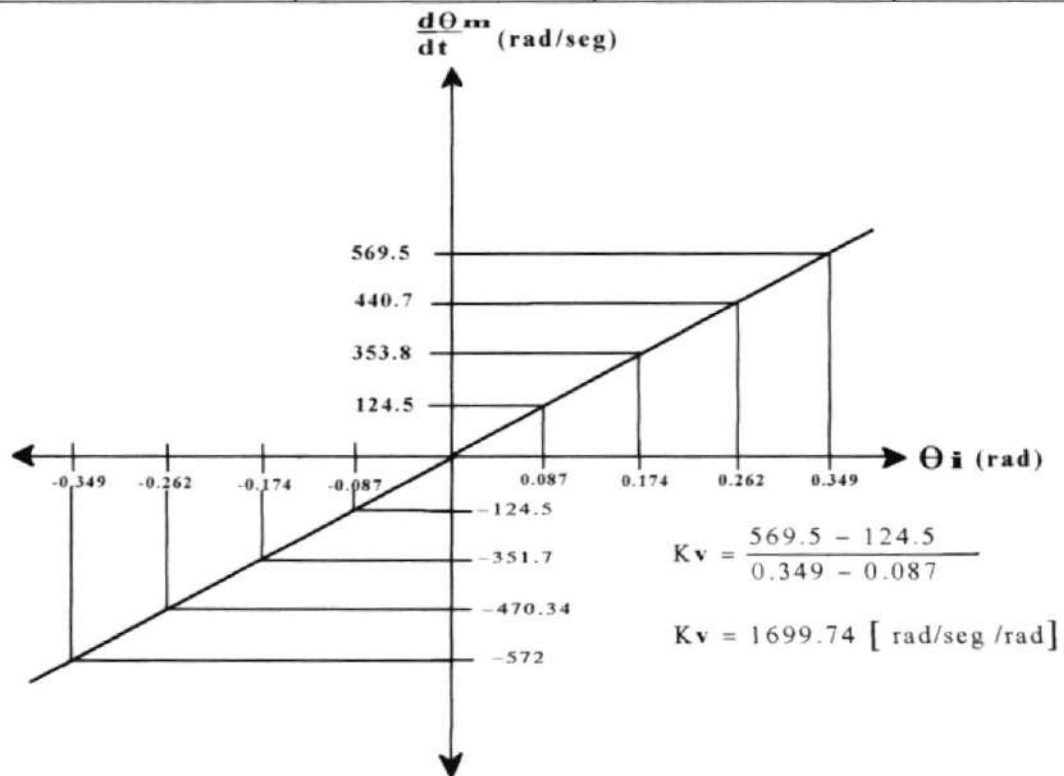


Figura A. 34 Determinación de K_v

$$K_v = \frac{569.5 - 124.15}{0.349 - 0.087} = 1699.77 \left[\frac{\text{rad/seg}}{\text{rad}} \right]$$

$$d\theta_m/dt = \frac{V_{tac}}{K_t}, \quad \text{para cada valor de } V_{tac}, \quad K_t = 0.0179 \left[\frac{\text{v}}{\text{rad/seg}} \right]$$

Un método más sencillo para fijar directamente un determinado valor de K_v , es hacer girar el motor a una velocidad conocida y determinar θ_i para esa velocidad, en general.

$$\theta_i = \frac{d\theta_m/dt}{K_v} = \frac{1 \text{ rev/seg}}{K_v (1/\text{seg})} = \frac{2\pi (\text{rad/seg})}{K_v (1/\text{seg})} = \frac{360^\circ}{K_v} (\text{grados})$$

Con esta posición angular de entrada ajustamos la ganancia en el trayecto directo K_2 hasta que el motor gire a 1 rev/seg en el eje de baja velocidad (verdadero valor de K_v).

En la tabla A. 6 experimentalmente se establece las medidas en términos de un *escalón*, y en la tabla A. 7 se presenta en términos de un *impulso*.

En las figuras A. 35, A. 36, A. 37, A. 39, A. 40 se tiene una relación de amortiguamiento del sistema ($\xi < 1$), donde tenemos una respuesta

subamortiguada . Por lo tanto mientras más pequeña es ξ el sistema responde más rápidamente a un impulso. Pero este impulso a veces en algunos sistemas no es deseable.

Para valores de $\xi > 1$, la respuesta del sistema es *sobreamortiguado* (el sistema responde más lentamente) como se ve en las figuras **A. 38, A. 41, A. 42, A. 43**; esto sucede con el aumento de K_3 (potenciómetro de ganancia del tacómetro), lo cual se traduce en la generación de una segunda señal de error para un mejor control.

Excepto en ciertas aplicaciones en que no se pueden tolerar oscilaciones, es deseable que la respuesta del motor sea lo suficientemente rápida y amortiguada. Así para una respuesta transitoria deseable de un sistema de segundo orden, la relación de amortiguamiento debe estar entre 0.4 y 0.8. Valores más pequeños producen un sobrenivel como es el caso de la figura c, con un $\xi = 0.08$, para $K_3 = 0\%$, $K_v = 10$, $K_2 = 25\%$. Si $0 < \xi < 1$, los polos de lazo cerrado son complejos conjugados y se encuentran en el semiplano izquierdo del plano s , entonces se dice que el sistema es *subamortiguado* y la respuesta es oscilatoria . Si $\xi = 1$ el sistema es estrictamente amortiguado y cuando $\xi > 1$ el sistema es sobreamortiguado. Para $\xi = 1$, la respuesta transitoria no oscila . Si $\xi = 0$, la respuesta transitoria no se extingue.

Tabla A. 6

Valores para una entrada tipo escalón

K ₃ [%]	K _v	K ₂ [%]	Mpt [V]	T _p [seg]	T _s [seg]	Ess	SP [%]
	4	12	12	1	1.6	0.08	20
0	6.25	17	14	0.75	2.5	0.2	40
	10	25	15	0.61	2.6	0.07	50
	4	12	11	--	0.75	0.08	0
10	6.25	17	13	0.72	1.26	0.07	30
	10	25	14	0.6	2.2	0.08	40
	4	12	10	--	2.6	--	--
30	6.25	17	10	--	1.25	--	--
	10	25	10	--	0.7	--	--

Tabla A. 7

Valores para una entrada tipo impulso

K _v [1 / seg]	4	6.25	10
ess [V] (K ₃ = 0%)	0.8	0.7	0.8
ess [V] (K ₃ = 25%)	1.1	1.7	0.9
ess [V] (K ₃ = 50%)	4.4	2.8	3.1

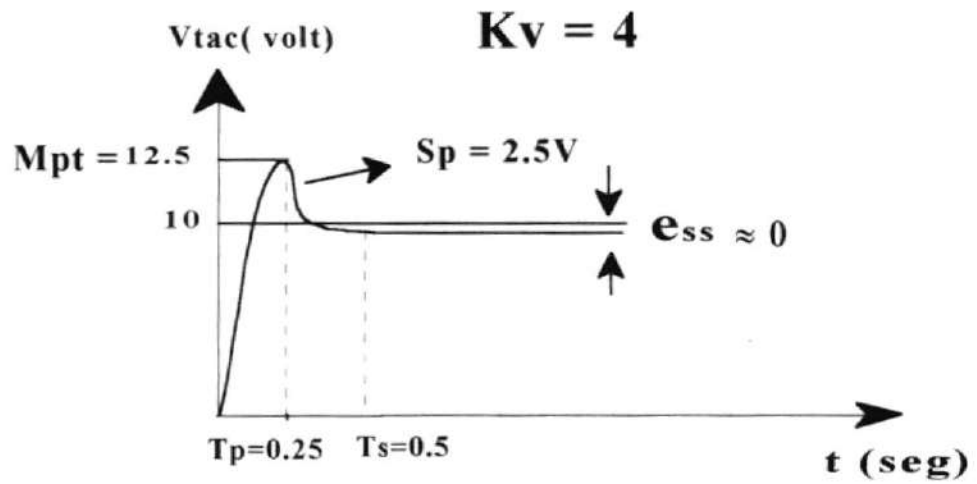


Figura A. 35 Respuesta del sistema para $K_v=4$

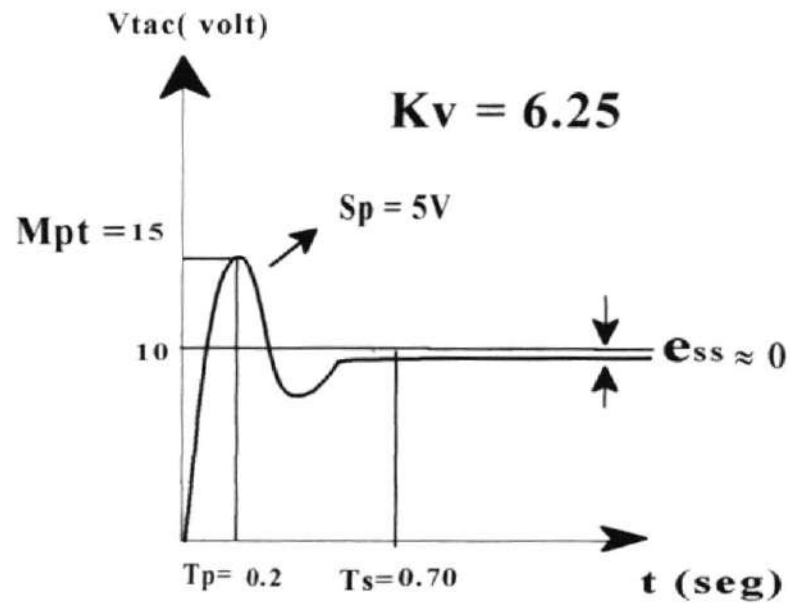


Figura A. 36 Respuesta del sistema para $K_v=6.25$

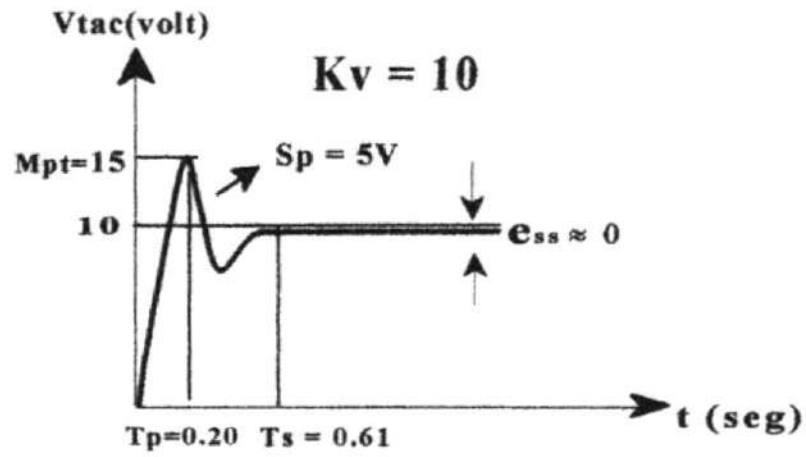


Figura A. 37 Respuesta del sistema para $K_v=10$

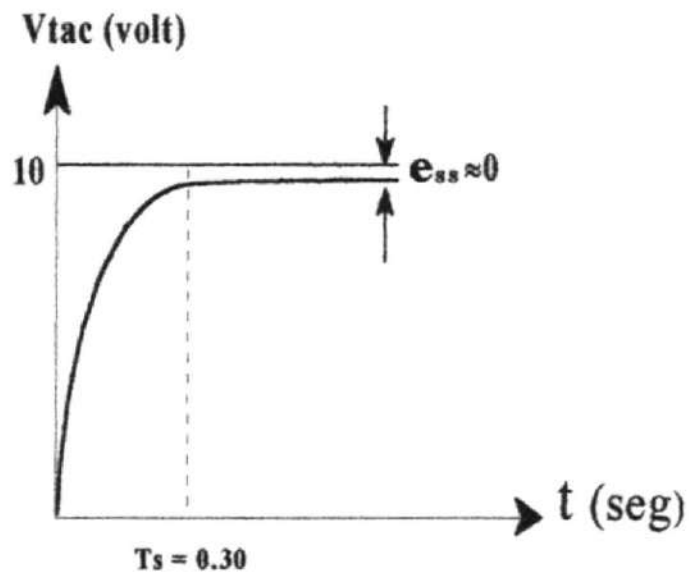


Figura A. 38 Respuesta del sistema para $K_v=4$, $K_3=10\%$

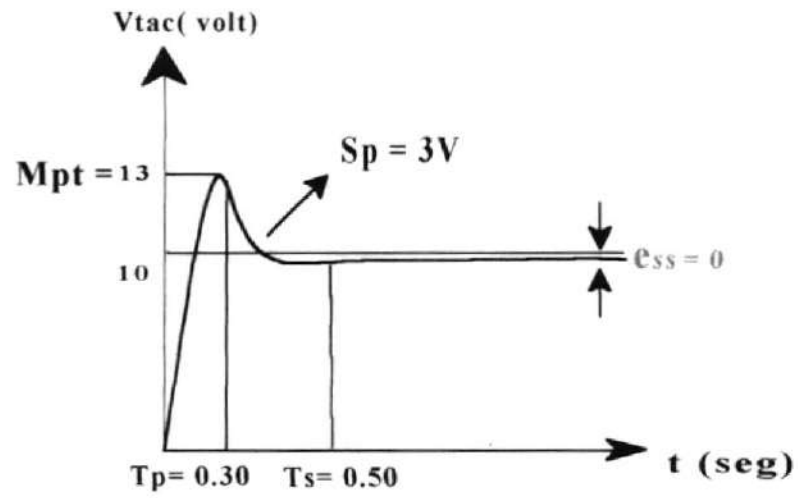


Figura A. 39 Respuesta del sistema para $K_v=6.25$, $K_3=10\%$

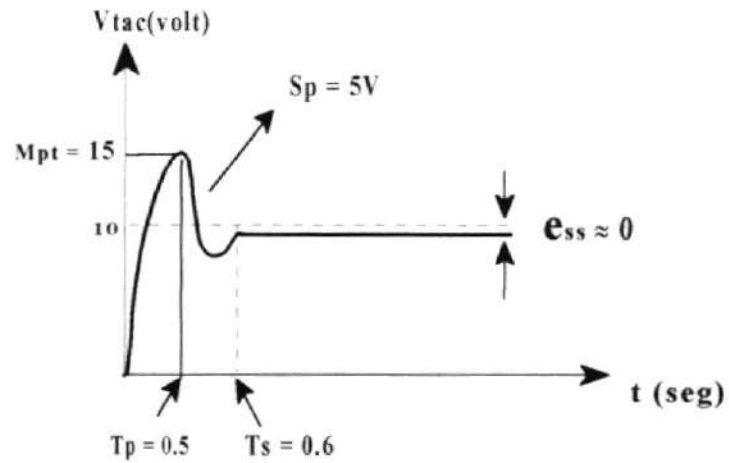


Figura A. 40 Respuesta del sistema para $K_v=10$, $K_3=10\%$

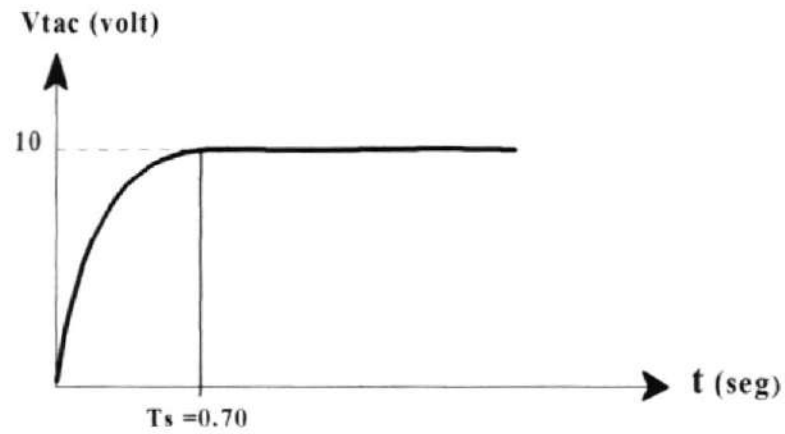


Figura A. 41 Respuesta del sistema para $K_v=4$, $K_3=30\%$

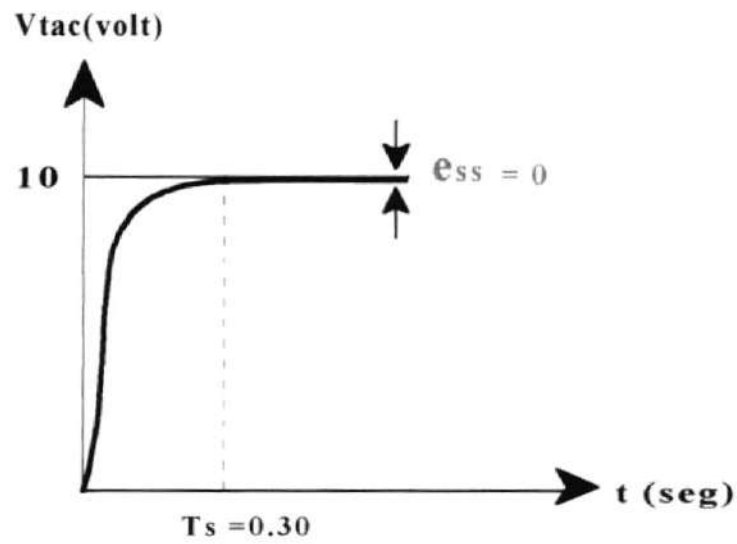


Figura A. 42 Respuesta del sistema para $K_v=6.25$, $K_3=30\%$

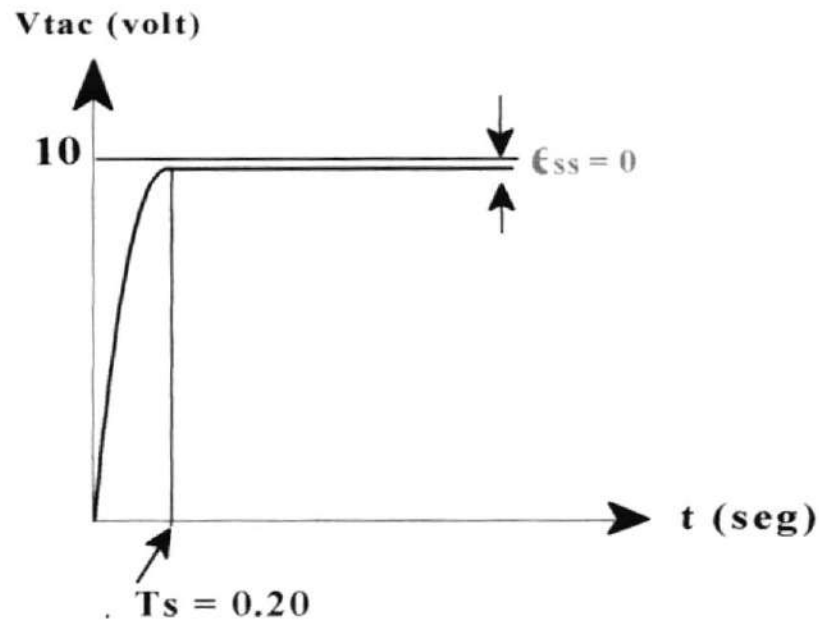


Figura A. 43 Respuesta del sistema para $K_v=10$, $K_3=30\%$

d) Análisis Teórico del Sistema de Control de Posición

De acuerdo al diagrama de la figura A. 27 y figura A. 28 realizamos dicho análisis recordando que el modelo lineal del motor requiere una conexión para control de campo.

I. Medida de K_v (constante de error de velocidad)

El gráfico de la figura A. 27 puede ser reducido al gráfico de la figura A. 44:

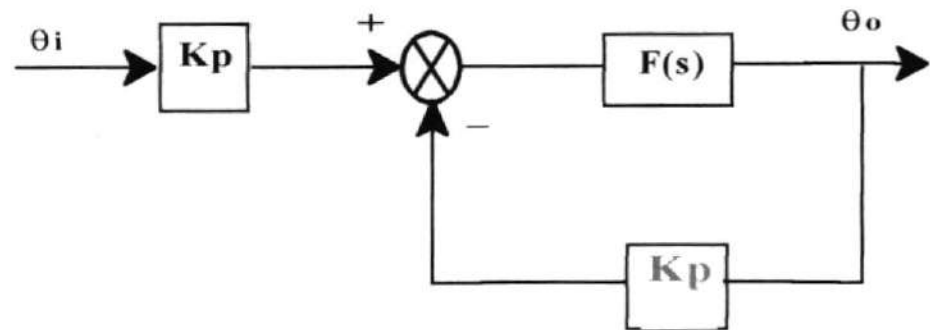


Figura A. 44 Diagrama de bloques reducido para el control de posición

$$F(s) = \left(\frac{K_2 K_{pre} K_m}{1 + s\tau_m + K_3 K_t K_{pre} K_m K_2} \right) \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{N}$$

$$\Rightarrow \frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{s^2 + s \left[\frac{1 + K_{pre} K_m K_3 K_t}{\tau_m} \right] + \frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{N \tau_m}} = G(s)$$

luego ,

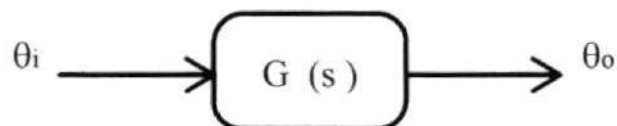


Figura A. 45 Diagrama de bloques mínimo para el control de posición

$$E_a(s) = \theta_i K_p - \frac{F(s) \cdot K_p \theta_i K_p}{1 + F(s) K_p} = \theta_i K_p \cdot \left[1 - \frac{F(s) K_p}{1 + F(s) K_p} \right]$$

y recordando que :

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) = \frac{d \theta_m / dt}{\theta_i} \quad \left[\frac{\text{rad/seg}}{\text{rad}} \right], \text{ para una entrada tipo impulso}$$

$$\text{por lo tanto, } K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) = \left[\frac{K_2 K_{pre} K_m}{1 + K_3 K_t K_{pre} K_m} \right] \cdot \frac{1}{N}$$

Para $K_3 = 0\%$, $K_2 = 100\% = 10$

$$K_v = \frac{(10)(20)(16.3)}{40} = 81.5 \left[\frac{\text{rad/seg}}{\text{rad}} \right]$$

$$K_2 = K_v (1 + K_3 K_t K_{pre} K_m) N / K_{pre} K_m$$

$$\text{Si } K_v = 10 \quad \Rightarrow \quad K_2 = 1.2$$

II. Medida de e_{ss}

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} E_a(s) = \frac{1}{s} - \frac{K_2 K_{pre} K_p K_m}{s + s^2 \tau_m + K_3 K_t K_{pre} K_m s + K_2 K_{pre} K_p K_m} \cdot \frac{1}{s}$$

$$e_{ss} \cong 0$$

III. Análisis para una entrada tipo escalón $\rightarrow \frac{1}{s}$

En términos de ξ (relación de amortiguamiento) y ω_n (frecuencia natural no amortiguada) la respuesta del sistema de la figura A. 26 es:

$$\frac{\theta_o}{\theta_i} = M(s) = \frac{W_n^2}{s^2 + 2s\xi W_n + W_n^2}$$

Procedemos a comparar con la función de transferencia del sistema:

$$\frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{\frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{N \tau_m}}{s^2 + s \left[\frac{1 + K_{pre} K_m K_3 K_t}{\tau_m} \right] + \frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{N \tau_m}}$$

de donde,

$$W_n = \sqrt{\frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{N \tau_m}} \quad [\text{rad/seg}]$$

$$\xi = \frac{1 + K_{pre} K_m K_3 K_t}{2W_n \tau_m}$$

$$\text{S.P. (Sobrenivel Porcentual)} = 100e^{-\xi\pi / \sqrt{1 - \xi^2}}$$

$$T_p = \frac{\pi}{W_n \sqrt{1 - \xi^2}} \quad [\text{seg}]$$

$$T_s = \frac{4}{\xi W_n} \quad [\text{seg}]$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} E_a(s) = \frac{1}{s} - \frac{K_2 K_{pre} K_p K_m}{s + s^2 \tau_m + K_3 K_t K_{pre} K_m s + K_2 K_{pre} K_p K_m} \cdot \frac{1}{s}$$

$$e_{ss} \cong 0$$

$$M_{pt} = 10 \left(1 + \frac{\text{SP}}{100} \right) \quad [\text{V}]$$

En la tabla A. 8 se muestran las magnitudes de estos parámetros para diferentes valores de K_3 .

