



Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería

Maestría en Instrumentación y
Control Automático

PRÓTESIS DE MANO 1.0

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Maestro en Ciencias en Instrumentación y Control Automático

Presenta:

Ing. Xochitl Yamile Sandoval Castro

Dirigido por:

Dr. Roberto Augusto Gómez Loenzo

SINODALES

Dr. Roberto Augusto Gómez Loenzo

Presidente

Firma

Dr. Juan Primo Benitez Rangel

Secretario

Firma

M. en C. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Vocal

Firma

M. en C. Manuel García Quijada

Suplente

Firma

Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos

Suplente

Firma

Dr. Gilberto Herrera Ruiz

Director de la Facultad

Dr. Luis Gerardo Hernández Sandoval

Director de Investigación y Posgrado

Centro Universitario

Querétaro, Qro.

Enero de 2011

México

Resumen

En el desarrollo de esta tesis se muestra la metodología empleada para la obtención de un sistema mecánico con características antropomórficas del dedo índice, mediante la caracterización cinemática del mismo dedo que deriva en la obtención de un mecanismo generador de los movimientos propios de un dedo índice multiarticulado. La simplificación del mecanismo empleado en esta investigación se enfoca en los movimientos abrir y cerrar del dedo índice.

Se comienza por estudiar la correcta ubicación de los electrodos para captar los biopotenciales de los músculos del antebrazo, posteriormente son enviados a una etapa de amplificación, cuyo dispositivo encargado de realizar esta función es el amplificador de instrumentación *INA122*, en seguida la señal es llevada a un filtro Notch, comúnmente utilizado en instrumentación médica, este filtro se encarga de eliminar la frecuencia de 60Hz , se calcula su valor *RMS* y se aplica un circuito eliminador de offset, finalmente la señal se adquiere con la *Spartan3* y se envía a la PC por *RS232*, en MatLab se recibe la señal y se detectan los picos de la misma, esta nueva señal es reenviada a la *Spartan3* donde es tomada como la referencia de control.

La referencia es entrada al controlador *PID*, al finalizar el proceso de control, se envía nuevamente via *RS232* a la PC la señal de salida y de referencia para conocer el comportamiento del controlador y evaluar el desempeño del mismo. (**Palabras clave:** dedo índice, prótesis, cinemática, FPGA)

Dedicatoria

*Quiero dedicar este trabajo con todo mi cariño a mi madre, **Angélica**, quien me mostró apoyo incondicional durante cada segundo del periodo de mis estudios de posgrado. Le agradezco de forma especial el hacer suyos mis sueños y ayudarme a lograrlos*

Agradecimientos

Primeramente, doy gracias a **Dios** por permitirme concluir esta etapa de mi vida y a mi madre por todo el apoyo brindado pero sobre