Por ejemplo:

Si $K_3 = 0\%$, $K_2 = 1.2\%$, $K_v = 4$

$$W_n = \sqrt{\frac{(5.7) (1.2) (20) (16.3)}{40 (0.11)}} = 22.5 \text{ rad/seg.}$$

$$\xi = \frac{1}{2 (22.75) (0.11)} = 0.2$$

$$\text{S.P.} = 52.66 \%$$

$$T_p = 0.14 \text{ seg.}$$

$$T_s = \frac{4}{(0.20) (2.5)} = 0.88 \text{ seg.}$$

$$\text{Mpt} = 10 \left(1 + \frac{52.66}{100} \right) = 15.3 \text{ [V].}$$

Tabla A. 8

Valores de respuesta para una entrada tipo escalón

K ₃ [%]	K _v	K ₂	Mpt [V]	Tp [seg]	Ts [seg]	Ess	SP [%]	ξ
	4	12	15.3	0.14	0.88	0	52.16	0.22
0	6.25	17	15.8	0.12	0.87	0	58.16	0.17
	10	24	16.4	0.10	2.87	0	64	0.14
	4	12	--	--	--	0	--	1.38
10	6.25	17	--	--	--	0	--	1.16
	10	24	10.4	0.41	0.52	0	4.5	0.97
	4	12	--	--	--	--	--	3.5
30	6.25	17	--	--	--	--	--	3.1
	10	24	--	--	--	--	--	2.6

Si comparamos con la tabla A. 6, vemos que en el Mpt existe una diferencia del 20% al 30%. Para el Tp la diferencia es un poco mayor ya que en la práctica siempre se presentan problemas con los equipos utilizados, en este caso debido especialmente a la fricción.

- **Análisis para una entrada tipo impulso**

Para este tipo de entrada nos interesa el valor del error en estado estacionario, el cual se lo calcula de la siguiente manera:

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{|R| K_p}{s + sG H(s)} = \frac{|R| K_p}{\lim_{s \rightarrow 0} sG H(s)}$$

$$e_{ss} = \frac{|R| K_p}{K_v}$$

donde la constante de error de velocidad (K_v) es :

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sGH(s) = \frac{K_2 K_{pre} K_m}{1 + K_3 K_t K_{pre} K_m} \cdot \left(\frac{1}{N} \right)$$

para $K_2 = 1.2$, $K_3 = 0$, $K_{pre} = 20$, $K_m = 16.3$

$$K_v = \frac{(1.2)(20)(16.3)}{40} = 9.78$$

$$e_{ss} = 1.2$$

$$\text{Para } K_2 = 1.2, K_3 = 1 \Rightarrow e_{ss} = 9.63$$

Con el aumento del control de ganancia del tacómetro (K_3) el e_{ss} aumenta considerablemente, entonces se deberá trabajar con valores de $K_3 = 0$. En la tabla A. 7 se muestran los diferentes valores de e_{ss} para diferentes valores de K_2 y K_3 .

PRACTICA # 3

RESPUESTA DE FRECUENCIA DE UN SERVOMECANISMO DE POSICION Y OBTENCION DE SU FUNCION DE TRANSFERENCIA

OBJETIVOS

- Determinar el comportamiento de un servomecanismo de posición con la variación de la frecuencia.
- Obtener la función de transferencia por el método de respuesta de frecuencia.

INTRODUCCION TEORICA

La respuesta de frecuencia de un sistema se define como la respuesta del sistema en el estado estacionario a una señal sinusoidal de entrada.

Una ventaja del método de respuesta de frecuencia es la fácil disponibilidad de señales de prueba sinusoidales para diversos rangos de frecuencias y amplitudes.

Frecuentemente la función de transferencia desconocida de un sistema puede deducirse a partir de su respuesta de frecuencia determinada experimentalmente ; además proporciona al diseñador un control del ancho de banda y alguna medida de la respuesta del sistema a ruidos y perturbaciones indeseables.

Otra ventaja de éste método es que puede obtenerse la función de transferencia, reemplazando en $T(s)$ a s por $j\omega$. la función de transferencia que representa el comportamiento sinusoidal en el estado estacionario de un sistema es entonces una función de la variable compleja $j\omega$ y de su propia función compleja $T(j\omega)$ que tiene magnitud y un ángulo de fase.

La desventaja de éste método para el análisis y diseño es el vínculo indirecto entre los dominios del tiempo y de la frecuencia . Las correlaciones directas entre las características de la respuesta de frecuencia y las correspondientes características de la respuesta transitoria son un poco tenues.

La función de transferencia de un sistema $G(s)$ puede describirse en el dominio de la frecuencia por la relación :

$$G(j\omega) = G(s) \Big|_{s=j\omega} = R(j\omega) + jX(j\omega)$$

además $G(s)$ se la puede representar por una magnitud y una fase

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| \angle \phi(\omega) = |G(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}$$

$$\phi(\omega) = \tan^{-1} X(\omega) / R(\omega)$$

$$|G(j\omega)|^2 = |R(j\omega)|^2 + |X(j\omega)|^2$$

de donde podemos determinar gráficamente la respuesta de frecuencia. Si $G(s)$ es la función de transferencia, entonces

$$\text{ganancia logarítmica} = 20 \log_{10} |G(j\omega)| \quad [\text{db}]$$

en donde la ganancia logarítmica está en db y el ángulo $\phi(\omega)$ puede graficarse contra la frecuencia (ω) utilizando varios arreglos.

PROCEDIMIENTO

RESPUESTA DE FRECUENCIA DE UN SERVOMECANISMO DE POSICION

Para ello implementamos el gráfico de la figura A.46, realizamos los ajustes

necesarios para que la posición angular de salida sea igual a la posición angular de entrada. Con $K_3 = 0\%$ y $K_v = 6.25$ ($K_2 = 17\%$) . aplicamos una onda sinusoidal de 10 V p-p de frecuencia variable entre (0.1 - 1.2 hz).

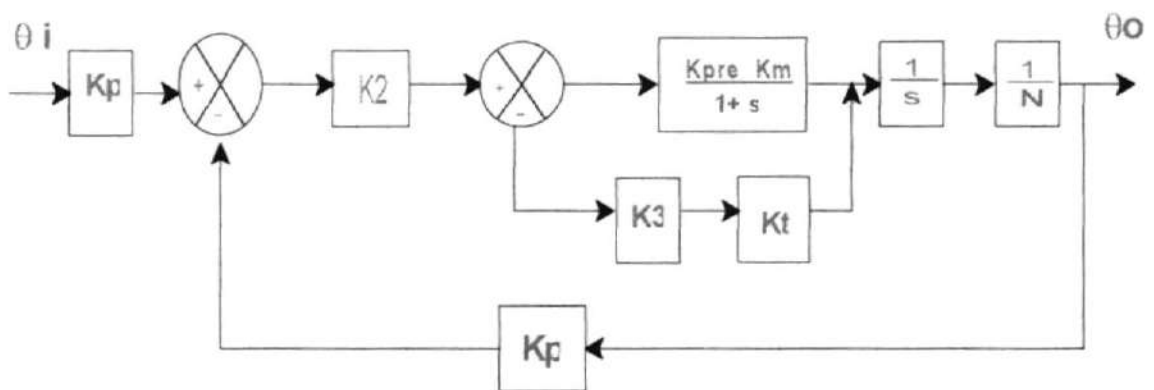


Figura A. 46 Diagrama de bloques para el control de posición

como primer paso, medimos el desplazamiento entre la señal de entrada y la señal de salida cuando $\omega = \omega_n$, de donde

$$X = \text{desplazamiento} = - 87.27^\circ$$

para determinar ω_n recurrimos a la función de transferencia del sistema ($G(s)$), de donde:

$$G(s) = \frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{\frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{n \tau m}}{s^2 + s \left[\frac{1 + K_{pre} K_m K_3 K_t}{\tau m} \right] + \frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{n \tau m}}$$

comparándola con

$$\frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2 \xi w_n s + w_n^2} \quad \text{en función de } w_n \text{ y } \xi$$

de donde tenemos

$$w_n = \sqrt{\frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{N \tau m}}$$

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) = s(G(s)) = \frac{s(K_p K_2 K_{pre} K_m)}{s(\tau m + 1 + K_3 K_t K_{pre}) N}; K_3^* = 0\%$$

$$K_v = \frac{K_p K_2 K_{pre} K_m}{N}$$

$$\text{de donde } \omega_n = \sqrt{\frac{k_v}{\tau m}} = \sqrt{\frac{6.25}{0.11}} = 7.5 \text{ Hz.}$$

$$\Rightarrow f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 1.1 \text{ Hz.}$$

Cuando $\omega = \omega_n$, medimos $\left| \frac{\theta_o}{\theta_i} \right|$ de donde tenemos

$$V_o = K_p \theta_o ; \quad V_i = K_p \theta_i$$

$$\text{de donde } \left| \frac{\theta_o}{\theta_i} \right| = \frac{V_o}{V_i} = \frac{13.8 \text{ V p-p}}{10 \text{ V p-p}} = 1.38$$

otros valores medidos son :

Valor máximo de pico (Mpw), la frecuencia de resonancia ω_r , a la cual ocurre este valor máximo, para lo cual variamos la frecuencia de la señal de entrada hasta obtener el pico máximo, de donde tenemos

$$M_{pw} = \frac{15.1 \text{ V p-p}}{10 \text{ V p-p}} = 1.51$$

$$f_r = 0.74 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_r = 2\pi(0.74) = 4.649 \text{ rad / seg.}$$

Ancho de banda del sistema (Wb), ocurre cuando la señal de salida es el 70% de la señal de entrada al aumentar su frecuencia, de donde

$$f_b = 1.18 \text{ Hz} \quad \Rightarrow \quad W_b = 7.41 \text{ rad / seg.}$$

Y por último determinaremos :

Respuesta del Sistema en lazo cerrado, midiendo la magnitud de la señal de salida como se muestra en la tabla A. 9 , y su respectivo gráfico en la figura A. 47.

Tabla A. 9

Valores de W obtenidos para el sistema en lazo cerrado

f (Hz)	W (rad / seg.)	v_0 / v_i	$20\log(v_0 / v_i)$ [db]
0.1	0.63	1	0
0.2	1.26	1	0
0.3	1.88	1.01	0.086
0.4	2.51	1.15	1.21
0.5	3.14	1.3	2.28
0.6	3.77	1.4	2.92
0.7	4.42	1.48	3.4
0.74	4.65	1.51	3.58
0.8	5.03	1.5	3.52
0.9	5.65	1.35	2.61
1	6.28	1.05	0.42
1.1	6.91	0.9	-0.91
1.18	7.41	0.7	-3.1
1.2	7.54	0.6	-4.44

En la figura A.47 aparece $W_r = 4.65 \text{ rad / seg.}$ cuando la respuesta alcanza el pico máximo (Mpw) También el ancho de banda $W_b = 7.41 \text{ rad / seg}$ ocurre cuando la ganancia ha caído -3.1 db o sea el 70% de la señal de entrada. En el dominio de la frecuencia cuando $s = jw$, tenemos

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}$$

$$\frac{\theta_o(jw)}{\theta_i} = \frac{w_n^2}{jw^2 + 2\xi w_n jw + w_n^2} = \frac{w_n^2}{w_n^2 - W^2 + j2\xi W w_n}$$

de donde, cuando $W = w_n$, tenemos

$$\frac{\theta_o(jw_n)}{\theta_i} = \frac{w_n^2}{w_n^2 - W_n^2 + j2\xi w_n^2} = \frac{1}{j2\xi} = -\frac{j}{2\xi}$$

$$\Rightarrow \text{Magnitud} = \left| \frac{\theta_o(jW_n)}{\theta_i} \right| = \frac{1}{2\xi} = \sqrt{K_v \tau_m}$$

$$\text{Fase} = \frac{\theta_o}{\theta_i} (jW_n) = -90^\circ$$

El pico máximo se obtiene para $W = W_r$ de donde tenemos

$$M_{pw} = \left| \frac{\theta_o}{\theta_i} (jW_r) \right| \quad ; \quad \mu = W / W_r$$

escribiéndola en forma normalizada, tenemos:

$$M(\mu) = \left| \frac{\theta_o}{\theta_i} (jW_r) \right| = \frac{1}{[(1 - \mu)^2 + 4\xi^2 \mu^2]^{1/2}}$$

$$\phi = -\tan^{-1} \left(\frac{2\xi\mu}{1 - \mu^2} \right)$$

para obtener W_r , derivamos la ecuación anterior como sigue:

$$\frac{dM}{d\mu} = 0 \quad \Rightarrow \quad \mu_r = \sqrt{1 - 2\xi^2}$$

como $W_r = W_n \mu_r$

$$\Rightarrow W_r = W_n \sqrt{1 - 2\xi^2}$$

$$\text{y } M_{pw} = M(\mu_r) = \frac{1}{2\xi\sqrt{1 - 2\xi^2}}$$

para el ancho de banda tenemos

$$M(\mu) = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{[(1 - \mu^2)^2 + 4\xi^2\mu^2]^{1/2}}$$

de donde

$$\mu_b^2 = (1 - 2\xi^2) \pm \sqrt{4\xi^4 - 4\xi^2 + 2}$$

$$\Rightarrow W_b = W_n [(1 - 2\xi^2) \pm \sqrt{4\xi^4 - 4\xi^2 + 2}]^{1/2}$$

como datos tenemos los siguientes:

$$K_v = 6.25 \quad ; \quad \tau_m = 0.11$$

$$\Rightarrow W_n = \sqrt{\frac{Kv}{\tau m}} = \sqrt{\frac{6.25}{0.11}} = 7.5 \text{ Hz.}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{6.25 (0.11)}} = 0.60$$

$$\left| \frac{\theta_o}{\theta_i} \right| = \frac{1}{2 (0.60)} = 0.83$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2\xi W / W_n}{1 - (W / W_n)^2} \right) \Rightarrow \phi \Big|_{W = W_n} = - \tan^{-1} \left(\frac{2\xi}{0} \right) = -90^\circ$$

$$\Rightarrow \frac{\theta_o}{\theta_i} (j W) \Big|_{W = W_n} = 1.43 \angle -90^\circ$$

$$\text{Para } W_r = 4.42 \sqrt{1 - 2(0.11)^2} = 4.36 \text{ rad/seg.}$$

$$\Rightarrow f_r = \frac{4.36}{2\pi} = 0.69 \text{ Hz.}$$

$$\text{para } M_{pw} = \frac{1}{2(0.60)\sqrt{1 - (0.60)^2}} = 1.04$$

para determinar W_b tenemos la siguiente ecuación :

$$W_b = 4.42 \left[(1 - 2(0.60)^2) + \sqrt{4(0.60)^4 - 4(0.60)^2 + 2} \right]^{1/2}$$

$$W_b = 5.1 \text{ rad/seg.}$$

$$\Rightarrow f_b = \frac{5.10}{2\pi} = 0.82 \text{ Hz.}$$

En la tabla A. 10 se muestra un cuadro comparativo entre los valores experimentales y teóricos :

Tabla A. 10

**Cuadro comparativo entre Valores
Experimentales y Teóricos**

	$\theta_o / \theta_i \mid W = W_n$	$\phi \mid W = W_n$	M_{pw}	W_r (rad/seg)	f_r (Hz)	W_b (rad/seg)	f_b (Hz)
TEORICO	1.43	-90°	1.04	4.36	0.69	5.1	0.81
EXPERI MENTAL	1.38	-87°	1.51	4.65	0.74	6.1	1.10
ERROR %	3.5	3.3	45	6.6	7.2	19	35.8

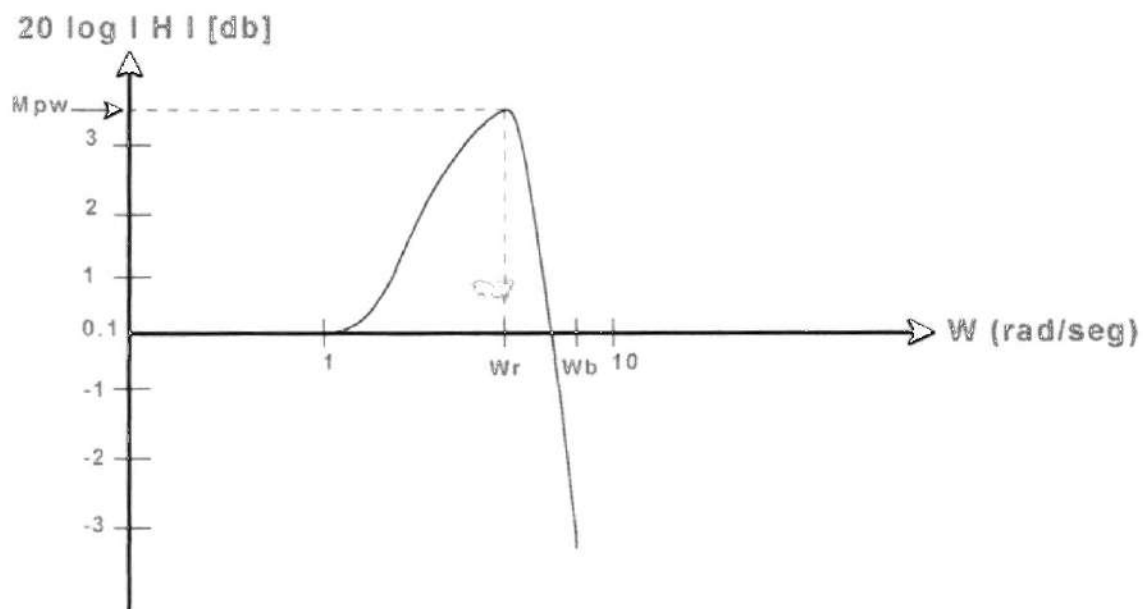


Figura A. 47 Respuesta de frecuencia de un servomecanismo de posición

PRACTICA # 4

COMPORTAMIENTO DE UN SERVOSISTEMA DE VELOCIDAD BAJO LA ACCION DE UN CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO (PID)

OBJETIVOS

Implementar y analizar un controlador "PID" que gobierne el funcionamiento de un sistema de control de velocidad.

INTRODUCCION TEORICA

El controlador recibe la señal de error y genera una señal de salida, como se muestra en la figura A.48. La relación entre la señal de salida del controlador y la señal de error depende del diseño y ajuste del controlador y la señal de error depende del diseño y ajuste del controlador. En nuestro caso tenemos un controlador "PID" electrónico en el cual tiene una relación lineal hasta una velocidad de 2800 r.p.m para una carga de 1.1 A y tiene la siguiente ecuación que la gobierna:

$$V_o = K_p \left[V_i + K_D \frac{dV_i}{dt} + \frac{1}{K_i} \int \theta_i dt \right]$$

en el cual :

V_o = señal de salida

K_p = parámetro del controlador proporcional

K_i = parámetro del controlador integral

K_D = parámetro del controlador diferencial

V_i = señal de error

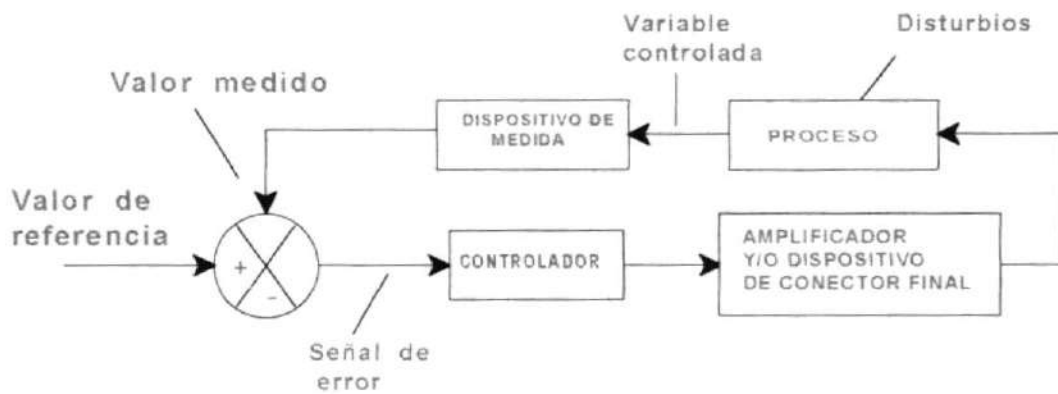


Figura A. 48 Diagrama de bloques de un sistema controlador

El circuito electrónico implementado está en el capítulo 10.

El diagrama de bloques de la figura A. 49 es el utilizado para ésta práctica, en el cual:

K_p = parámetro de acción proporcional

- K_I = parámetro debido a la acción integral
 K_d = parámetro debido a la acción derivativa
 K_t = constante del tacómetro = 0.0236 [V/rad/seg]

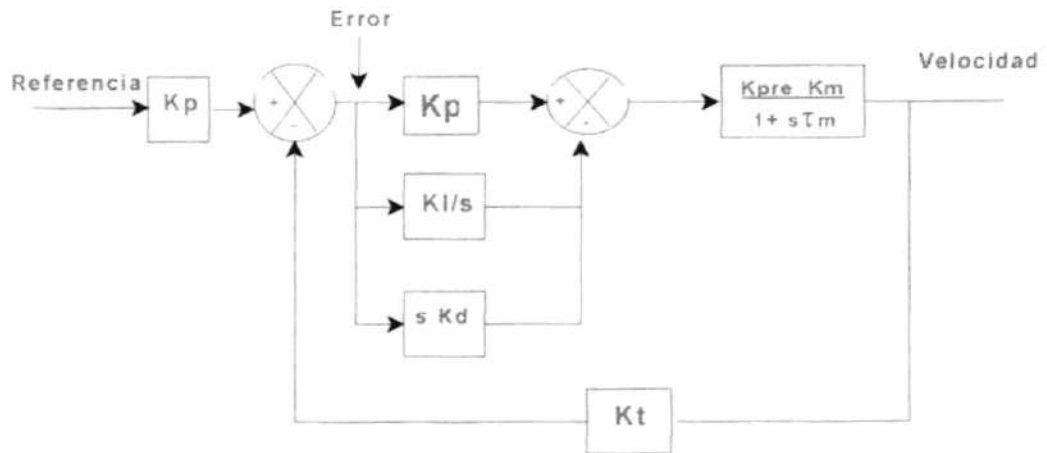


Figura A. 49 Diagrama de bloques de un controlador PID

PROCEDIMIENTO

Implementar un controlador PID. Hacer las conexiones necesarias para que éste actúe sobre un sistema de control de velocidad.

PARTE I

ACCIÓN PROPORCIONAL . $K_p \neq 0$, $K_i = 0$, $K_d = 0$

Tomar una señal de referencia , una onda cuadrada de 8 voltios de amplitud pico a pico

e investigar el comportamiento del sistema para diferentes valores de K_p . En la figura A. 50 se muestra el diagrama de bloques.

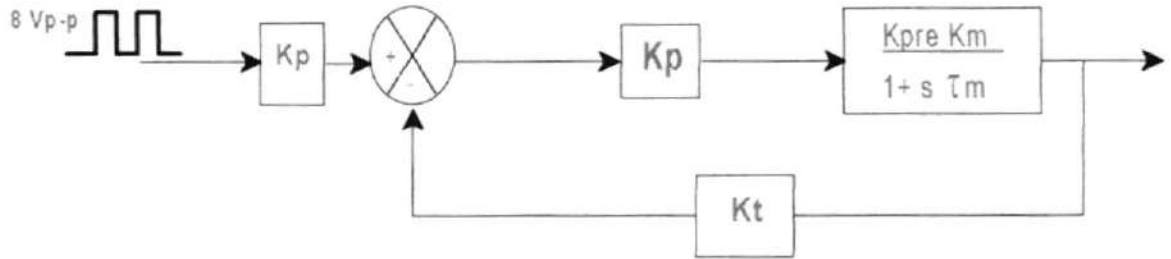


Figura A. 50 Diagrama de bloques de un controlador P

En la figura A. 51 se muestra la respuesta del sistema para diferentes valores de K_p

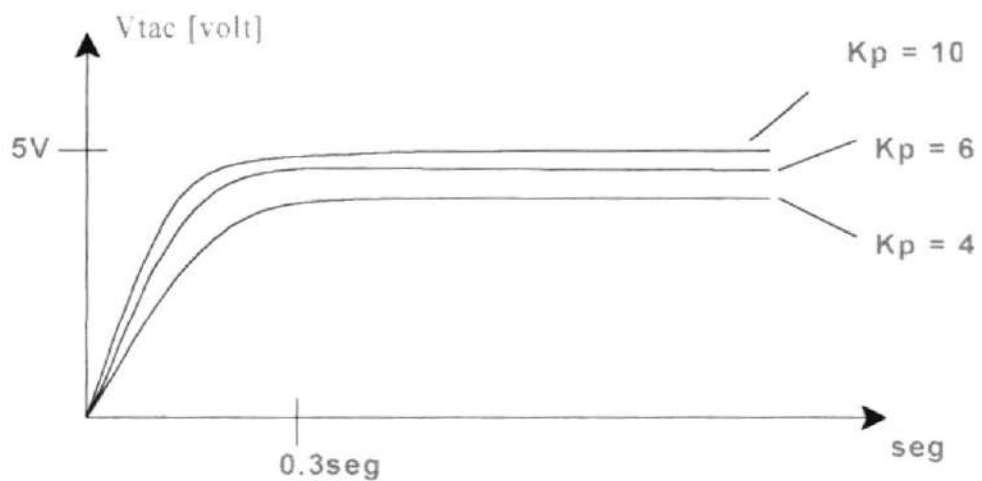


Figura A. 51 Respuesta del sistema para diferentes valores de K_P

PARTE II

ACCIÓN PROPORCIONAL - INTEGRAL (PI) $K_p = 6, K_i \neq 0, K_d = 0$

El diagrama de bloques para este controlador es el siguiente:

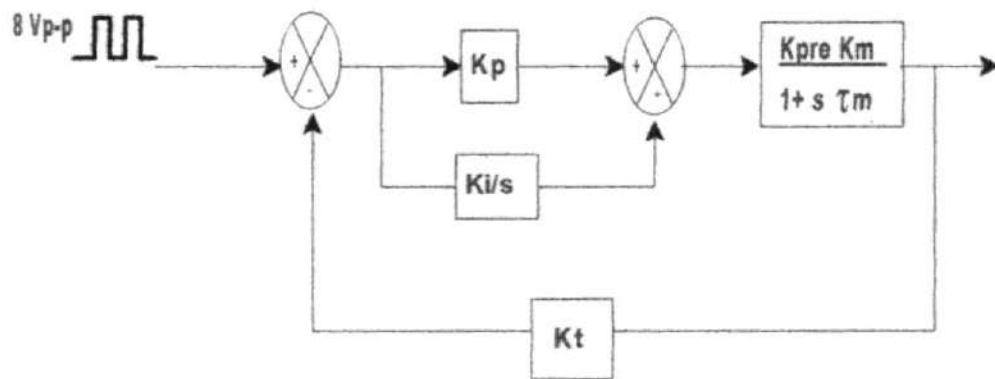


Figura A. 52 Diagrama de bloques para un controlador PI

Siguiendo el procedimiento, mostramos los siguientes gráficos de su comportamiento.

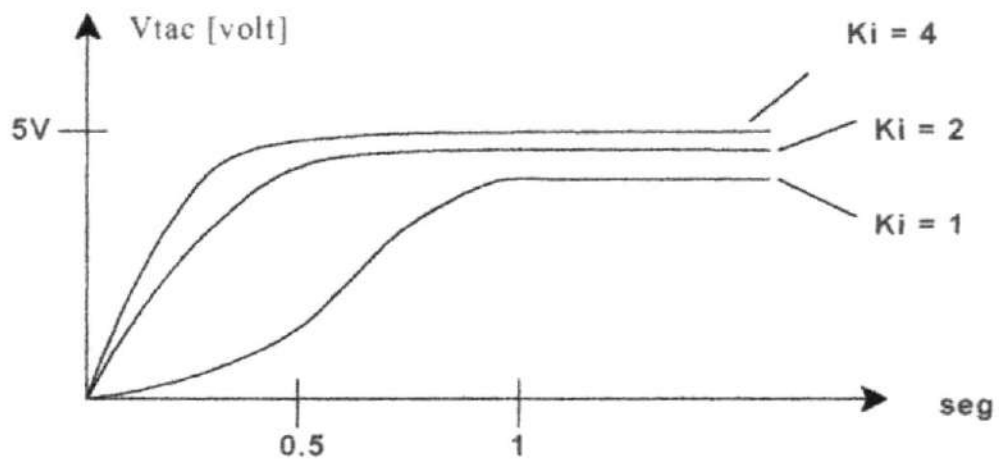


Figura A. 53 Comportamiento del sistema para un controlador PI

PARTE III

ACCIÓN PROPORCIONAL - DERIVATIVA (PD) $K_p = 6, K_d \neq 0, K_i = 0$

El diagrama de bloques para esta parte es el siguiente:

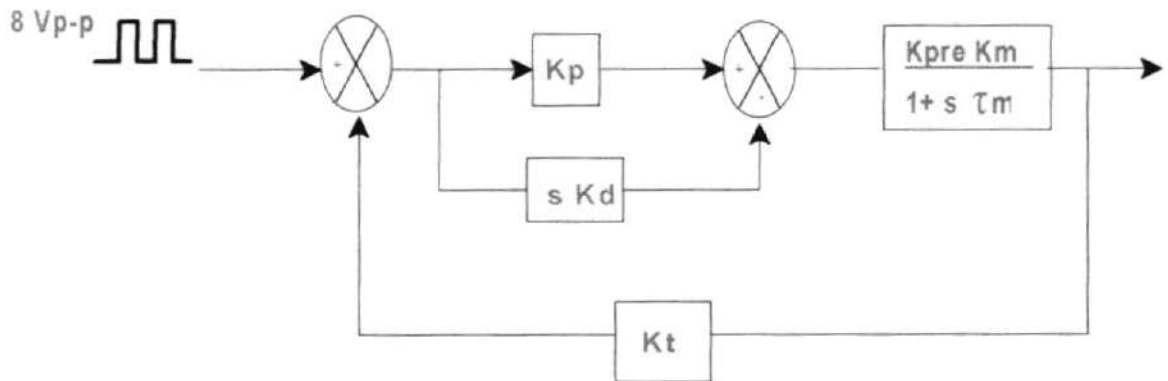


Figura A. 54 Diagrama de bloques de un controlador PD

haciendo las mediciones adecuadas, obtenemos el siguiente gráfico:

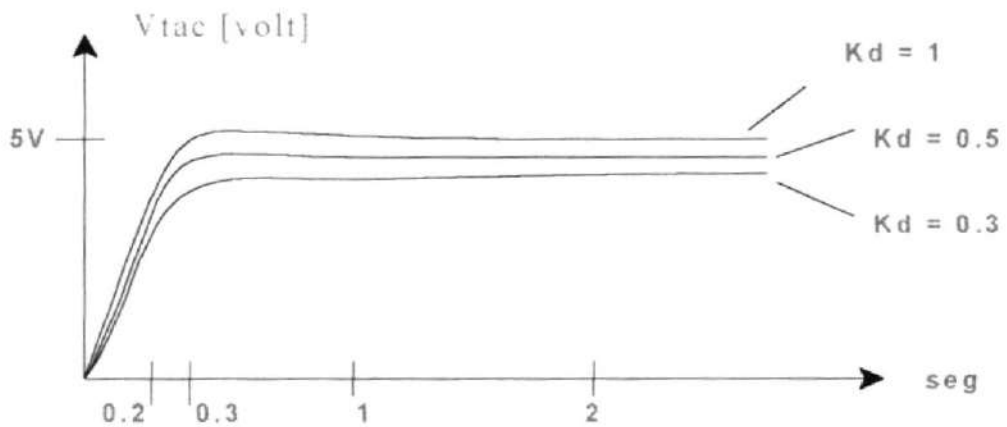


Figura A. 55 Comportamiento del sistema para un controlador PD

PARTE IV

ACCIÓN PID $K_p = 6, K_i \neq 0, K_D \neq 0$

El diagrama de bloques de este controlador corresponde a la figura A. 49, determinando para diferentes valores de K_i y K_D tenemos los siguientes gráficos:

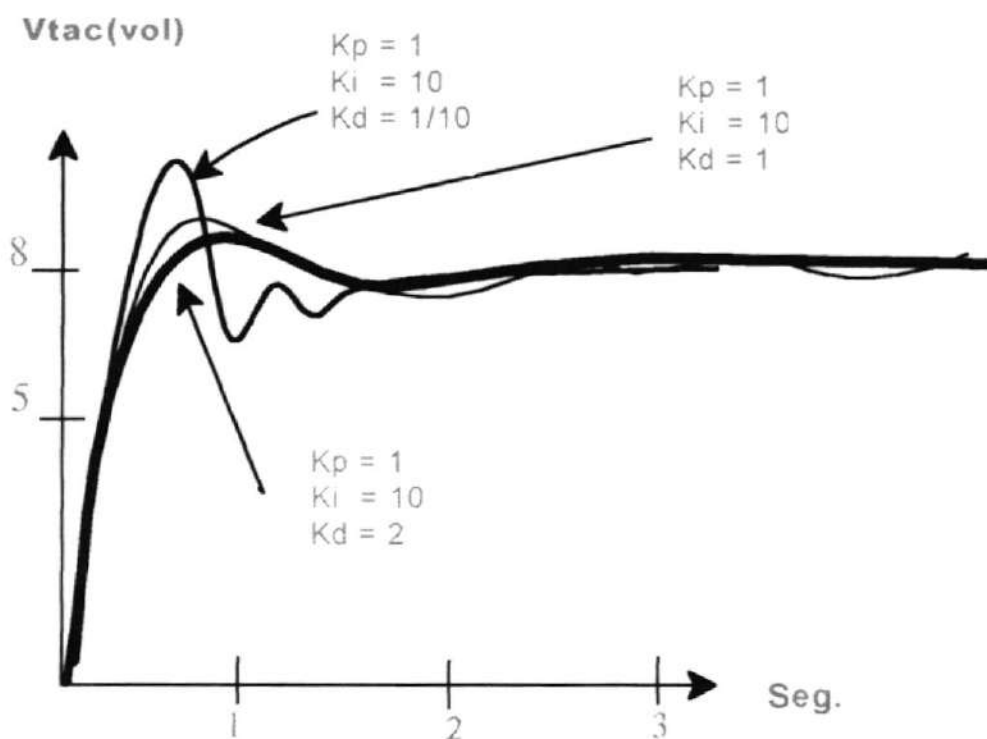


Figura A. 56 Comportamiento del sistema para un controlador PID (K_D variable)

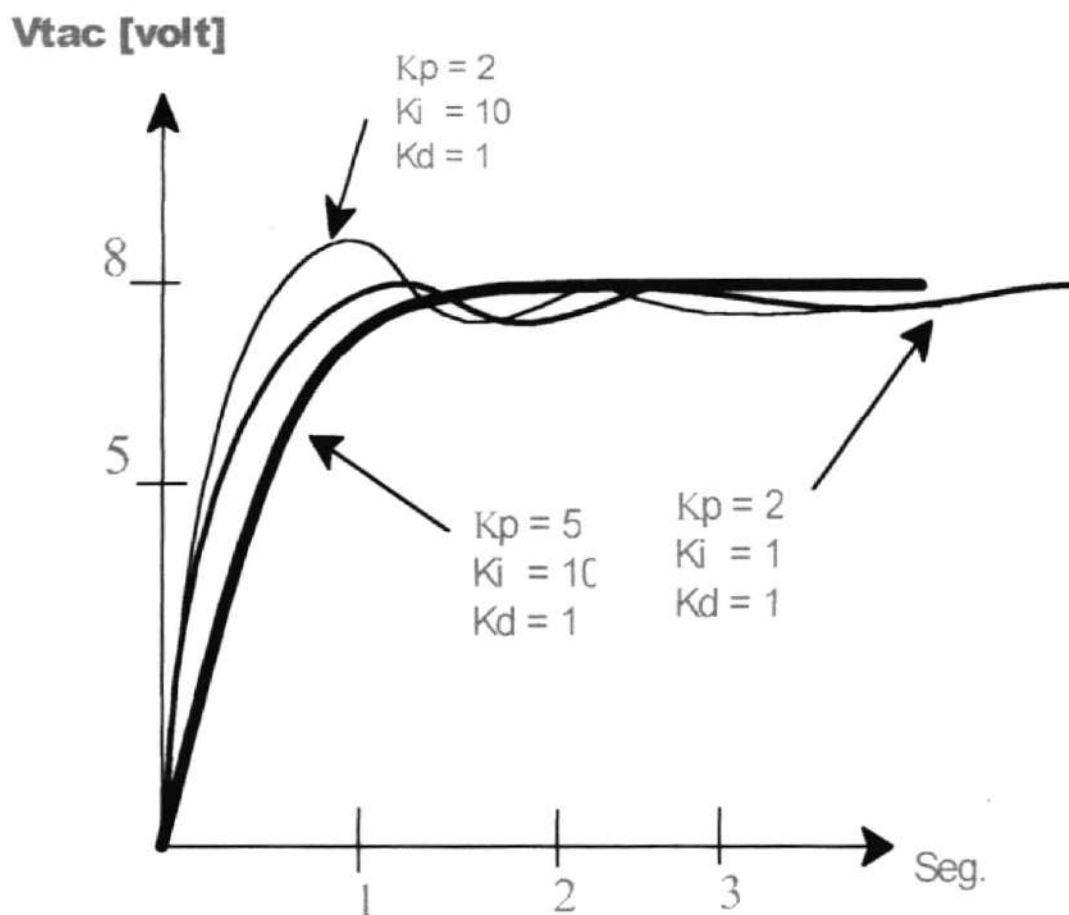


Figura A. 57 Comportamiento del sistema para un controlador PID

Análisis del Sistema de Velocidad

Este sistema se encuentra gobernado por un controlador PID y se lo analiza mediante el método del lugar geométrico de las raíces. El gráfico a utilizarse es el siguiente :

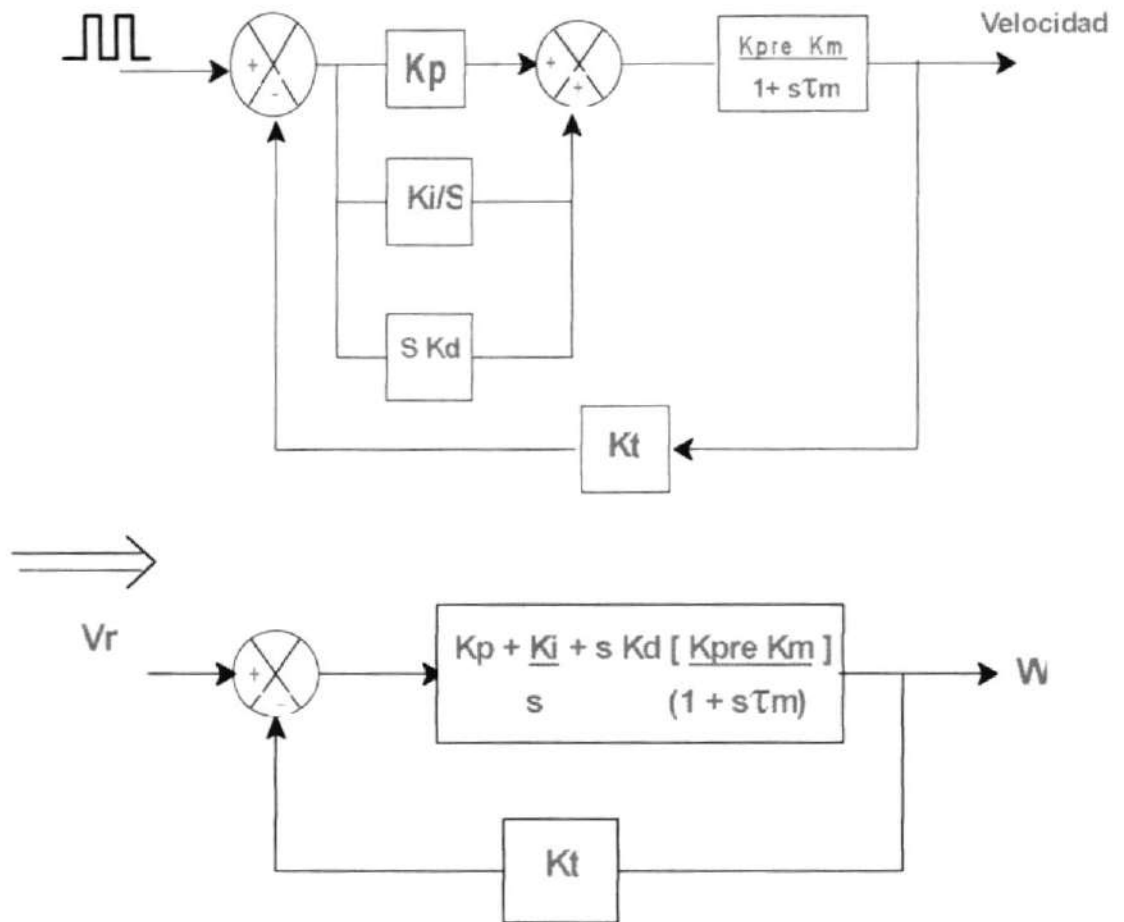


Figura A. 58 Diagrama de bloques reducido de un controlador PID

a partir de la ecuación característica podemos determinar las raíces del sistema de lazo cerrado de donde la ecuación $1 + G H (s) = 0$ se utiliza para determinar las raíces. entonces tenemos que:

$$H (s) = K_t$$

$$G(s) = \frac{K_{pre}K_m}{1 + s\tau_m} \left(K_P + \frac{K_I}{s} + s K_D \right)$$

$$\Rightarrow 1 + \frac{K_t K_{pre} K_m}{1 + s\tau_m} \left(K_P + \frac{K_I}{s} + s K_D \right) = 0$$

$$1 + \frac{K_1 (s K + K_I + s^2 K_D)}{s (1 + s\tau_m)} , \quad K_1 = K_t K_{pre} K_m$$

$$1 + \frac{K_1 K_D (s K_P / K_D + K_I / K_D + s^2)}{s\tau_m (1/\tau_m + s)} = 0$$

para $K_t = 0.0179$, $K_{pre} = 20$, $K_m = 16.3$, $\tau_m = 0.11$

tenemos $K_1 = 5.8$

$$\Rightarrow 1 + \frac{52.73 K_D (s^2 + s K_P / K_D + K_I / K_D)}{s (s + 9.1)} = 0$$

Si tomamos como parámetro a KD y como constantes a $KI=10$, $KP = 1$ entonces, tenemos:

$$1 + \frac{52.73 \text{ KD} (s^2 + s / \text{KD} + 10/ \text{KD})}{s (s + 9.1)} = 0$$

y para $KD= 1/10$ tenemos

$$1 + \frac{5.273 (s^2 + 10 s + 100)}{s (s + 9.1)} = 0$$

⇒ las raíces serán:

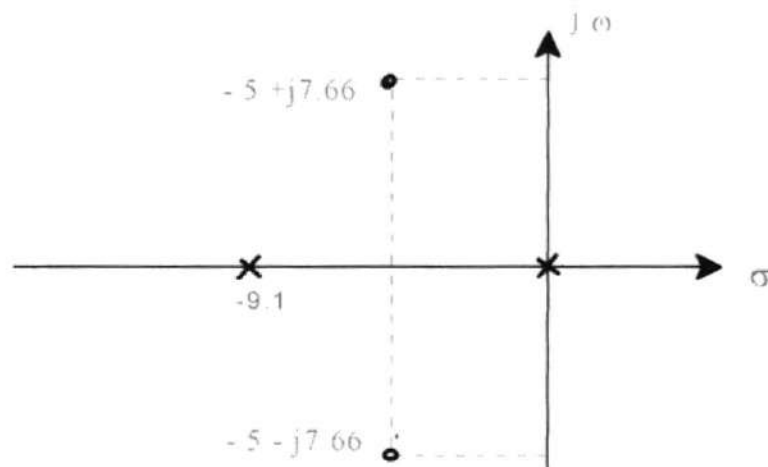


Figura A. 59 Ubicación de las raíces para $KD=1/10$

para $KD = 1$

$$\Rightarrow 1 + \frac{52.73 (s^2 + s + 10)}{s (s + 9.1)} = 0$$

\Rightarrow las raíces serán:

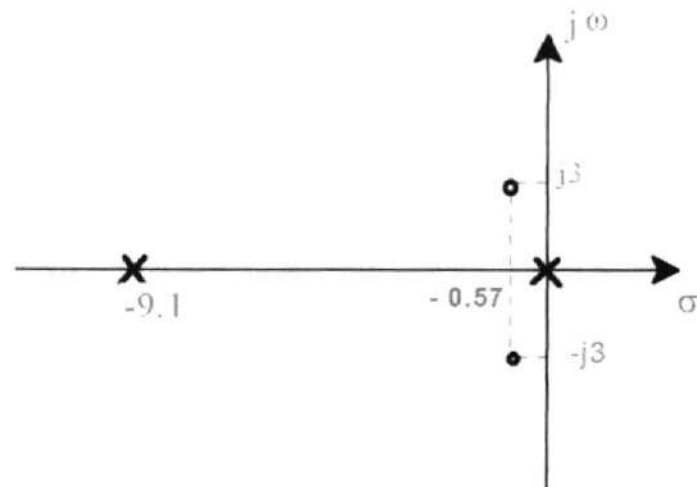


Figura A. 60 Ubicación de las raíces para $KD = 1$

para $KD = 2$

$$\Rightarrow 1 + \frac{105.5 (s^2 + 0.5s + 5)}{s (s + 9.1)} = 0$$

⇒ las raíces serán:

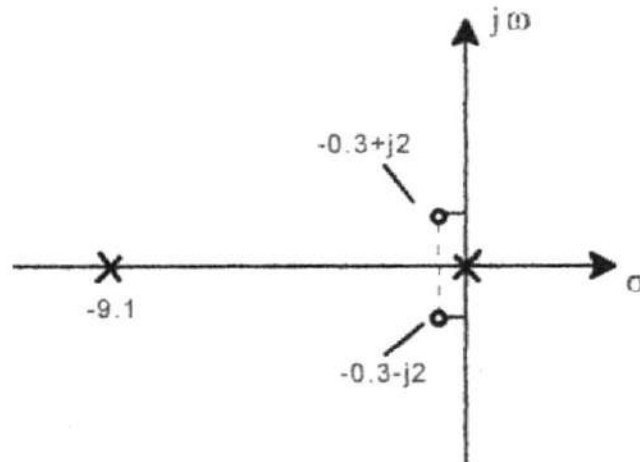


Figura A. 61 Ubicación de las raíces para $KD = 2$

Si tomamos como parámetro a KI , KP - constante = 2 y KD = constante = 1

entonces tenemos:

$$1 + \frac{52.73(1)(s^2 + s[2/1] + KI/1)}{s(s + 9.1)} = 0$$

$$1 + \frac{52.73(s^2 + 2s + KI)}{s(s + 9.1)} = 0$$

para $KI = 10$

$$1 + \frac{52.73(s^2 + 2s + 10)}{s(s + 9.1)} = 0$$

\Rightarrow las raíces serán:

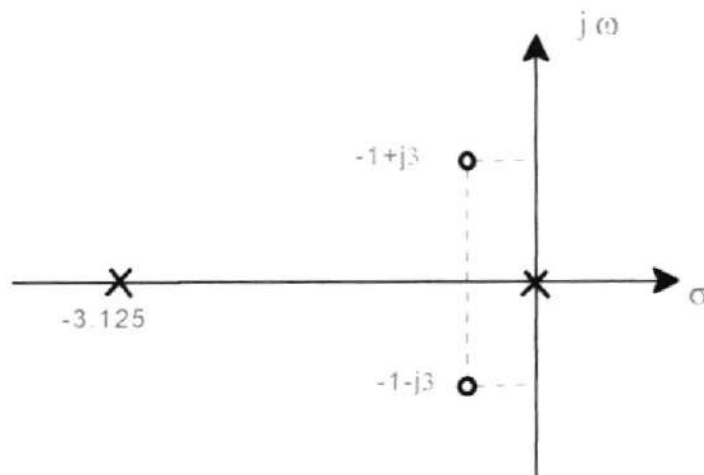


Figura A. 62 Ubicación de las raíces para $KI = 10$

para $KI = 1$

$$\Rightarrow 1 + \frac{52.73(s^2 + 2s + 1)}{1 \cdot s(s + 9.1)} = 0$$

⇒ las raíces serán:

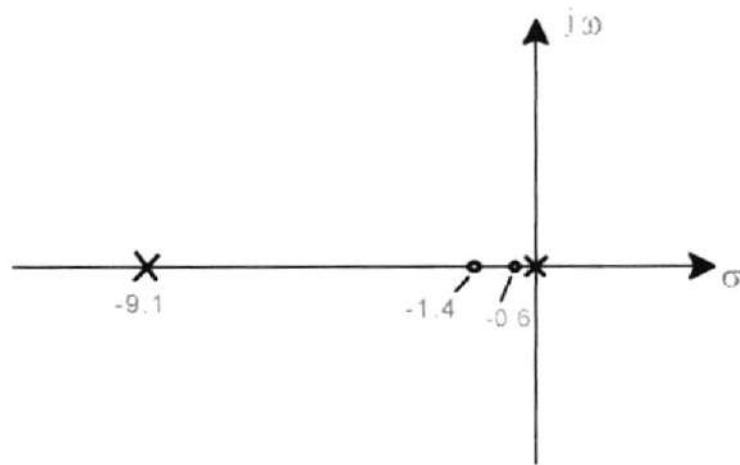


Figura A. 63 Ubicación de las raíces para $KI=1$

Si $KI = \text{constante} = 10$, $KD = \text{constante} = 1$ y KP lo tomamos como parámetro, entonces tenemos:

$$1 + \frac{52.73 (s^2 + s KP + 10)}{s (s + 9.1)} = 0$$

para $KP = 5$, tenemos

$$1 + \frac{52.73 (s^2 + 5s + 10)}{s (s + 9.1)} = 0$$

⇒ las raíces serán:

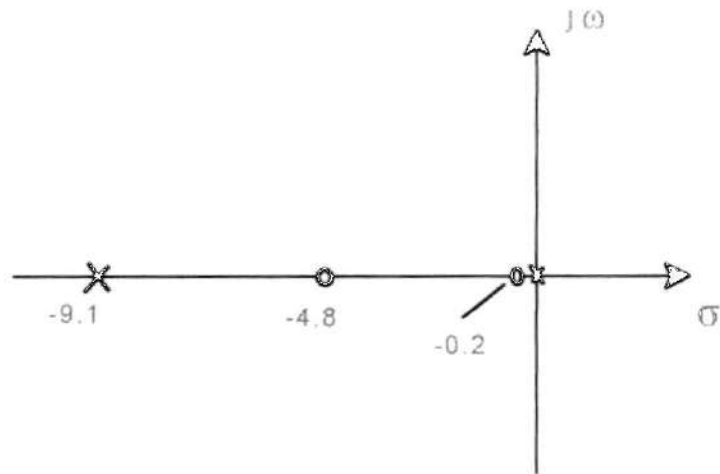


Figura A. 64 Ubicación de las raíces para $K_P = 5$

FOLLETO
DE
LABORATORIO
DE
CONTROL AUTOMATICO

LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO

SERVOMECANISMOS

PRACTICA # 1

SISTEMAS DE LAZO ABIERTO Y LAZO CERRADO

OBJETIVOS

El propósito de esta práctica es el de introducir al estudiante en el estudio de los sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado. Haciendo un análisis comparativo entre ambos.

EQUIPOS A UTILIZARSE

Banco de Pruebas

Unidad Motor-Tacogenerador

Generador (carga)

Potenciómetros

Osciloscopio y Multímetro

PROCEDIMIENTO

Parte I

OBTENCIÓN DE LA CONSTANTE DEL TACÓMETRO DC

Con el motor bajo control de armadura, haga las conexiones, como en la figura A. 65.

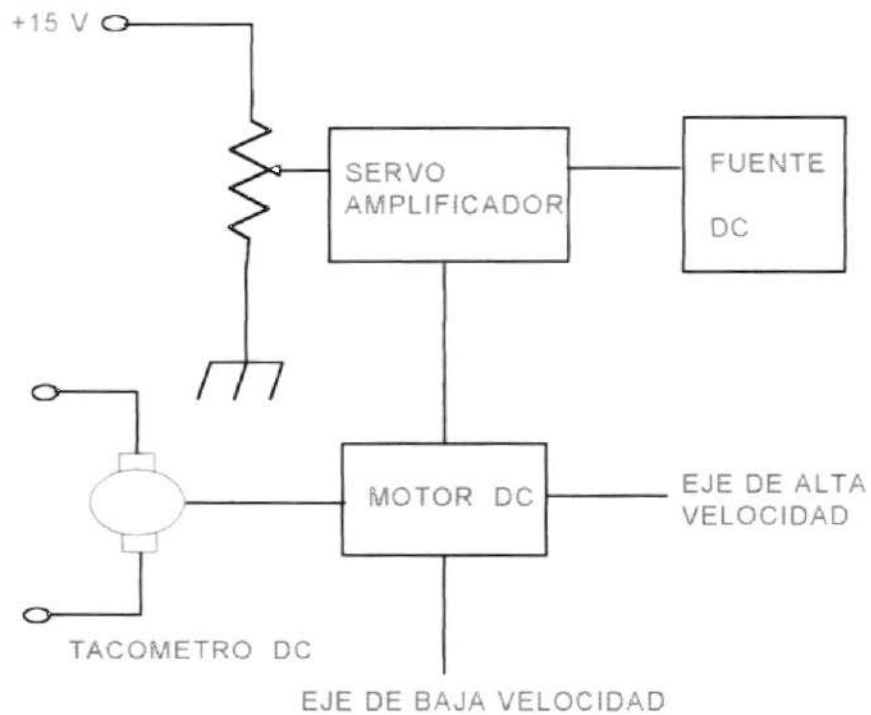


Figura A. 65 Conexión del motor para determinar K_t

Haga girar al motor a una velocidad de 2400 RPM en el eje de alta y mida en este momento el voltaje en los terminales del tacómetro de donde:

$$K_t = \frac{V_{tac}}{2400 \text{ r. p.m}} \times \frac{60 \text{ r.p.m}}{2\pi \text{ rad/seg}} \quad [V / \text{rad/seg}]$$

En general

$$\omega = \frac{V_{tac}}{K_t} \quad [\text{rad/seg}]$$

SISTEMA DE LAZO ABIERTO

PARTE II

CARACTERÍSTICA DE VELOCIDAD VS. VOLTAJE DE ENTRADA DE UN MOTOR DC CONTROLADO POR ARMADURA

- a. De acuerdo al diagrama de la figura A. 66 implemente el sistema de control de velocidad de un motor DC en lazo abierto.

- b. Fije el potenciómetro de ganancia a un valor tal que la ganancia del detector de error sea 1. Para cada valor de voltaje de referencia tabule la velocidad del motor midiendo el voltaje en terminales del tacómetro DC.

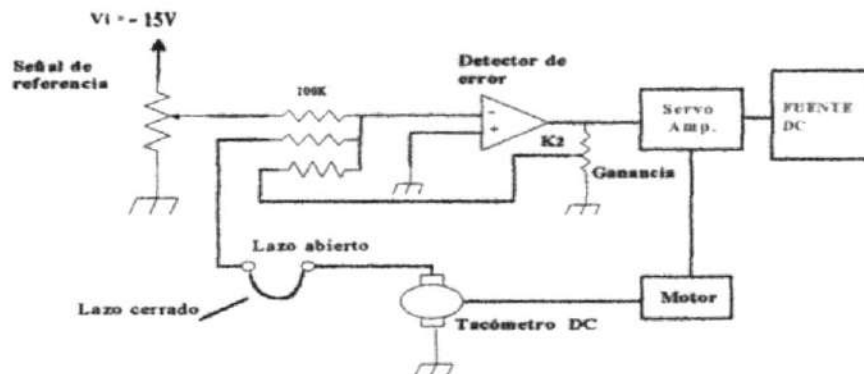


Figura A. 66 Sistema de control de velocidad en lazo abierto

- c. Luego incremente la ganancia a 10 y repita lo anterior.

SISTEMA DE LAZO CERRADO

PARTE III

CARACTERÍSTICA DE VELOCIDAD VS. VOLTAJE DE ENTRADA DE UN MOTOR DC CONTROLADO POR ARMADURA

Repita el procedimiento de la parte II pero ahora cerrando el lazo de realimentación para

obtener un sistema de lazo cerrado, tal como se muestra en el diagrama de la figura A. 67.

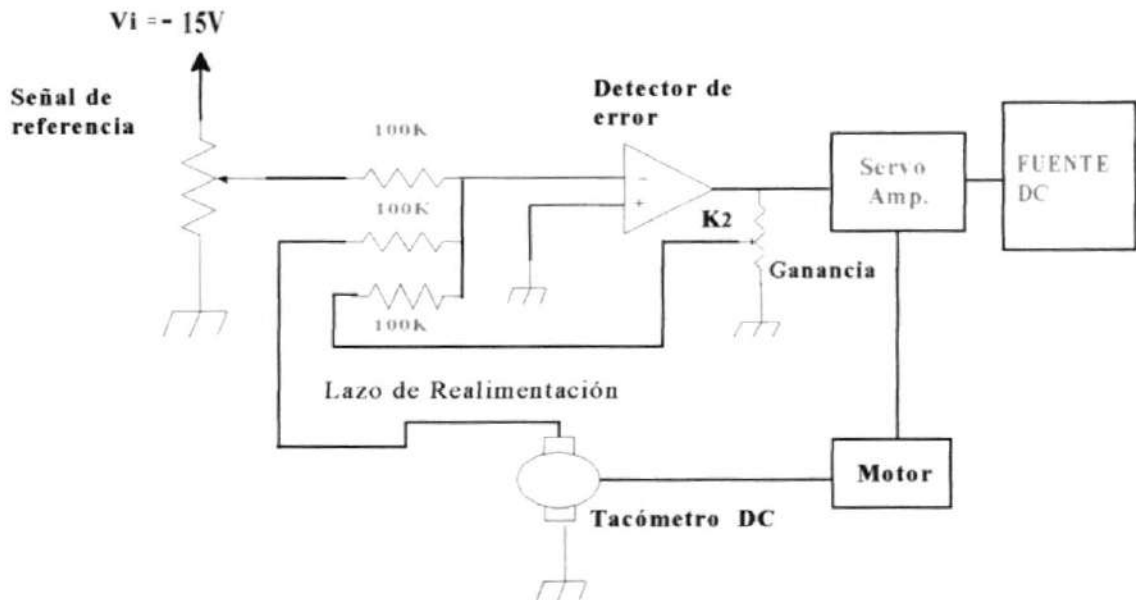


Figura A. 67 Sistema de control de velocidad en lazo cerrado

PARTE IV

CARACTERÍSTICA DE VELOCIDAD VS. TORQUE . LAZO ABIERTO

- a) Para el sistema de Lazo Abierto de la figura A. 66 obtenga la característica velocidad vs. torque con la ayuda de la carga(generator) colocada en el eje de alta velocidad.
- b) Luego incremente la ganancia a 10 y repita el procedimiento de (a).

PARTE V

CARACTERÍSTICA DE VELOCIDAD VS. TORQUE . LAZO CERRADO

Repita todo el procedimiento de la parte IV pero ahora cerrando el lazo.

REPORTE.- En el reporte deben presentarse los gráficos correspondientes a cada parte de la práctica tanto para lazo abierto como para lazo cerrado sobre una misma hoja para efectos de comparar sus resultados.

CONCLUSIONES

Ventajas y desventajas de cada sistema de control.

LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO

SERVOMECANISMOS

PRACTICA # 2

SERVOMECANISMO DE POSICION. RESPUESTA TRANSIENTE Y DE ESTADO ESTABLE.

OBJETIVO

El objetivo de esta práctica es analizar la respuesta en el tiempo de un servomecanismo de posición.

INTRODUCCION TEORICA

La respuesta en el tiempo de un sistema de control puede dividirse en dos componentes, la respuesta transiente y la respuesta de estado estable. La calidad de la respuesta transiente puede determinarse midiendo el porcentaje pico, tiempo de ascenso, tiempo de reposo y frecuencia de oscilación. La calidad de la respuesta de estado estable

se la indica con los valores de K_p (constante de error de posición), K_v (constante de error de velocidad) y K_a (constante de error de oscilación).

PROCEDIMIENTO

PARTE I

DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS

- a) Con la ayuda del circuito que se muestra en la figura A. 68, obtenga los datos de voltaje de salida V_o y voltaje de entrada V_i necesarios para determinar experimentalmente la constante de ganancia del pre-amplificador.

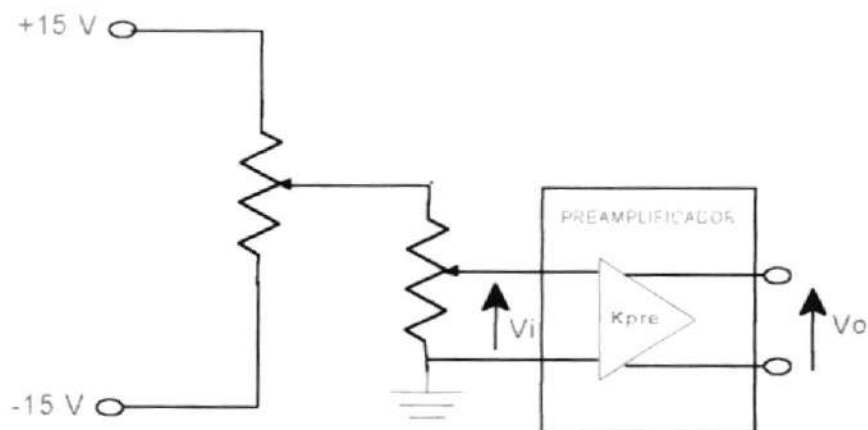


Figura A. 68 Circuito para determinar K_{pre}

- b) Realice las conexiones de la figura A.69 para, determinar la constante del motor K_m y la constante de tiempo τ_m . El motor debe ser conectado para trabajar con control de campo.

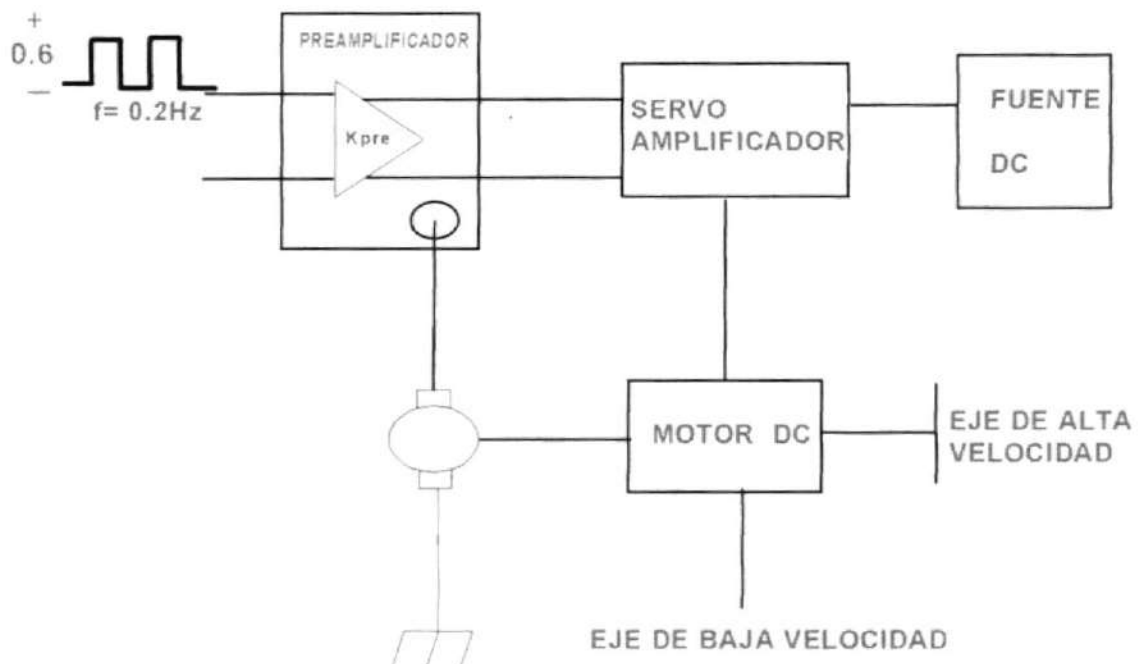


Figura A. 69 Conexión del sistema para determinar K_m y τ_m

El circuito mostrado permite hacer una aproximación del motor para que responda como un sistema de primer orden. Con la unidad compensadora (SW a la derecha en el panel),

en el pre-amplificador y el motor para control de campo, la función de transferencia del motor es de la forma:

$$\frac{d\theta/dt}{V_s} = \frac{K_{pre} K_m}{1 + j\omega\tau_m}$$

donde:

K_{pre} = constante de ganancia del pre-amplificador.

V_s = Señal de entrada.

$d\theta/dt$ = Velocidad del motor en el eje de alta.

K_m = constante del motor.

τ_m = Constante de tiempo del motor.

Se puede demostrar que la respuesta transiente del motor debido a una entrada escalón está dada por :

$$d\theta/dt = K_m V_s (1 - e^{-t/\tau_m})$$

$V_{tac} = K_t d\theta/dt$ (voltios)

$$d\theta/dt = (\text{rad/seg})$$

$$K_t = [\text{voltios/ (rad/seg)}]$$

PARTE II

En esta parte se hará el análisis de un sistema de control de posición .

PROCEDIMIENTO

El diagrama de bloques del sistema de control de posición a estudiarse se muestra en la figura A. 70.

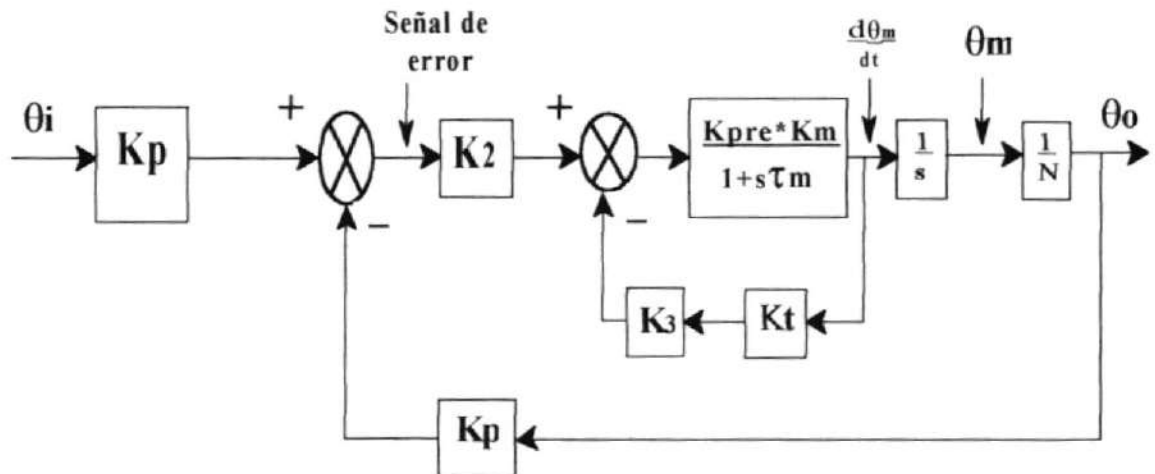


Figura A. 70 Diagrama de bloques del sistema de posición

- K_p = Constante del potenciómetro (entrada y salida) = 5.7 Volt / rad.
 K_2 = Ganancia en el trayecto directo.
 K_{pre} = Ganancia del pre-amplificador.
 K_m = Constante de velocidad del motor.
 τ_m = Constante de tiempo del motor linealizado.
 K_3 = Ganancia de control del tacómetro.

En la figura A.71 se muestra las conexiones del circuito correspondiente al diagrama de bloques arriba mostrado.

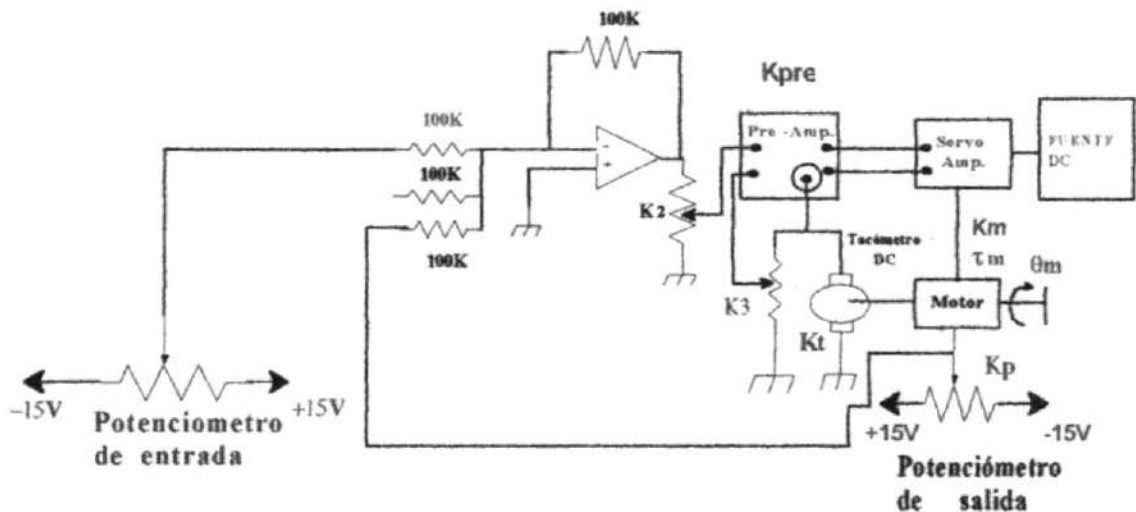


Figura A. 71 Diagrama esquemático del sistema de posición

El modelo lineal del motor requiere que se conecte al motor para control de campo.

Energice el sistema. Haga el ajuste de los componentes del sistema (detector de error y pre-amplificador) de tal manera que la posición de salida sea un fiel reflejo de la posición de entrada, en caso contrario se tendrán errores en las mediciones.

a) Medida de K_v (constante de error de velocidad)

Desconecte la señal de realimentación. Con $K_3 = 0\%$ y $K_2 = 100\%$.

Haga las mediciones de la velocidad del motor en el eje de alta (señal del tacómetro) para cada posición angular (radianes) de entrada. Con estos datos grafique $d\theta_m/dt$ vs θ_i y obtenga K_v . Recuerde que $K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) = (d\theta_m/dt) / \theta_i$ [rad/seg / rad]

$$s \rightarrow 0$$

Un método más sencillo para fijar directamente un determinado valor de K_v , es hacer girar el motor a una velocidad conocida y determinar θ_i para esa velocidad.

Ejemplo: Si $K_v = 4$ y $d\theta_m/dt = 1$ rev/seg (en el eje de baja velocidad).

$$d\theta_m/dt = 1 \text{ rev/seg (en el eje de baja velocidad)}$$

$$\theta_i = \frac{(d\theta_m/dt)}{K_v} = \frac{1 \text{ rev/seg}}{4 \text{ 1/seg}} = \frac{2\pi}{4} \frac{\text{rad/seg}}{1/\text{seg}} = 90^\circ$$

$$\theta_i = 90^\circ$$

$$\text{En general } \theta_i = \frac{d\theta_m/dt}{K_v} = \frac{1}{K_v} \cdot \frac{\text{rev/seg}}{1/\text{seg}} = \frac{2\pi}{K_v} \cdot \frac{\text{rad/seg}}{1/\text{seg}} = \frac{360}{K_v}$$

$$\theta_i = \frac{360}{K_v} \text{ (grados)}$$

Con esta posición angular de entrada, ajustamos la ganancia en el trayecto directo K2 hasta que el motor gire a 1 rev/seg en el eje de baja velocidad. Note que el verdadero valor de Kv se tiene tomando en cuenta la velocidad del motor en el eje de baja.

Con el método antes mencionado llene la siguiente tabla manteniendo K3 = 0%.

Tabla A. 11

Determinación de θ_i para variaciones de K2

Kv (1/seg)	4	6.25	10	15	20
θ_i (grados)					
K2					

LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO

SERVOMECANISMOS

PRACTICA # 3

RESPUESTA DE FRECUENCIA DE UN SERVOMECANISMO DE POSICION Y OBTENCION DE SU FUNCION DE TRANSFERENCIA.

OBJETIVO

- Determinar el comportamiento de un servomecanismo de posición con la variación de la frecuencia.
- Obtener la función de transferencia por el método de respuesta de frecuencia

PARTE I

Respuesta de frecuencia de un servomecanismo de posición.

PROCEDIMIENTO

Implemente el sistema de control de posición de acuerdo al diagrama de bloques que se muestra en la figura A.72.

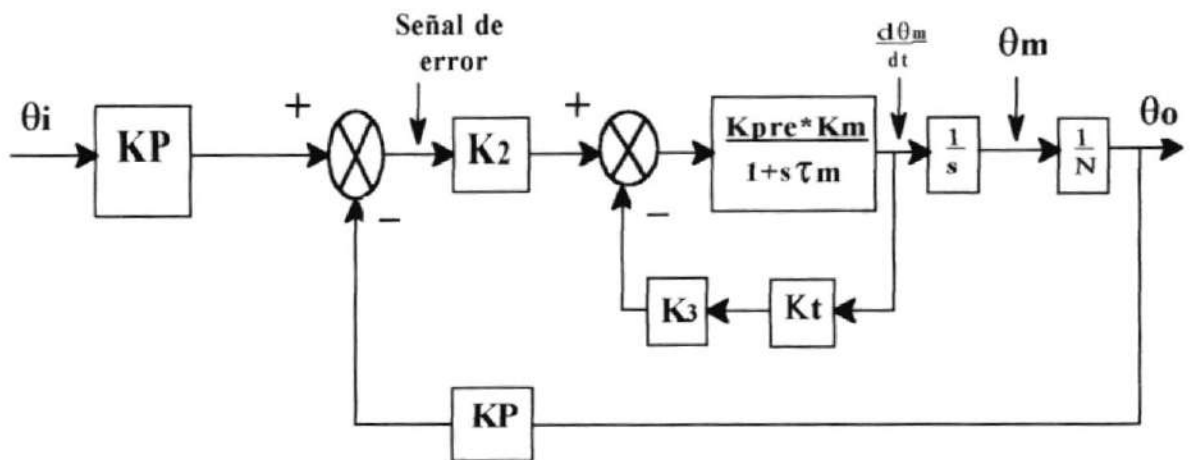


Figura A. 72 Sistema utilizado para determinar la respuesta de frecuencia

Haga los ajustes necesarios para que la posición angular de salida sea igual a la posición angular de entrada. Con $K_3 = 0\%$ y $K_v = 6.25$, aplique una sonda sinusoidal de frecuencia variable (comience con una frecuencia de 0.1 Hz) y 10 voltios de pico a pico.

Mida el desfase entre la señal de entrada y la señal de salida cuando $\omega = \omega_n$ con la ayuda de un osciloscopio. Exprese el desfase en grados.

- Mida $|D_o/D_i|$ cuando $\omega = \omega_n$, recuerde que $V_o = K_p \theta_i$.
- Mida el valor máximo pico en el dominio de la frecuencia MPW, además la frecuencia ω_r a la cual ocurre este valor máximo, la cual se la conoce como frecuencia de resonancia.
- Mida el ancho de banda del sistema ω_b . Recuerde que esta frecuencia esquina ocurre cuando el valor de la señal de salida es igual al 70% de la señal de entrada.
- Obtenga la respuesta de frecuencia del sistema de lazo cerrado, midiendo la magnitud de la señal de salida, para el intervalo de frecuencia desde 0.8Hz hasta 1.2 Hz con un Δf de 0.1Hz. Grafique en un papel semilogarítmico.

$$20 \log |\theta_o/\theta_i| \text{ (db) versus } \omega \text{ (rad/seg)}$$

PARTE II

DETERMINACION DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA POR EL METODO DE LA RESPUESTA DE FRECUENCIA.

Para obtener la función de transferencia de un sistema de lazo cerrado, determinamos primero la función de transferencia en lazo abierto haciendo uso de un diagrama de bode y luego matemáticamente se obtiene un lazo cerrado.

Para lograrlo haga las conexiones del sistema de control de posición en lazo abierto de acuerdo al diagrama que se muestra en la figura A.73.

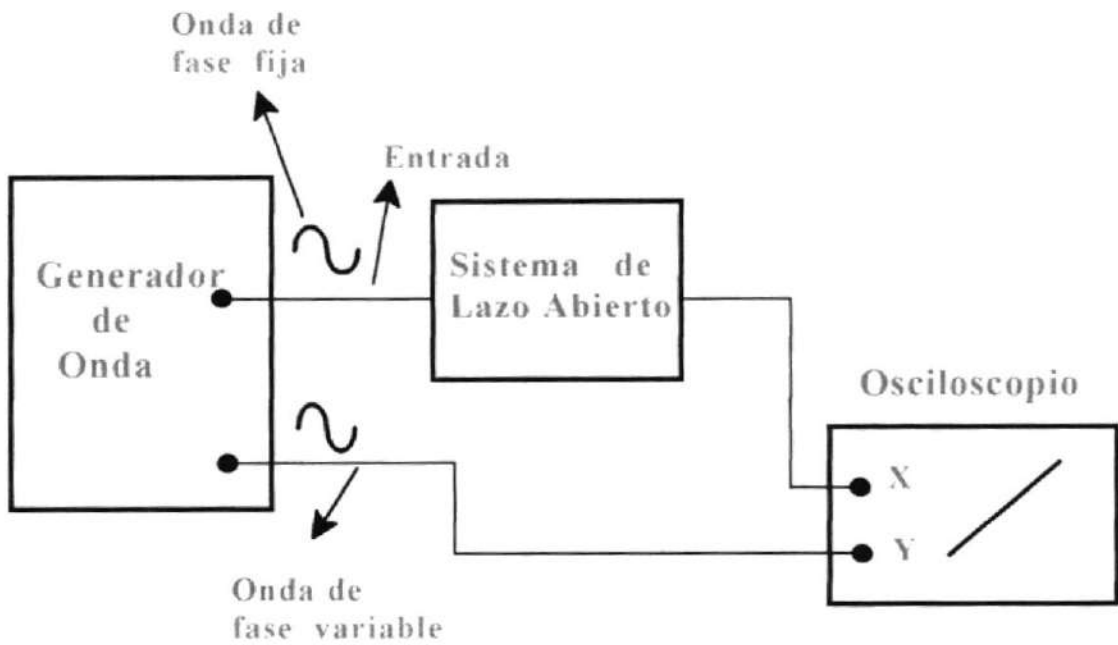


Figura A. 73 Sistema de control de posición de lazo abierto

Este método consiste en aplicar una sonda sinusoidal de fase fija al sistema y conectar la salida del sistema al canal Y del osciloscopio. Se aplica una sonda sinusoidal de fase

variable al canal X del osciloscopio cuya magnitud debe ser igual a la señal que entra al sistema. Escoja dos señales de ± 1.2 voltios de pico a pico cada una y frecuencia variable desde 0.08 Hz hasta 1.2 Hz.

Al variar la fase de la onda aplicada al canal X del osciloscopio se obtiene una recta en la pantalla cuando la fase de la señal en X es igual a la fase de la señal en Y. En este momento medimos el desfaseamiento entre la entrada y la salida del sistema en la respectiva escala del generador de señales. La amplitud está dada por la pendiente de la recta. Llene las tablas siguientes:

Tabla A. 12

$$\zeta = 0.25$$

Frecuencia	Fase	Amplitud
f (Hz)	ϕ (°)	H
0.08		
1.20		

Tabla A. 13

$$\zeta = 0.45$$

Frecuencia f (Hz)	Fase ϕ (°)	Amplitud H
0.08		
1.20		

$$|H| = |V_o/V_i|$$

REPORTE

Con los datos de las tablas de arriba, obtenga los gráficos de Bode para $\zeta = 0.25$ y $\zeta = 0.45$ respectivamente. Luego, haciendo una aproximación asintótica obtenga la función de transferencia $G(s)$. Ver figura A. 74.

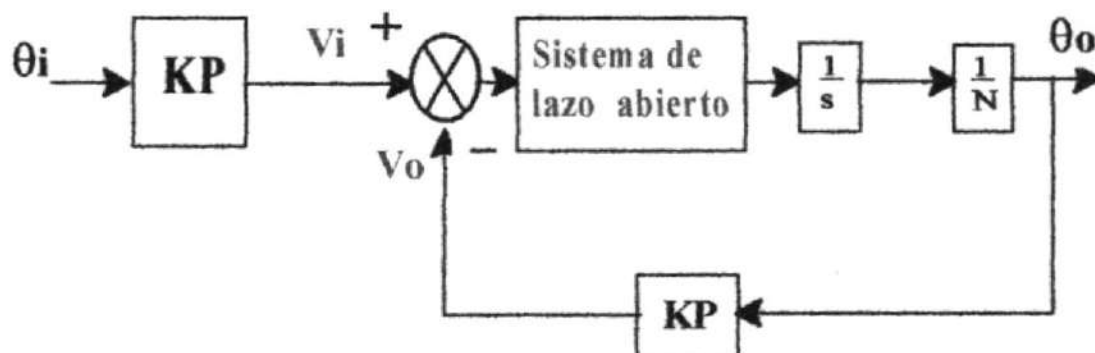


Figura A. 74 Diagrama de bloques cerrando el lazo

LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO

SERVOMECANISMOS

PRACTICA # 4

COMPORTAMIENTO DE UN SISTEMA DE VELOCIDAD BAJO LA ACCION DE UN CONTROLADOR PROPORCIONAL – INTEGRAL – DIFERENCIAL

OBJETIVOS

Implementar un controlador “PID” que gobierne el funcionamiento de un sistema de control de velocidad, con carga (generador), para una corriente de 1.1 A en el motor.

PROCEDIMIENTO

Implemente un controlador “PID” y haga las conexiones necesarias para que este actúe sobre un sistema de control de velocidad, como se muestra en la figura A.75.

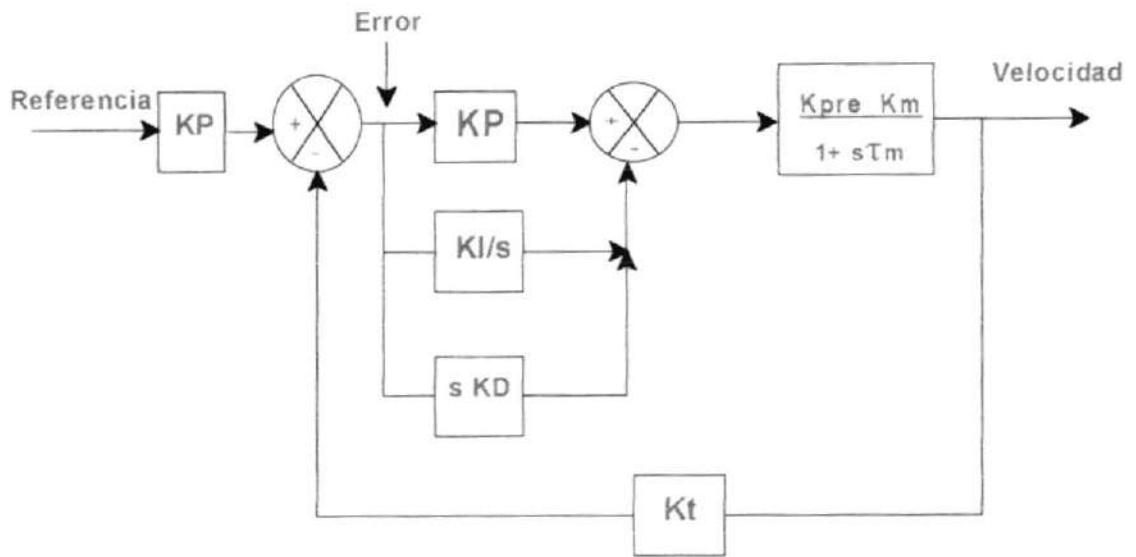


Figura A. 75 Sistema controlador PID

PARTE I

ACCION PROPORCIONAL. $K_P \neq 0$

Tome como señal de referencia una onda cuadrada de 8 voltios de amplitud pico a pico e investigue el comportamiento del sistema para diferentes valores de K_P .

Nota: Para los diferentes valores de K_P , utilice uno de los potenciómetros mostrados en el panel y muestre cómo responde el sistema (señal del tacómetro).

PARTE II

ACCION PROPORCIONAL INTEGRAL. $K_P \neq 0, K_I \neq 0$

Repita la parte I, pero ahora con variaciones de K_P y K_I . Luego aplique una señal de referencia del tipo rampa (onda triangular de ± 8 voltios) e investigue el comportamiento del sistema para diferentes valores.

Para determinar valores de K_P utilice la fórmula $K_P = P1 / 10K$ donde P1 es un potenciómetro de 50 K mostrado en el panel y para dar valores de K_I utilice la fórmula $K_I = 1/P2.C$ donde $C = 10 \mu F$ y P2 es un potenciómetro de 100K mostrado en el panel; para diferentes valores de K_P y K_I investigue el comportamiento del sistema.

NOTA: Para observar el efecto de K_P , mantenga constante K_I y varíe K_P . Así mismo, para observar el efecto de K_I .

PARTE III

ACCION PROPORCIONAL - DIFERENCIAL $K_P \neq 0, K_D \neq 0$

Aplique una onda cuadrada de ± 8 voltios de amplitud pico a pico e investigue el

comportamiento del sistema para diferentes valores de K_P y K_D y grafique.

Para determinar valores de K_D utilice la fórmula $K_D = P2.C$, $C = 10\mu F$ y $P3$ es un potenciómetro de 100K mostrado en el panel.

NOTA: Para observar el efecto de K_P , mantenga constante K_D y varíe K_P . Así mismo, para observar el efecto de K_D , mantenga constante K_P y varíe K_D .

PARTE IV

ACCION PROPORCIONAL-INTEGRAL-DIFERENCIAL. $K_P \neq 0$, $K_D \neq 0$, $K_I \neq 0$

Aplique una onda cuadrada de ± 8 voltios de amplitud pico a pico e investigue el comportamiento del sistema para diferentes valores de K_P , K_I y K_D y grafique.

NOTA: Para observar el efecto de K_P , mantenga constante K_D y K_I , varíe K_P . Así mismo, para observar el efecto de K_D , mantenga constante K_P y K_I , varíe K_D y además mantenga constante K_D y K_P , varíe K_I y grafique.

PARTE V

Repita todos los puntos anteriores pero utilizando carga (generador acoplado en el eje de alta del motor), grafique velocidad vs. torque.

REPORTE

En el reporte deben hacer un análisis del sistema de la acción Proporcional - Integral - Diferencial, utilizando el método del Lugar Geométrico de las Raíces. De esta manera se debe justificar lo observado en las partes I, II, III, IV.

LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO

PRACTICA # 5

SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL

OBJETIVOS

- Determinar el comportamiento de un sistema de control de velocidad bajo la acción de controladores digitales, utilizando carga (generador), para una corriente de 1.1A
- Determinar el comportamiento de un control digital de posición con la variación de la ganancia.

PROCEDIMIENTO

PARTE 1

CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD

I.1. ACCION PROPORCIONAL

1. Ingrese el programa de control digital ejecutándolo en la línea de comandos del

sistema operativo:

A:\> TESIS

2. Escoja la opción 1 del menú principal.
3. Seleccione la opción 1 en la pantalla de CONTROL DE VELOCIDAD.
4. Presione cualquier tecla para continuar, excepto la tecla ESC, la cual permite salir del programa.
5. Ingrese el valor de 2500 r.p.m. en la velocidad referencial.
6. Para valores de KP: 5,8,10, llene la siguiente tabla:

Tabla A.14

Determinación de Ess

VELOC. REFERN	GANANCIA KP	VELOC. ACTUAL	ERROR Ess	VOLTAJE TAC. (Vg)	TIEMPO DE SUBIDA
2500	5				
2500	8				
2500	10				

7. En papel milimetrado , dibuje las gráficas de respuesta del sistema observadas en el osciloscopio para cada valor de K_P .
8. Analice la respuesta del sistema cuando se incrementa la ganancia. Conclusiones.

I.2. ACCION PROPORCIONAL - INTEGRAL

1. Una vez ingresado al programa, escoja la opción 2 en la pantalla de CONTROL DE VELOCIDAD.
2. Dentro del programa de control Proporcional - Integral, ingrese el valor de 3000 r.p.m en la velocidad referencial.
3. Para cada K_P , varíe los valores de la ganancia integral K_I y llene la siguiente tabla:

Tabla A. 15

Determinación de características de V_g (PI)

KP	KI	Vel. Act.	V_g	T (subida)	T (pico)	T(estabilización)
	1/30					
5	1/10					
	1/2					
	1/30					
10	1/10					
	1/2					

4. Grafique la respuesta del sistema observada en el osciloscopio bajo la acción de un controlador digital proporcional - integral para cada valor de KI.
5. Haga un análisis de la respuesta del sistema en función de los parámetros medidos.

L3. ACCION PROPORCIONAL - DERIVATIVA

1. Dentro del programa de control, escoja la opción 3 en la pantalla de CONTROL DE VELOCIDAD.
2. En el programa de control Proporcional - Derivativo, ingrese el valor de 3000 r.p.m en la velocidad referencial.
3. Para cada KP , varíe la ganancia derivativa KD y llene la siguiente tabla:

Tabla A. 16

Determinación de características de Vg (PD)

KP	KD	VEL. ACTU.	Vg	T (subida)	T (pico)	T(estabilización)
	1/10					
5	1/2					
	10					
	1/10					
10	1/2					
	10					

4. Grafique la respuesta del sistema observada en el osciloscopio bajo la acción de un controlador digital proporcional – derivativo para cada valor de KD.
5. Haga un análisis de la respuesta del sistema en función de los parámetros medidos.

I.4 ACCION PROPORCIONAL – INTEGRAL – DERIVATIVA

1. Dentro del programa de control, escoja la opción 4 en la pantalla de CONTROL DE VELOCIDAD.
2. En el programa de control Proporcional – Integral – Derivativo, ingrese el valor de 2500 r.p.m en la velocidad referencial.
3. Para cada KP, varíe la ganancia integral, derivativa y llene la siguiente tabla:

Tabla A.17

Determinación de características de Vg (PID)

KP	KI	KD	VEL.ACTU.	Vg.	T(subida)	T(pico)	T(estabilización)
	1/30	1/10					
5	1/10	1					
	½	1022					
	1/30	1/10					
10	1/10	1					
	½	10					

4. Grafique la respuesta del sistema observada en el osciloscopio bajo la acción de un controlador digital proporcional - integral - derivativo para cada valor de K_I y K_D .
5. Haga un análisis de la respuesta del sistema en función de los parámetros medidos.
6. Repita todos los puntos anteriores pero utilizando carga (generador acoplado en el eje de alta del motor), grafique velocidad vs torque.

PARTE II

CONTROL DIGITAL DE POSICION

1. Ingrese al programa TESIS.
2. Pulse cualquier tecla
3. Escoja la opción 2 en el menú principal, para entrar al programa de control de posición.
4. Calibrar el osciloscopio de la siguiente manera:

volt / div: 2

seg. / div: 0.5

Utilizando el canal 1, coloque la punta del osciloscopio en el terminal positivo del tacómetro. (Colocar la tierra del osciloscopio con la tierra del banco experimental).

5. Para un cambio en la demanda de posición requerida de 45 grados varíe la ganancia del controlador para los siguientes valores de K_p : 1, 1/2, 1/10. Grafique la respuesta del motor para cada uno de los valores de ganancia. Haga lo mismo para un cambio en la demanda de posición requerida de 90 y 270 grados.

6. Conclusiones

APENDICE B

MANUAL TECNICO

B.1. INTERFACE PERIFERICA PROGRAMABLE (8255A)

El Intel 8255A es un dispositivo programable de entrada y salida diseñado para usar con los microprocesadores Intel. Tiene 24 pines de entrada y salida que pueden estar individualmente programados en dos grupos de 12 y usado en 3 modos de operación.

En el primer modo (MODO 0), cada grupo de 12 pines de entrada y salida pueden ser programados en juegos de 4 para ser entradas o salidas. En el MODO 1, el segundo modo, cada grupo puede ser programado para tener 8 líneas de entrada o salida. De el resto de los 4 pines, 3 son usados para el “handshaking” y señales de control de interrupción.

El tercer modo de operación (MODO 2) es un modo de bus direccional que usa 8 líneas para un bus bidireccional, y 5 líneas, y pidiendo prestado uno del otro grupo,

para el “handshaking”. El circuito integrado se muestra con todas las especificaciones de los pines de conexión en la figura B.1.

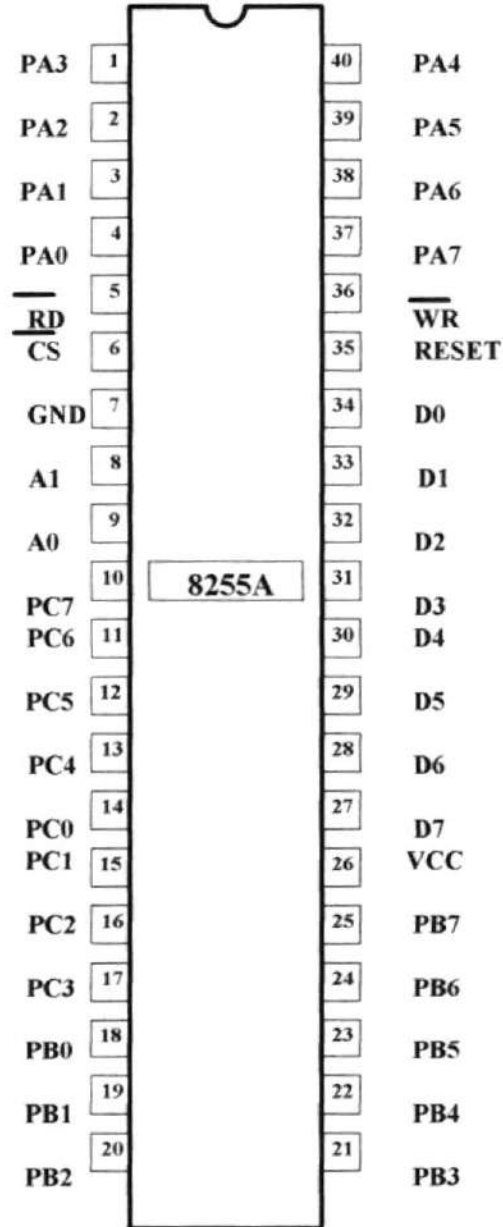


Figura B. 1 Circuito integrado 8255A

B.2. PUERTO DE ENTRADA Y SALIDA DE 8 BITS (8212)

El puerto de entrada y salida 8212 consiste de un capturador de 8 bits con buffers de salida de tres estados, con control y selección de dispositivo lógico. Este puede ser usado para implementar *latches* (dispositivos de enclavamiento), buffers o multiplexores. Sin embargo, todos los periféricos principales y funciones de entrada y salida de un sistema microcomputador pueden ser implementados con este dispositivo.

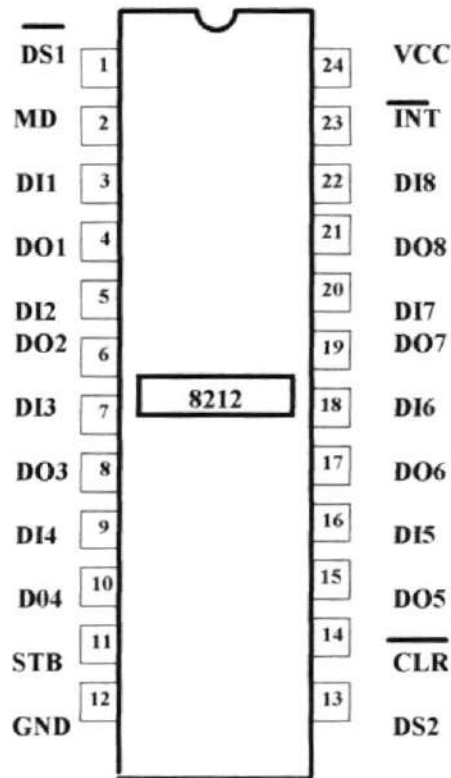


Figura B. 2 Circuito integrado 8212

La figura B. 2 muestra todas las conexiones a los pines del circuito integrado 8212. La figura B. 3 muestra en cambio el diagrama de bloques de la circuitería interna del 8212.

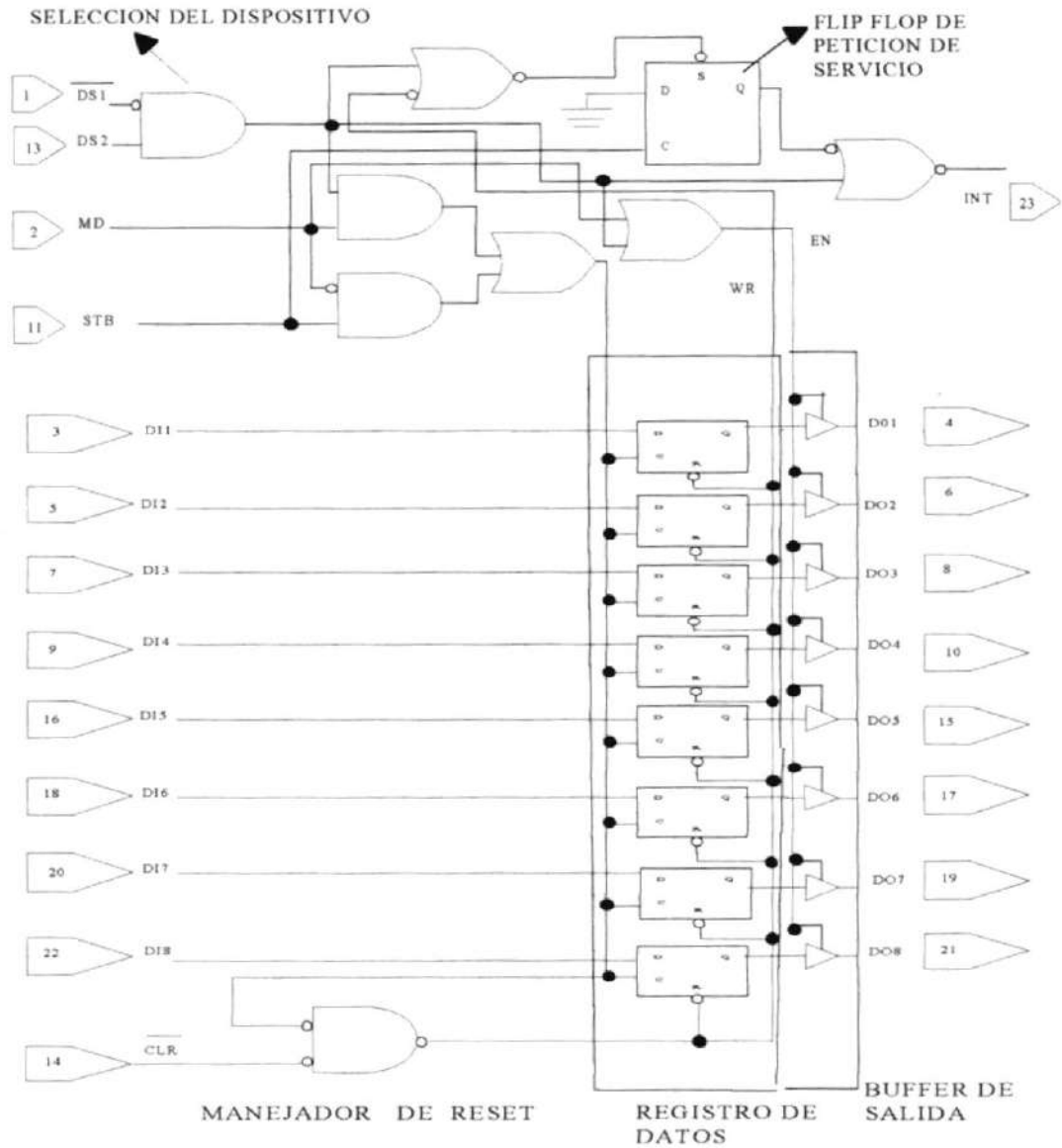


Figura B. 3 Diagrama de bloques interno del 8212

B.3. CONVERTIDOR DIGITAL - ANALOGICO (DAC0808)

El DAC0808 es un convertidor digital - analógico con un tiempo de conversión de 150 ns mientras disipa solamente 33mW con fuentes de $\pm 5V$. Este convertidor tiene como característica principal una precisión relativa de $\pm 0.19\%$ del máximo error, entradas digitales no inversoras compatibles con TTL y CMOS, rango de una fuente de poder de $\pm 4.5V$ a $\pm 18V$ y un bajo consumo de potencia. La figura B. 4 muestra los pines de conexión del circuito integrado DAC 0808.

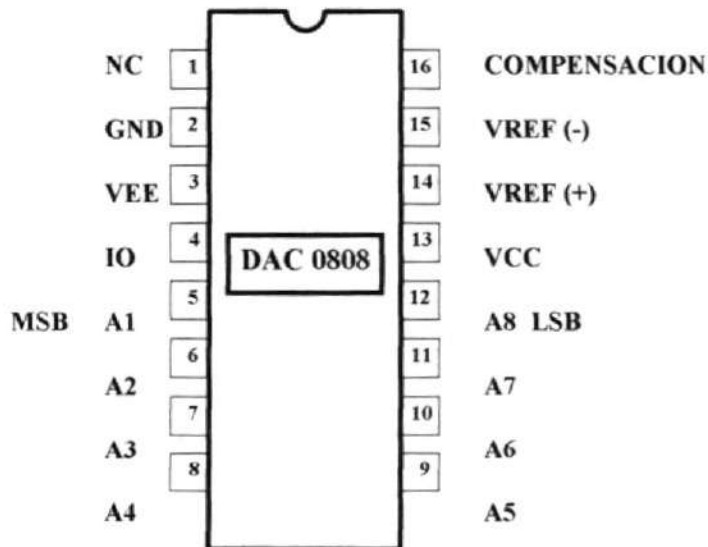


Figura B. 4 Circuito integrado DAC 0808

El diagrama interno del convertidor digital- analógico 0808 es el que se muestra en la siguiente figura:

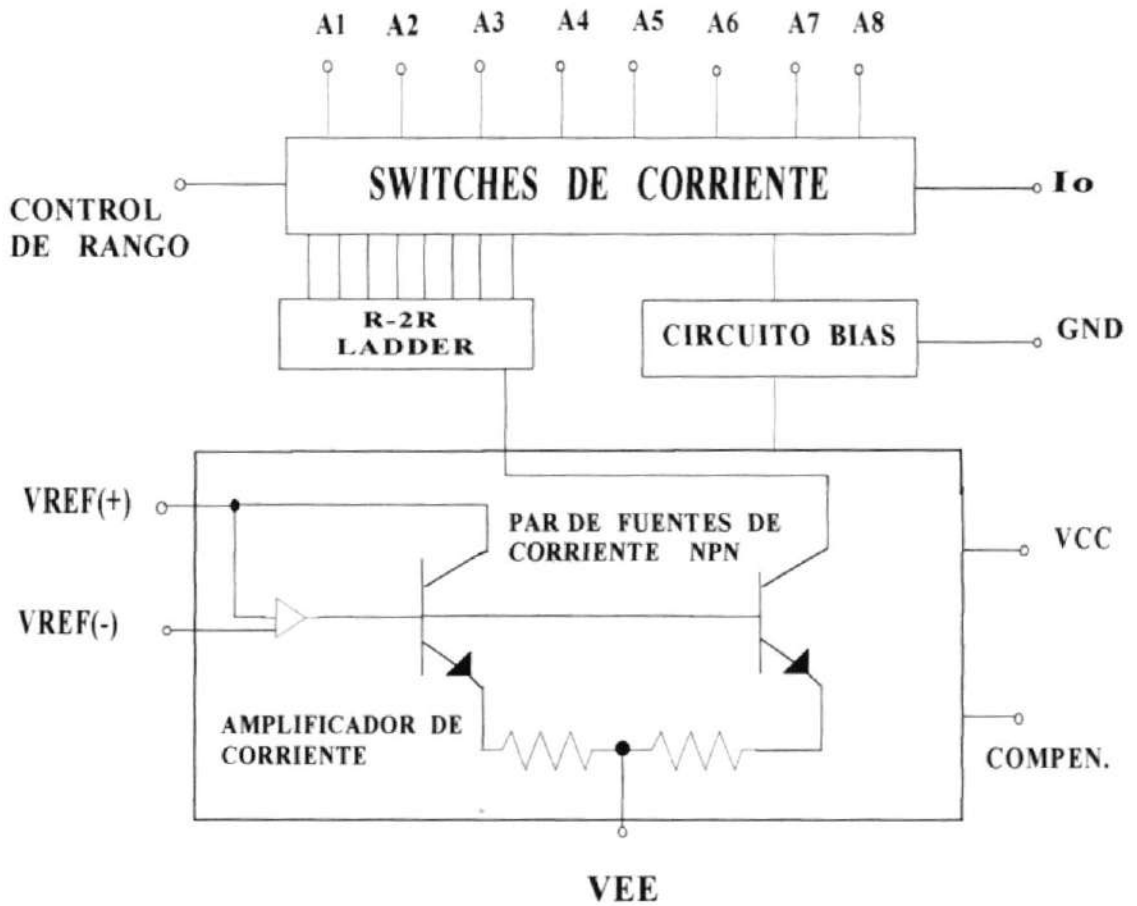


Figura B. 5 Diagrama interno del DAC 0808

B.4. CONVERTIDOR ANALOGICO - DIGITAL (ADC 0808)

El convertidor analógico - digital ADC0808 es un dispositivo de adquisición de datos . Es un convertidor CMOS monolítico con un multiplexor de 8 canales y microprocesador de control lógico compatible.

Este convertidor es de 8 bits y utiliza el método de aproximaciones sucesivas como técnica de conversión. El multiplexor de 8 canales puede acceder directamente a cualquiera de las 8 entradas analógicas.

El dispositivo elimina la necesidad de la calibración del zero externo y ajustes a plena escala.

El convertidor ofrece alta velocidad, alta precisión, mínima dependencia de temperatura y consumo mínimo de potencia. Estas características hacen de este dispositivo ideal para aplicaciones de control de procesos.

Las figuras B. 6 y B. 7 muestran los pines de conexión del circuito integrado ADC 0808 y el diagrama interno del circuito , respectivamente.

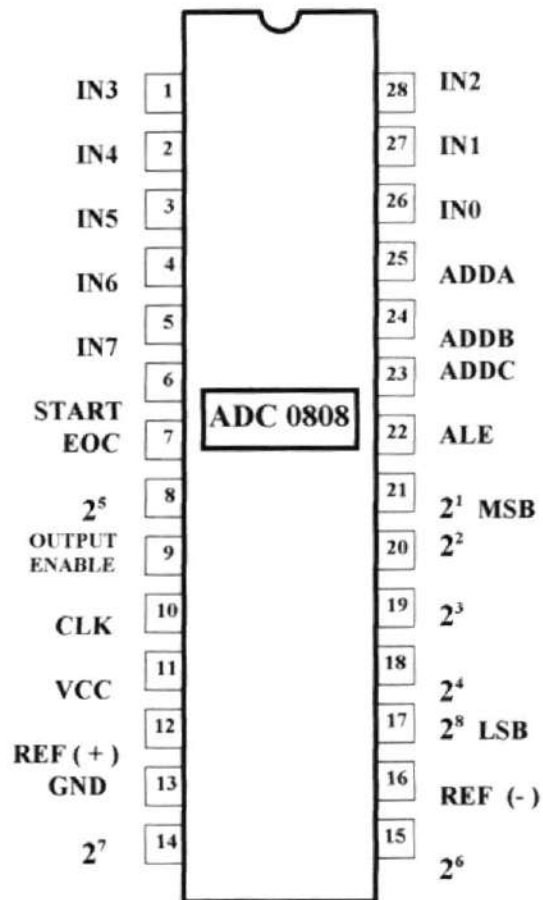


Figura B. 6 Circuito integrado ADC 0808

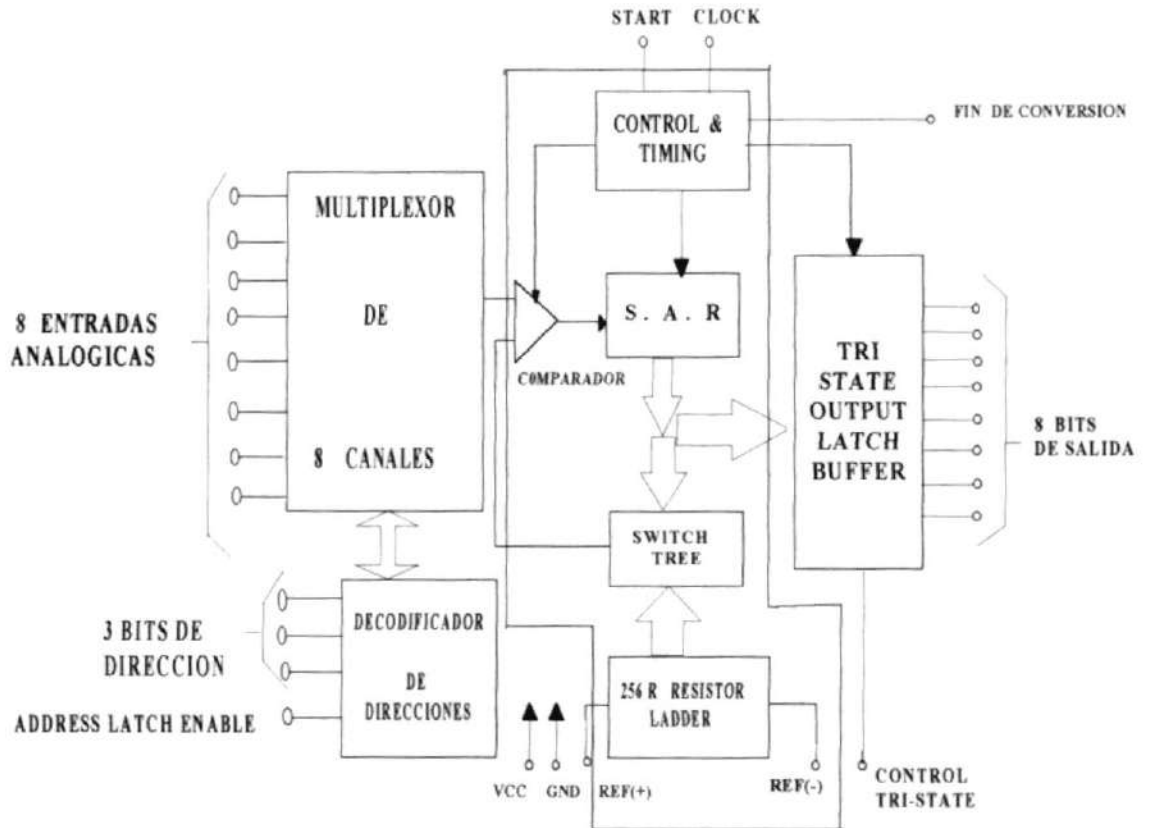


Figura B. 7 Diagrama interno del ADC 0808

APENDICE C

0

LISTADO DEL PROGRAMA

A continuación se presenta el listado del programa principal y de todas las macros y subrutinas que forman parte del software que manejará el sistema en forma digital. Este listado del programa fue diseñado en lenguaje ensamblador y grabado en un diskette.

TITLE CONTROL DE VELOCIDAD Y DE POSICION PARA UN MOTOR
DC.

```
=====
;
;                               CONSTANTES
;
=====
```

CR	EQU 13
ESCP	EQU 27
BACKSPACE	EQU 8
BLACK	EQU 0
BLUE	EQU 1
GREEN	EQU 2
CYAN	EQU 3
RED	EQU 4
MAGENTA	EQU 5
BROWN	EQU 6
GRAY	EQU 7
DARKGRAY	EQU 8
LIGHTBLUE	EQU 9

LIGHTGREEN EQU 10
LIGHTCYAN EQU 11
LIGHTRED EQU 12
LIGHTMAGENTA EQU 13
YELLOW EQU 14
WHITE EQU 15

```
-----  
;  
; MACROS  
;-----
```

IMPRIRNUM MACRO NUM , NUMDIG

MOV AX, NUM

MOV NUMIMPR, AX

MOV BX, NUMDIG

CALL PIMPRIRNUM

ENDM

PUTCH MACRO C ; IMPRIME UN CHARACTER CON ATRIBUTO

```

MOV AL, C
MOV AH, 9
MOV BH, 0                ; SETEA PÁGINA ACTIVA.
MOV BL, ATRIBUTO        ; 0FH ATRIBUTO BLANCO SOBRE NEGRO
                        ; 70H ATRIBUTO NEGRO SOBRE BLANCO
MOV CX, 1                ; INDICA VALOR DE REPETICION
INT 10H
ENDM

```

```

PUTCH1 MACRO C ; IMPRIME UN CARACTER Y UBICA CURSOR EN
POSICION      ; SIGUIENTE

```

```

PUTCH C
MOV  AH, 3
INT  10H
INC  DL
MOV  BH, 0
MOV  AH, 2
INT  10H
PUTCH 32

```

ENDM

CLRSCR MACRO ; LIMPIA LA PANTALLA

WINDOW 0, 0, 79, 24, BLACK, WHITE

GOTOXY 0, 0

CALL ENCENDERCURSOR

ENDM

WINDOW MACRO C1, F1, C2, F2, BACK, FORE ; DIBUJAR VENTANA CON
; ATRIBUTO

CHRATRIB BACK, FORE

MOV CL,C1

MOV CH,F1

MOV DL,C2

MOV DH,F2

MOV AX,0600H

MOV BH,ATRIBUTO

INT 10H

ENDM

PUTMSG MACRO C, F, MSG

MOV DL, C

MOV DH, F

LEA SI, MSG

CALL PPUTMSG

ENDM

GETCH MACRO ;ENTRADA DESDE TECLADO SIN ECO

LOCAL END1

MOV AH,7

INT 21H ; LEO EL BUFFER DE ENTRADA

MOV FUNCIONAL, 0

CMP AL, 0 ; SI AL FUE CERO ENTONCES FUE FUNCIONAL

JNZ END1

MOV AH,7

INT 21H ; LEO OTRA VEZ EL BUFFER DE ENTRADA

MOV FUNCIONAL,1

END1: MOV TECLA,AL

ENDM

GOTOXY MACRO COLUMNA, FILA ; POSICION DE CURSOR EN
PANTALLA

MOV CX, FILA

MOV DX, COLUMNA

MOV AH, 02H

MOV BH, 00H ; PAGINA ACTIVA

MOV DH, CL ; FILA DEBE ESTAR EN REGISTRO "DH"

INT 10H ; COLUMNA DEBE ESTAR EN "DL"

ENDM

MARCO MACRO X1, Y1, X2, Y2, T1, T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8

LOCAL HORIZ, VERTI, LIMIT1, LIMIT2

MOV AX, X1 ; LINEAS HORIZONTALES

MOV SI, AX

HORIZ: NOP

GOTOXY SI, Y1

PUTCH T5

GOTOXY SI, Y2

PUTCH T6

```
MOV    AX,X2
INC    SI
CMP    SI, AX
JLE    HORIZ
MOV    AX, Y1 ; LINEAS VERTICALES
MOV    SI, AX
VERTI: NOP
GOTOXY X1, SI
PUTCH  T7
GOTOXY X2, SI
PUTCH  T8
MOV    AX, Y2
INC    SI
CMP    SI, AX
JLE    VERTI
GOTOXY X1, Y1 ; ESQUINAS DEL MARCO
PUTCH  T1
GOTOXY X1, Y2
PUTCH  T4
GOTOXY X2, Y1
```



```
    PUTCH    T2
    GOTOXY   X2, Y2
    PUTCH    T3
    MOV      AX, X1
    CMP      AX, X2
    JNE      LIMIT1
    GOTOXY   X1, Y1
    PUTCH    T7
    GOTOXY   X1, Y2
    PUTCH    T7
    JMP      LIMIT2
LIMIT1:    NOP
    MOV      AX, Y1
    CMP      AX, Y2
    JNE      LIMIT2
    GOTOXY   X1, Y1
    PUTCH    T5
    GOTOXY   X2, Y1
    PUTCH    T5
LIMIT2:    NOP
```

ENDM

MARCO1 MACRO A, B, C, D

MARCO A, B, C, D, 'Ú', 'ú', 'Û', 'À', 'Ä', 'Ä', '³', '³'

ENDM

MARCO2 MACRO A, B, C, D

MARCO A, B, C, D, 'É', '»', '¼', 'È', 'Ï', 'Ï', '¹', '¹'

ENDM

MARCO3 MACRO A, B, C, D

MARCO A, B, C, D, 219, 219, 219, 219, 223, 220, 219, 219

ENDM

INGRESARNUM MACRO NUM, NUMDIG

MOV AX, NUMDIG

MOV CONT, AX

CALL ENCENDERCURSOR

CALL PINGRESARNUM

CALL APAGARCURSOR

MOV AX, NUMIMPR

```
MOV NUM, AX
```

```
ENDM
```

```
INGRESARNUM2 MACRO NUM, NUMDIG
```

```
MOV AX, NUMDIG
```

```
MOV CONT, AX
```

```
CALL ENCENDERCURSOR
```

```
CALL PINGRESARNUM2
```

```
CALL APAGARCURSOR
```

```
MOV AX, NUMIMPR
```

```
MOV NUM, AX
```

```
ENDM
```

```
INGRESARFRAC MACRO NUM1, NUM2
```

```
CALL ENCENDERCURSOR
```

```
MOV COORDX, 38
```

```
MOV COORDY, 19
```

```
CALL PINGRESARFRAC
```

```
CALL APAGARCURSOR
```

```
MOV AX, NUMIMPR
```

```
MOV  NUM1, AX
MOV  AX, NUMIMPR2
MOV  NUM2, AX
```

```
ENDM
```

```
INGRESARFRAC1 MACRO NUM1 , NUM2
```

```
CALL  ENCENDERCURSOR
MOV  COORDX, 60
MOV  COORDY, 14
CALL  PINGRESARFRAC
CALL  APAGARCURSOR
MOV  AX, NUMIMPR
MOV  NUM1, AX
MOV  AX, NUMIMPR2
MOV  NUM2, AX
```

```
ENDM
```

```
CHRATRIB MACRO BACK, FORE
```

```
MOV  AX, BACK
AND  AX, 7
```

```
MOV    CL, 4
SHL    AX, CL
MOV    BX, FORE
AND    BX, 0FH
ADD    AX, BX
MOV    ATRIBUTO, AL
```

```
ENDM
```

```
LEEPOSICION MACRO
```

```
MOV    DX, PORTC
IN     AL, DX
AND    AL, 31
MOV    AH, 0
ADD    AX, AX
MOV    SI, AX
MOV    AX, TABLA[SI]
MOV    CX, 45
MUL   CX
MOV    CX, 4
DIV   CX
```

```
        MOV    POSACTUAL, AX
ENDM

STACKSG SEGMENT PARA STACK 'STACK'
        DW 32 DUP(?)
STACKSG ENDS

DATASG SEGMENT PARA 'DATA'

KP1NUM    DW    1
KP1DEN    DW    10
COORDX    DW    0
COORDY    DW    0
FACTCONV  EQU   30
PORTA     EQU   500H
PORTB     EQU   501H
PORTC     EQU   502H
REGISTRO  EQU   503H
P8212     EQU   540H
```

FLAGINTEG	DW	0
FLAGDERIV	DW	0
REFERENCIA	DW	0
VELACTUAL	DW	0
ERROR	DW	0
ERRORANT	DW	0
INTEGRAL	DW	0
KPNUM	DW	5
KPDEN	DW	1
KINUM	DW	1
KIDEN	DW	10
KDNUM	DW	1
KDDEN	DW	6
DAC	DW	0
MUESTRA	DW	0
POSACTUAL	DW	0
TOTPROM	DW	0
PROMED	DW	32 DUP(0)
TABLA	DW	0,31,29,30,25,26,28,27
	DW	17,18,20,19,24,23,21,22

	DW	1,2,4,3,8,7,5,6
	DW	16,15,13,14,9,10,12,11
CONT	DW	0
DIGITO	DW	0
TIMER	DW	0
CIFRA	DW	0
NUMIMPR	DW	0
NUMIMPR2	DW	0
CEROSIZQ	DW	0
BITSIGNO	DW	0
REG1	DW	0
REG2	DW	0
REG3	DW	0
REG4	DW	0
REG5	DW	0
REG6	DW	0
REG7	DW	0
REG8	DW	0
ATRIBUTO	DB	0
FUNCIONAL	DB	0

TECLA	DB	0	
A0	DB'	ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL	\$'
A1	DB'	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	\$'
A2	DB'	CONTROL DE VELOCIDAD Y POSICION PARA UN MOTOR DC	\$'
A3	DB'	A TRAVES DE UN COMPUTADOR 8086 O SUPERIOR	\$'
A4	DB'	TESIS DE GRADO	\$'
A5	DB'	ESPECIALIZACION: ELECTRONICA	\$'
A6	DB'	PRESENTADO POR:	\$'
A7	DB'	ALFREDO XAVIER REINA LOGROÑO	\$'
A8	DB'	JESUS VICENTE PARRA ZAMORA	\$'
A9	DB'	LAURO NORBERTO VARGAS LOPEZ	\$'
A10	DB'	GUAYAQUIL - ECUADOR	\$'
A11	DB'	1998	\$'
A12	DB'	PULSAR CUALQUIER TECLA	\$'
A13	DB'	\$'	
B0	DB'	SELECCIONE UNA DE LAS SIGUIENTES OPCIONES:	\$'
B1	DB'	-1- CONTROL DE VELOCIDAD	\$'
B2	DB'	-2- CONTROL DE POSICION	\$'

- C0 DB' SELECCIONE UNA DE LAS SIGUIENTES MODALIDADES: \$'
- C1 DB'-1- CONTROLADOR PROPORCIONAL (P) \$'
- C2 DB'-2- CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI) \$'
- C3 DB'-3- CONTROLADOR PROPORCIONAL DERIVATIVO (PD) \$'
- C4 DB'-4- CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL
DIFERENCIAL(PID)\$'
- D0 DB' CONTROL DE VELOCIDAD \$'
- D1 DB' VELOCIDAD REFERENCIAL (0-6000 REV/MIN): \$'
- D2 DB' VELOCIDAD ACTUAL (REV/MIN): \$'
- D3 DB' PULSAR CUALQUIER TECLA \$'
- D4 DB' \$'
- D5 DB' -R- CAMBIAR LA REFERENCIA \$'
- D6 DB' -P- CAMBIAR CONSTANTE KP \$'
- D7 DB' -I- CAMBIAR CONSTANTE KI \$'
- D8 DB' -D- CAMBIAR CONSTANTE KD \$'
- D9 DB' -M- REGRESAR AL MENU PRINCIPAL \$'
- D10 DB' -ESC- SALIR AL SISTEMA OPERATIVO \$'
- E0 DB' CONTROL DE POSICION \$'
- E1 DB' POSICION ACTUAL (GRADOS): \$'

E2 DB' POSICION REQUERIDA (0-359 GRADOS):\$'
E5 DB' VALOR DE KP: \$'
E3 DB' -1- INGRESAR POSICION REQUERIDA \$'
E4 DB' -2- REGRESAR AL MENU PRINCIPAL \$'
E6 DB' -3- INGRESAR EL NUEVO VALOR DE KP \$'

F1 DB' INGRESAR EL NUEVO VALOR PARA KP EN \$'
F2 DB' INGRESAR EL NUEVO VALOR PARA KI EN \$'
F3 DB' INGRESAR EL NUEVO VALOR PARA KD EN \$'
F4 DB' FORMA FRACCIONARIA. EJEMPLO: 1/2 \$'

G1 DB' KP: \$'
G2 DB' KI: \$'
G3 DB' KD: \$'
G6 DB' CONTROLADOR P.\$'

DATASG ENDS

```
=====
;
=====
;
```

CODESG SEGMENT PARA 'CODE'

PRINCIPAL PROC FAR

ASSUME CS : CODESG, DS : DATASG, SS : STACKSG

PUSH DS

SUB AX, AX

PUSH AX

MOV AX, DATASG

MOV DS, AX

```
=====
;
=====
;
```

; CARGAR REGISTRO DE CONTROL DEL 8255A

MOV DX, REGISTRO

MOV AL, 8BH

OUT DX, AL

;ENVIAR UN 128 DIGITAL AL DAC808 PARA QUE LA VELOCIDAD

;INICIAL DEL MOTOR SEA CERO

```
MOV  DX, PORTA
```

```
MOV  AL, 128
```

```
OUT  DX, AL
```

;PONER BIT SOC DEL CONVERTIDOR ADC808 EN BAJO

```
MOV  DX, P8212
```

```
MOV  AL, 2
```

```
OUT  DX, AL
```

```
CALL APAGARCURSOR
```

```
WINDOW  0, 0, 79, 24, BLACK, BLACK
```

```
WINDOW  10, 3, 70, 22, BLUE, WHITE
```

```
MARCO3   10, 3, 70, 22
```

```
PUTMSG   15, 5, A0
```

```
PUTMSG   15, 6, A1
```

```
PUTMSG   15, 8, A2
```

```
PUTMSG   15, 9, A3
```

```
PUTMSG   15, 11, A4
```

```
PUTMSG   15, 12, A5
```

```
PUTMSG      15, 14, A6
PUTMSG      15, 15, A7
PUTMSG      15, 16, A8
PUTMSG      15, 17, A9
PUTMSG      15, 19, A10
PUTMSG      15, 20, A11
PUTMSG      15, 21, A12
```

```
GETCH
```

```
CMP    AL, ESCP
```

```
JNE    MAIN1
```

```
CLRSCR
```

```
MOV    AH, 4CH
```

```
INT    21H
```

```
MAIN1:
```

```
WINDOW    0, 0, 79, 24, BLACK, BLACK
```

```
WINDOW 10, 3, 70, 22, RED, CYAN
```

```
MARCO3 10, 3, 70, 22 ; HACER LOS MARCOS
```

```
CHRATRIB RED, YELLOW ; CAMBIAR LOS ATRIBUTOS DE COLOR
```

```
PUTMSG      15, 10, B0
```

```
PUTMSG      15, 13, B1
```

PUTMSG 15, 16, B2

MAIN10:

GETCH

CMP AL, ESCP ; SALIR AL SISTEMA OPERATIVO

JNE MAIN7

CLRSCR

MOV AH, 4CH

INT 21H

MAIN7:

CMP AL, 31H

JNE MAIN8

CALL CONTROLVEL

JMP MAIN1

MAIN8:

CMP AL, 32H

JNE MAIN9

CALL CONTROLPOS

JMP MAIN1

MAIN9:

JMP MAIN10

PRINCIPAL ENDP

CONTROLVEL PROC NEAR

WINDOW 0, 0, 79, 24, BLACK, BLACK

WINDOW 10, 3, 70, 22, RED, CYAN

MARCO3 10, 3, 70, 22

CHRATRIB RED, WHITE

PUTMSG 13, 6, D0

PUTMSG 13, 10, C0

PUTMSG 13, 13, C1

PUTMSG 13, 15, C2

PUTMSG 13, 17, C3

PUTMSG 13, 19, C4

VELO1:

GETCH

CMP AL, ESCP

JNE VELO7

CLRSCR

MOV AH, 4CH

INT 21H

VELO7:

```
CMP    AL, 31H ; ESCOGER CONTROL PROPORCIONAL
JNE    VELO8
MOV    FLAGINTEG, 0
MOV    FLAGDERIV, 0
JMP    VELO12
```

VELO8:

```
CMP    AL, 32H ; ESCOGER CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL
JNE    VELO9
MOV    FLAGINTEG, 1
MOV    FLAGDERIV, 0
JMP    VELO12
```

VELO9:

```
CMP    AL, 33H ; ESCOGER CONTROL PROPORCIONAL - DERIVATIVO
JNE    VELO10
MOV    FLAGINTEG, 0
MOV    FLAGDERIV, 1
JMP    VELO12
```

VELO10:

```
CMP    AL, 34H ; ESCOGER CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL-  
JNE    VELO11 ; DERIVATIVO (PID)  
MOV    FLAGINTEG, 1  
MOV    FLAGDERIV, 1  
JMP    VELO12
```

VELO11:

```
JMP    VELO1
```

VELO12:

```
WINDOW 0, 0, 79, 24, BLACK, BLACK
```

```
WINDOW 10, 2, 70, 9, BLUE, WHITE
```

```
MARCO2 10, 2, 70, 9
```

```
CHRATRIB BLUE, WHITE
```

```
PUTMSG 15, 3, D0
```

```
PUTMSG 15, 6, D3
```

```
GETCH
```

```
CMP    AL, _ESCP
```

```
JNE    VELO13
```

```
CLRSCR
```

```
MOV    AH, 4CH
```

```
INT    21H
```

VELO13:

PUTMSG 15, 6 , D1
 PUTMSG 15, 8 , D2
 WINDOW 15, 12, 65, 24, BLUE, WHITE
 MARCO1 15, 12, 65, 24
 CHRATRIB BLUE, WHITE
 PUTMSG 20, 14, D5
 PUTMSG 20, 16, D6
 PUTMSG 20, 20, D9
 PUTMSG 20, 22, D10
 WINDOW 2, 14, 14, 21, BLUE, WHITE
 MARCO1 2, 14, 14, 21
 PUTMSG 3, 15, G1
 GOTOXY 7, 15
 IMPRIMIRNUM KPNUM, 5 ; IMPRIMIR EN PANTALLA EL KP
 PUTC1 ' ' ; EN FORMA FRACCIONARIA
 IMPRIMIRNUM KPDEN, 5
 CMP FLAGINTEG,0
 JE VELO14
 PUTMSG 20, 17, D7

PUTMSG 3, 16, G2

GOTOXY 7, 16

IMPRIMIRNUM KINUM, 5 ; IMPRIMIR EN PANTALLA EL KI

PUTCH1 ' ' ; EN FORMA FRACCIONARIA

IMPRIMIRNUM KIDEN, 5

VELO14:

CMP FLAGDERIV, 0

JE VELO15

PUTMSG 20, 18, D8

PUTMSG 3, 17, G3

GOTOXY 7, 17

IMPRIMIRNUM KDNUM, 5 ; IMPRIMIR EN PANTALLA EL KD

PUTCH1 ' ' ; EN FORMA FRACCIONARIA

IMPRIMIRNUM KDDEN, 5

VELO15:

CMP FLAGINTEG, 0

JE VELO44

VELO44:

```
PUTMSG      25, 4, G6
```

```
CMP  FLAGINTEG, 0
```

```
JE          VELO27
```

```
PUTCH1     'T'
```

```
PUTCH1     '.'
```

VELO27:

```
CMP  FLAGDERIV, 0
```

```
JE          VELO28
```

```
PUTCH1     'D'
```

```
PUTCH1     ''
```

VELO28:

; INPRIMIR LA VELOCIDAD REFERENCIAL INICIAL DEL MOTOR (CERO)

```
GOTOXY     60, 5
```

```
PUTCH     '0'
```

```
MOV  DX, P8212
```

```
MOV  AL, 0
```

```
OUT  DX, AL
```

; ALGORITMO P.I.D.

```
MOV REFERENCIA, 0
MOV ERRORANT, 0
MOV ERROR, 0
MOV REG3, 0
MOV TOTPROM, 0
MOV SI, 0
```

VELO42:

```
MOV PROMED[SI], 0
ADD SI, 2
CMP SI, 64
JB VELO42
```

VELO2:

```
CALL MUESTREO
PUTMSG 60,6,A13
GOTOXY 60,6
MOV AX, VELACTUAL
MOV CX, FACTCONV
MUL CX
IMPRIMIRNUM AX, 5
MOV BX, REFERENCIA
```

```
SUB  BX, VELACTUAL
MOV  ERROR, BX
MOV  DAC, 0
CMP  FLAGINTEG, 0
JE   VELO25
```

```
ADD  INTEGRAL, BX
CMP  INTEGRAL, 0
JGE  VELO3
MOV  INTEGRAL, 0
JMP  VELO4
```

VELO3:

```
MOV  AX, 235    ; MAXIMA CONTRIBUCION INTEGRAL;
MOV  CX, KIDEN
MUL  CX
MOV  CX, KINUM
DIV  CX

CMP  INTEGRAL, AX
JB   VELO4
```

```
MOV INTEGRAL, AX
```

```
VELO4:
```

```
MOV AX, INTEGRAL ; OBTENER CONTRIBUCION INTEGRAL:
```

```
MOV CX, KINUM ; INTEGRAL * ( KINUM / KIDEN )
```

```
MUL CX
```

```
MOV REG6, AX
```

```
MOV AX, DX
```

```
MOV DX, 0
```

```
MOV CX, KIDEN
```

```
DIV CX
```

```
MOV REG7, AX
```

```
MOV AX, REG6
```

```
DIV CX
```

```
CMP REG7, 0
```

```
JE VELO41
```

```
MOV DAC, 30000
```

```
JMP VELO25
```

```
VELO41:
```

```
MOV DAC, AX
```

```
VELO25:
```


MOV AX, ERROR ; OBTENER CONTRIBUCION PROPORCIONAL:

MOV CX, KPNUM ; ERROR . (KPNUM / KPDEN)

IMUL CX

MOV CX, KPDEN

IDIV CX

ADD DAC, AX

CMP FLAGDERIV, 0

JE VELO26

MOV AX, ERROR ; OBTENER CONTRIBUCION DERIVATIVA:

SUB AX, ERRORANT ; (ERROR - ERRORANT) . (KDNUM / KDDEN)

MOV CX, KDNUM

IMUL CX

MOV CX, KDDEN

IDIV CX

ADD DAC, AX

MOV AX, ERROR

MOV ERRORANT, AX

VELO26:

```

ADD DAC, 20
CMP DAC, 0
JGE VELO5
MOV DAC, 0
JMP VELO6

```

VELO5:

```

CMP DAC, 255
JB VELO6
MOV DAC, 255

```

VELO6:

```

MOV DX, PORTA
MOV AX, DAC ; DAC =  CONTRIBUTION PROPORCIONAL +
              ; CONTRIBUTION INTEGRAL + CONTRIBUTION
              ; DERIVATIVA
SHR AX, 1 ; CONVERTIR EL VALOR DAC QUE SE ENCUENTRA
           ; ENTRE 0 Y 255 EN UN VALOR ENTRE 128 Y 255
ADD AX, 128 ; REQUERIDO POR LA CONFIGURACION BIPOLAR
            ; DEL DAC0808 QUE GENERA UN VOLTAJE POSITIVO
            ; A LA SALIDA CUANDO SU ENTRADA DIGITAL SE
            ; ENCUENTRA ENTRE 128 Y 255, PUES EN CONTROL

```

```

; DE VELOCIDAD TRABAJAREMOS CON VOLTAJES
; POSITIVOS.

OUT DX, AL ; ENVIAR EL CONTENIDO DE LA VARIABLE DAC A
; LA DIRECCION ASIGNADA AL PUERTO A DEL 8255

CMP FLAGINTEG, 0

JE VELO43

PUTMSG 5, 19, A13

GOTOXY 5, 19

```

VELO43:

```

PUTMSG 9, 20, A13

GOTOXY 9, 20

MOV AL, 0

MOV AH, 06H

MOV DL, 0FFH

INT 21H

CMP AL, 0

JNE VELO16

JMP VELO2

```

VELO16:

```
CMP AL, 'R'  
JE VELO17  
CMP AL, 'r'  
JE VELO17  
JMP VELO20
```

VELO17:

```
PUTMSG 60, 5, A13  
GOTOXY 60,5  
INGRESARNUM REFERENCIA, 4  
CMP REFERENCIA, 6000  
JG VELO17  
MOV AX, REFERENCIA  
MOV DX, 0  
MOV CX, FACTCONV  
DIV CX  
MOV REFERENCIA, AX  
CMP REFERENCIA, 255  
JB VELO18  
MOV REFERENCIA, 255
```

VELO18:

JMP VELO2

VELO20:

CMP AL, 'P'

JE VELO21

CMP AL, 'p'

JE VELO21

JMP VELO22

VELO21:

WINDOW 16, 13, 64, 21, BLUE, WHITE

PUTMSG 18, 15, F1

PUTMSG 18, 16, F4

MARCO1 37, 18, 44, 20

GOTOXY 38, 19

INGRESARFRAC KPNUM, KPDEN

PUTMSG 7, 15, A13

GOTOXY 7, 15

IMPRIMIRNUM KPNUM, 5

PUTCHI '/'

IMPRIMIRNUM KPDEN, 5

WINDOW 16, 13, 64, 21, BLUE, WHITE

PUTMSG 20, 14, D5

PUTMSG 20, 16, D6

PUTMSG 20, 20, D9

CMP FLAGINTEG, 0

JE VELO23

PUTMSG 20,17,D7

VELO23:

CMP FLAGDERIV,0

JE VELO24

PUTMSG 20,18,D8

VELO24:

JMP VELO2

VELO22:

CMP AL,'I'

JE VELO29

CMP AL,'I'

JE VELO29

JMP VELO30

VELO29:

CMP FLAGINTEG, 0

JNE VELO31

JMP VELO2

VELO31:

WINDOW 16,13,64,21,BLUE,WHITE

PUTMSG 18,15,F2

PUTMSG 18,16,F4

MARCO1 37,18,44,20

GOTOXY 38,19

INGRESARFRAC KINUM, KIDEN

PUTMSG 7, 16, A13

GOTOXY 7, 16

IMPRIMIRNUM KINUM, 5

PUTCH1 '/'

IMPRIMIRNUM KIDEN, 5

WINDOW 16, 13, 64, 21, BLUE, WHITE

PUTMSG 20, 14, D5

PUTMSG 20, 16, D6

PUTMSG 20, 20, D9

MOV INTEGRAL, 0

CMP FLAGINTEG, 0

JE VELO32

PUTMSG 20,17,D7

VELO32:

CMP FLAGDERIV, 0

JE VELO33

PUTMSG 20,18,D8

VELO33:

JMP VELO2

VELO30:

CMP AL,'D'

JE VELO34

CMP AL,'d'

JE VELO34

JMP VELO35

VELO34:

CMP FLAGDERIV, 0

JNE VELO36

JMP VELO2

VELO36:

WINDOW 16,13,64,21,BLUE,WHITE

PUTMSG 18,15,F3

PUTMSG 18,16,F4

MARCO1 37,18,44,20

GOTOXY 38,19

INGRESARFRAC KDNUM, KDDEN

PUTMSG 7, 17, A13

GOTOXY 7,17

IMPRIMIRNUM KDNUM, 5

PUTCH1 '/'

IMPRIMIRNUM KDDEN, 5

WINDOW 16, 13, 64, 21, BLUE, WHITE

PUTMSG 20, 14, D5

PUTMSG 20, 16, D6

PUTMSG 20, 20, D9

CMP FLAGINTEG, 0

JE VELO37

PUTMSG 20, 17, D7

VELO37:

CMP FLAGDERIV, 0

JE VELO38

PUTMSG 20, 18, D8

VELO38:

JMP VELO2

VELO35:

CMP AL, 'M' ; REVISAR BUFFER DEL TECLADO PARA VER SI SE

JE VELO39 ; DESEA REGRESAR AL MENU PRINCIPAL

CMP AL, 'm'

JE VELO39

JMP VELO40

VELO39:

MOV AX, 128

MOV DX, PORTA

OUT DX, AL

MOV INTEGRAL, 0

MOV DAC, 128

MOV DX, P8212

MOV AL, 2

OUT DX, AL

RET

VELO40:

```

    CMP    AL, ESCP
    JNE    VELO19
    MOV    AX, 128
    MOV    DX, PORTA
    OUT    DX, AL

    CLRSCR

    MOV    AH, 4CH
    INT    21H

```

VELO19:

```

    JMP    VELO2

```

CONTROLVEL ENDP

CONTROLPOS PROC NEAR

```

    WINDOW    0, 0, 79, 24, BLACK, BLACK

```

```

    WINDOW    10, 3, 70, 22, RED, CYAN

```

```

    MARCO3    10, 3, 70, 22

```

```

    CHRATRIB  RED, WHITE

```

```

    PUTMSG    15, 6, E0 ; IMPRIMIER MENSAJES DE PRESENTACION

```

```

    PUTMSG    15, 10, E1 ; EN LA PANTALLA DE CONTROL DE

```

PUTMSG 15, 12, E2 ; POSICION

PUTMSG 15, 14, E5

PUTMSG 15, 17, E3

PUTMSG 15, 18, E4

PUTMSG 15, 19, E6

GOTOXY 60, 14

IMPRIMIRNUM KP1NUM, 5

PUTCHI '/'

IMPRIMIRNUM KP1DEN, 5

LEEPOSICION ; POR MEDIO DE LA MACRO LEEPOSICION OBTENEMOS

; EL VALOR DE POSICION ACTUAL DEL EJE DEL MOTOR

GOTOXY 60,10

IMPRIMIRNUM POSACTUAL, 5

GOTOXY 60,12

IMPRIMIRNUM POSACTUAL, 5

MOV AX, POSACTUAL

MOV REFERENCIA, AX

POS1:

MOV AH, 06H

MOV DL, 0FFH

INT 21H

CMP AL, '3' ; REVISAR BUFFER DEL TECLADO PARA VER SI HA

JE POS13 ; PRESIONADO LA TECLA '3' Y SOLICITAR UN NUEVO

JMP POS12 ; VALOR PARA LA GANANCIA KP1NUM / KP1DEN

POS13:

PUTMSG 60, 14, A13

GOTOXY 60, 14

INGRESARFRAC1 KP1NUM, KP1DEN

JMP POS4

POS12:

CMP AL, 31H ; REVISAR BUFFER DEL TECLADO PARA VER SI HA

JE POS3 ; INGRESADO UN NUEVO VALOR DE REFERENCIA

JMP POS2

POS3:

PUTMSG 60, 12, A13

GOTOXY 60, 12

INGRESARNUM2 REFERENCIA, 3

CMP REFERENCIA, 359

JG POS3

PUTMSG 60, 10, A13

GOTOXY 60, 10

CMP BITSIGNO, 0 ; COMPARA SI EL NUMERO INGRESADO ES

JE POS5 ; POSITIVO O NEGATIVO, SI NO LO ES SALTE A POS5

CMP REFERENCIA, 0

JE POS11

NEG REFERENCIA

ADD REFERENCIA, 360

JMP POS5

POS11:

MOV BITSIGNO, 0

POS5:

CMP BITSIGNO, 0

JE POS6

PUTCHI ' '

MOV AX, POSACTUAL

SUB AX, 360

NEG AX

IMPRIMIRNUM AX, 5

JMP POS7

POS6:

IMPRIMIRNUM POSACTUAL, 5

POS7:

JMP POS4

POS2:

CMP AL, 32H ; REvisa BUFFER DEL TECLADO PARA VER SI SE

JNE POS10 ; DESEA SALIR AL MENU PRINCIPAL

RET

POS10:

CMP AL, 27 ; REVISAR BUFFER DEL TECLADO PARA VER SI SE

JNE POS4 ; DESEA SALIR AL SISTEMA OPERATIVO

RET

POS4:

CMP BITSIGNO, 0

JNE POS8

MOV AX, POSACTUAL

CMP REFERENCIA, AX

JLE POS8

CALL RECTIFICA2

JMP POS9

POS8:

CMP REFERENCIA, AX

JE POS9

CALL RECTIFICA

POS9:

LEEPOSICION

CMP BITSIGNO, 0

JNE POS14

MOV BX, REFERENCIA

CMP BX, 348

JNE POS14

MOV AX, POSACTUAL

CMP AX, 0

JL POS14

ADD AX, 360

MOV POSACTUAL, AX

POS14:

JMP POS1

CONTROLPOS ENDP

RECTIFICA PROC NEAR ; PROCEDIMIENTO QUE SE EJECUTA CUANDO

MOV AX, REFERENCIA ; LA REFERENCIA ES UN NUMERO NEGATIVO

MOV CX, 4 ; O EL GIRO DEL MOVIMIENTO DEL MOTOR ES EN EL

MUL CX ; SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ (NEGATIVO)

ADD AX, 3

ADC DX, 0

MOV CX, 45

DIV CX

MOV CX, 45

MUL CX

MOV CX, 4

DIV CX

MOV REFERENCIA, AX

RECT2:

MOV AX, POSACTUAL

CMP REFERENCIA, AX

JNE RECT1

MOV DAC, 128

```
MOV DX, PORTA
```

```
MOV AX, DAC
```

```
OUT DX, AL
```

```
CALL DELAY1
```

```
RET
```

```
RECT1:
```

```
MOV BX, REFERENCIA
```

```
CMP BX, AX
```

```
JG RECT8
```

```
ADD BX, 360
```

```
RECT8:
```

```
MOV CX, BX
```

```
SUB CX, AX
```

```
CMP CX, 180
```

```
JGE RECT6
```

```
JMP RECT3
```

```
RECT6:
```

```
SUB BX, 360
```

```
SUB AX, BX ; SE PRODUCE EL ERROR EN AX
```

```
MOV BX, AX
```

```
MOV  AX, BX
MOV  CX, KP1NUM
MUL  CX
MOV  DX, 0
MOV  CX, KP1DEN
DIV  CX      ; AX = KP1NUM / KP1DEN . ERROR
```

```
MOV  DAC, 128
SUB  DAC, 80
SUB  DAC, AX
CMP  DAC, 0
JGE  RECT11
MOV  DAC, 0
```

RECT11:

```
MOV  DX, PORTA
MOV  AX, DAC
OUT  DX, AL

CALL DELAY
```

JMP RECT5

RECT3:

SUB BX, AX ; SE PRODUCE EL ERROR EN BX

MOV AX, BX

MOV CX, KP1NUM

MUL CX

MOV DX, 0

MOV CX, KP1DEN

DIV CX ; AX = KP1NUM / KP1DEN . ERROR

MOV DAC, 128

ADD DAC, 80

ADD DAC, AX

CMP DAC, 255

JBE RECT12

MOV DAC, 255

RECT12:

MOV DX, PORTA

MOV AX, DAC

OUT DX, AL

CALL DELAY

RECT5:

LEEPOSICION

PUTMSG 60, 10, A13

GOTOXY 60, 10

CMP BITSIGNO, 0

JE RECT9

MOV AH, 02H

MOV DL, ' '

INT 21H

MOV AX, POSACTUAL

SUB AX, 360

NEG AX

IMPRIMIRNUM AX, 5

JMP RECT10

RECT9:

IMPRIMIRNUM POSACTUAL, 5

RECT10:

CALL SALIR?

JMP RECT2

RECTIFICA ENDP

RECTIFICA2 PROC NEAR ; PROCEDIMIENTO QUE SE EJECUTA CUANDO

MOV AX, REFERENCIA ; LA REFERENCIA ES UN NUMERO POSITIVO

MOV CX, 4 ; Y EL SENTIDO DE GIRO ES POSITIVO

MUL CX

ADD AX, 3

ADC DX, 0

MOV CX, 45

DIV CX

MOV CX, 45

MUL CX

MOV CX, 4

DIV CX

MOV REFERENCIA, AX

RECT2_2:

MOV AX, POSACTUAL

CMP REFERENCIA, AX

JG RECT2_1

MOV DAC, 128

MOV DX, PORTA

MOV AX, DAC

OUT DX, AL

CALL DELAY1

RET

RECT2_1:

MOV BX, REFERENCIA

SUB BX, AX ; SE PORDUCE EL ERROR EN BX

MOV AX, BX

MOV CX, KP1NUM

MUL CX

MOV DX, 0

```
MOV    CX, KP1DEN
DIV    CX          ; AX = KP1NUM / KP1DEN . ERROR

MOV    DAC, 128
ADD    DAC, 80
ADD    DAC, AX

CMP    DAC, 255
JBE    RECT2_12
MOV    DAC, 255
RECT2_12:

MOV    DX, PORTA
MOV    AX, DAC
OUT    DX, AL

CALL   DELAY

LEEPOSICION
PUTMSG    60, 10, A13
```



```
GOTOXY    60, 10  
  
IMPRIMIRNUM POSACTUAL, 5  
  
CALL  SALIR?  
  
JMP    RECT2_2  
  
RECTIFICA2    ENDP
```

```
MUESTREO PROC NEAR
```

```
    MOV  REG5, 20  
  
    CMP  ERROR, 0  
  
    JE   MUEST2  
  
    MOV  AX, REFERENCIA  
  
    MOV  CX, ERROR  
  
    CMP  CX, 0  
  
    JG   MUEST3  
  
    MOV  AX, VELACTUAL  
  
    NEG  CX
```

```
MUEST3:
```

```
    MOV  REG5, 20  
  
    CMP  CX, 6  
  
    JG   MUEST2
```

```
MOV REG5, 20
CMP CX, 4
JG MUEST2
MOV REG5, 20
CMP CX, 2
JG MUEST2
MOV REG5, 20
MOV DX, 0
DIV CX
CMP AX, 2
JGE MUEST2
MOV REG5, 20
```

MUEST2:

```
MOV REG4, 0
MOV VELACTUAL, 0
```

MUEST1:

```
CALL OBTIENE
MOV AX, MUESTRA
ADD VELACTUAL, AX
INC REG4
```

```
MOV AX, REG5
CMP REG4, AX
JB MUEST1

MOV AX, VELACTUAL
MOV DX, 0
MOV CX, REG5
DIV CX
MOV VELACTUAL, AX
MOV SI, REG3
ADD SI, SI
MOV AX, PROMED[SI]
SUB TOTPROM, AX
MOV AX, VELACTUAL
ADD TOTPROM, AX
MOV PROMED[SI], AX
INC REG3
AND REG3, 31
MOV AX, TOTPROM
MOV DX, 0
```

```
MOV CX, 32
DIV CX
CMP REG5, 20
JNE MUEST6
MOV AX, VELACTUAL
```

MUEST6:

```
CMP AX, 1
JBE MUEST5
AND AX, 0FFFEH
MOV BX, REFERENCIA
AND BX, 0001H
ADD AX, BX
```

MUEST5:

```
MOV VELACTUAL, AX
RET
```

MUESTREO ENDP

OBTIENE PROC NEAR

```
MOV DX, P8212
```

```
MOV AL, 1
```

```
OUT DX, AL
```

```
MOV CX, 500
```

```
OBT1: NOP
```

```
LOOP OBT1
```

```
MOV AL, 0
```

```
OUT DX, AL
```

```
MOV CX, 100
```

```
OBT6: NOP
```

```
LOOP OBT6
```

```
MOV REG1, 0
```

```
OBT2:
```

```
INC REG1
```

```
CMP REG1, 65000
```

```
JA OBT4
```

```
MOV DX, PORTC
```

```
IN AL, DX
```

```
AND AL, 32
```

```
CMP AL, 0
```

```
JE OBT2
```

```
JMP OBT5
```

```
OBT4:
```

```
INC REG2
```

```
OBT5:
```

```
MOV CX, 100
```

```
OBT3: NOP
```

```
LOOP OBT3
```

```
MOV DX, PORTB
```

```
IN AL, DX
```

```
MOV AH, 0
```

```
MOV MUESTRA, AX
```

```
RET
```

```
OBTIENE ENDP
```

```
PIMPRIMIRNUM PROC NEAR
```

```
MOV CEROSIZQ, 0
```

```
MOV AX, NUMIMPR
```

```
CMP BX, 4
```

```
JE IMPRIM1
```

```
CMP BX, 3
```

```
JNE IMPRIM13
```

```
JMP IMPRIM2
```

```
IMPRIM13:
```

```
CMP BX, 2
```

```
JNE IMPRIM12
```

```
JMP IMPRIM3
```

```
IMPRIM12:
```

```
CMP BX, 5
```

```
JGE IMPRIM5
```

```
JMP NEAR PTR IMPRIM4
```

```
IMPRIM5: MOV DX, 0
```

```
MOV CX, 10000
```

```
DIV CX
```

```
MOV DIGITO, AX
```

```
CMP DIGITO, 0
```

```
JNE IMPRIM6
```

```
CMP CEROSIZQ, 0
JE IMPRIM1
IMPRIM6: MOV CEROSIZQ, 1
ADD DIGITO, 30H
MOV DX, DIGITO
PUTCH1 DL
IMPRIM1: MOV AX, NUMIMPR
MOV DX, 0
MOV CX, 10000
DIV CX
MOV AX, DX
MOV DX, 0
MOV CX, 1000
DIV CX
MOV DIGITO, AX
CMP DIGITO, 0
JNE IMPRIM7
CMP CEROSIZQ, 0
JE IMPRIM2
IMPRIM7: MOV CEROSIZQ, 1
```


ADD DIGITO, 30H

MOV DX, DIGITO

PUTCH1 DL

IMPRIM2: MOV AX, NUMIMPR

MOV DX, 0

MOV CX, 1000

DIV CX

MOV AX, DX

MOV DX, 0

MOV CX, 100

DIV CX

MOV DIGITO, AX

CMP DIGITO, 0

JNE IMPRIM8

CMP CEROSIZQ, 0

JE IMPRIM3

IMPRIM8: MOV CEROSIZQ, 1

ADD DIGITO, 30H

MOV DX, DIGITO

PUTCH1 DL

IMPRIM3: MOV AX, NUMIMPR

MOV DX, 0

MOV CX, 100

DIV CX

MOV AX, DX

MOV DX, 0

MOV CX, 10

DIV CX

MOV DIGITO, AX

CMP DIGITO, 0

JNE IMPRIM9

CMP CEROSIZQ, 0

JE IMPRIM4

IMPRIM9:

MOV CEROSIZQ, 1

ADD DIGITO, 30H

MOV DX, DIGITO

PUTCH1 DL

IMPRIM4: MOV AX, NUMIMPR

MOV DX, 0

```
MOV CX, 10
DIV CX
MOV AX, DX
MOV DIGITO, AX
ADD DIGITO, 30H
MOV DX, DIGITO
PUTCH1 DL
RET
```

```
PIMPRIMIRNUM ENDP
```

```
SALIR? PROC NEAR
```

```
MOV AH, 06H
MOV DL, 0FFH
INT 21H
CMP AL, ESCP
JNE ESCP1
MOV AX, 128
MOV DX, PORTA
OUT DX, AL
```

WINDOW 0, 0, 79, 24, BLACK, WHITE

GOTOXY 0, 0

MOV AH, 4CH

INT 21H

ESCP1:

RET

SALIR? ENDP

DELAY PROC NEAR

MOV SI, 0

FFFF1:

MOV CX, 1000

FFFF2: NOP

LOOP FFFF2

OUT DX, AL

INC SI

CMP SI, 15

```
JNE FFFF1
```

```
RET
```

```
DELAY ENDP
```

```
DELAY1 PROC NEAR
```

```
MOV SI, 0
```

```
FFFF11:
```

```
MOV CX, 1000
```

```
FFFF21: NOP
```

```
LOOP FFFF21
```

```
INC SI
```

```
CMP SI, 70
```

```
JNE FFFF11
```

```
RET
```

```
DELAY1 ENDP
```

```
PINGRESARNUM PROC NEAR
```

```
MOV NUMIMPR, 0
```

```
MOV SI, 0
```

```
INGR3:  MOV AH, 08H

        INT  21H

        CMP  SI, 0

        JE   INGR2

        CMP  AL, 0DH

        JE   INGR1

        CMP  AL, 8

        JE   INGR4

        CMP  SI, CONT

        JE   INGR3

INGR2:  CMP AL, 30H

        JL   INGR3

        CMP  AL, 39H

        JG   INGR3

        MOV  AH, 0

        MOV  DIGITO, AX

        MOV  DX, DIGITO

        PUTHI DL

        SUB  DIGITO, 30H

        MOV  AX, NUMIMPR
```

```
MOV DX, 0
MOV CX, 10
MUL CX
ADD AX, DIGITO
MOV NUMIMPR, AX
INC SI
JMP INGR3
```

INGR1:

```
RET
```

INGR4:

```
MOV DL, 8
MOV AH, 02H
INT 21H
MOV DL, 32
INT 21H
MOV DL, 8
INT 21H
MOV AX, NUMIMPR
MOV DX, 0
MOV CX, 10
```

```
DIV  CX
MOV  NUMIMPR, AX
DEC  SI
JMP  INGR3
```

```
PINGRESARNUM ENDP
```

```
PINGRESARNUM2 PROC NEAR
```

```
MOV  BITSIGNO, 0
MOV  NUMIMPR, 0
MOV  SI, 0
```

```
INGR2_3:
```

```
MOV  AH, 08H
INT  21H
CMP  AL, '-'
JNE  INGR2_5
CMP  SI, 0
JNE  INGR2_3
CMP  BITSIGNO, 1
JE   INGR2_3
MOV  AH, 02H
```



```
MOV DL, '-'  
INT 21H  
MOV BITSIGNO, 1  
JMP INGR2_3
```

INGR2_5:

```
CMP SI, 0  
JE INGR2_2  
CMP AL, 0DH  
JE INGR2_1  
CMP AL, 8  
JE INGR2_4  
CMP SI, CONT  
JE INGR2_3
```

INGR2_2:

```
CMP AL, 30H  
JL INGR2_3  
CMP AL, 39H  
JG INGR2_3  
MOV AH, 0  
MOV DIGITO, AX
```

```
MOV DX, DIGITO
PUTCH1 DL
SUB DIGITO, 30H
MOV AX, NUMIMPR
MOV DX, 0
MOV CX, 10
MUL CX
ADD AX, DIGITO
MOV NUMIMPR, AX
INC SI
JMP INGR2_3
```

```
INGR2_1:
```

```
RET
```

```
INGR2_4:
```

```
MOV DL, 8
MOV AH, 02H
INT 21H
MOV DL, 32
INT 21H
MOV DL, 8
```

```
INT 21H
MOV AX, NUMIMPR
MOV DX, 0
MOV CX, 10
DIV CX
MOV NUMIMPR, AX
DEC SI
JMP INGR2_3
PINGRESARNUM2 ENDP
```

```
PINGRESARFRAC PROC NEAR
```

```
INFC4:
```

```
MOV NUMIMPR, 0
MOV NUMIMPR2, 0
MOV AX, COORDX
MOV BX, COORDY
PUTMSG AL, BL, A13
MOV AX, COORDX
MOV BX, COORDY
```

GOTOXY AX, BX

MOV SI, 0

INFC3:

MOV AH, 08H

INT 21H

CMP SI, 0

JNE INFC5

CMP AL, 30H

JE INFC3

JMP INFC2

INFC5:

CMP AL, 0DH

JNE INFC6

MOV NUMIMPR2, 1

RET

INFC6:

CMP AL, 7

JE INFC1

CMP AL, 8

JNE INFC7

JMP INFC4

INFC7:

CMP SI, 2

JE INFC3

INFC2:

CMP AL, 30H

JL INFC3

CMP AL, 39H

JG INFC3

MOV AH, 0

MOV DIGITO, AX

MOV DX, DIGITO

PUTCH1 DL

SUB DIGITO, 30H

MOV AX, NUMIMPR

MOV DX, 0

MOV CX, 10

MUL CX

ADD AX, DIGITO

MOV NUMIMPR, AX

```
INC SI
```

```
JMP INFC3
```

```
INFC1:
```

```
PUTCH1 '/'
```

```
MOV SI, 0
```

```
INFC9:
```

```
MOV AH, 08H
```

```
INT 21H
```

```
CMP AL, 8
```

```
JNE INFC13
```

```
JMP INFC4
```

```
INFC13:
```

```
CMP SI, 0
```

```
JNE INFC11
```

```
CMP AL, 30H
```

```
JE INFC9
```

```
JMP INFC8
```

```
INFC11:
```

```
CMP AL, 0DH
```

```
JNE INFC12
```

RET

INFC12:

CMP SI, 2

JE INFC9

INFC8:

CMP AL, 30H

JL INFC9

CMP AL, 39H

JG INFC9

MOV AH, 0

MOV DIGITO, AX

MOV DX, DIGITO

PUTCH1 DL

SUB DIGITO, 30H

MOV AX, NUMIMPR2

MOV DX, 0

MOV CX, 10

MUL CX

ADD AX, DIGITO

MOV NUMIMPR2, AX

```

    INC    SI
    JMP    INFC9

PINGRESARFRAC  ENDP

PPUTMSG  PROC  NEAR    ; IMPRIME CADENA DE CARACTERES
                                ; APUNTADA POR SI

    MOV    CX, 1        ; IMPRIME 1 CARACTER A LA VEZ
    MOV    BH, 00      ; SETEA PAGINA ACTIVA
    MOV    BL, ATRIBUTO ; CARGA ATRIBUTO DEL CARACTER

PUTM1:  MOV    AH, 02H    ; POSICIONO EL CURSOR
    INT    10H          ; EFECTUO LA INTERRUPCION
    MOV    AH, 09H      ; CARGO EN AH PARA IMPRIMIR CARACTER
    MOV    AL, [SI]     ; CARGO EN AL EL CARACTER A IMPRIMIR
    CMP    AL, '$'      ; COMPARO CON FIN DE CADENA
    JZ     PUTM2        ; SI SON IGUALES TERMINA
    INT    10H          ; MUESTRO EL CARACTER
    INC    SI           ; INCREMENTA APUNTADOR DE CADENA
    INC    DL           ; INCREMENTO COLUMNA DEL CURSOR
    JMP    PUTM1        ; REPITE EL LAZO

PUTM2:   RET

```


PPUTMSG ENDP

ENCENDERCURSOR PROC NEAR ; HACER VISIBLE EL CURSOR

MOV AH, 01H

MOV CH, 06H

MOV CL, 07H ; COLOCO EL TAMAÑO DEL CURSOR

INT 10H ; MUESTRO EL CURSOR

RET

ENCENDERCURSOR ENDP

APAGARCURSOR PROC NEAR ; APAGAR EL CURSOR

MOV AH, 01H

MOV CH, 20H ; COLOCO EL TAMAÑO DEL CURSOR

INT 10H ; MUESTRO EL CURSOR

RET

APAGARCURSOR ENDP

CODESG ENDS

END PRINCIPAL

BIBLIOGRAFIA

1. JACOB M. , Industrial Control Electronics (applications and design) , New York, Prentice Hall, 1989.
2. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION , Linear databook 2, Santa Clara, California, National Semiconductor, 1994.
3. PUENTE J., “ Diseño y construcción de un controlador digital basado en un microprocesador 8085A de Intel, para uso en el Laboratorio de Control Automático de la ESPOL”, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Guayaquil, 1983.
4. OGATA K. , Ingeniería de Control Moderna, México, Prentice Hall, segunda edición 1993.
5. CHESMOND C., Control System Technology , Australia , Edward Arnold, first edition 1982.

6. PERTENCE Jr., Amplificadores Operacionales , España, McGraw - Hill, 1991.
7. DRISCOLL F. , Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, México, Prentice-Hall, primera edición 1993.
8. SMITH C. Y CORRIPIO A., Control Automático de Procesos , México, Limusa, primera edición 1991.
9. VELEZ F. , Diseño y construcción de un controlador digital basado en un microcomputador ”, Escuela Superior Politécnica del Litoral , Guayaquil, 1995.
10. FLETCHER W. , An engineering approach to digital design, New Jersey , Prentice Hall, 1980.



A.F. 142528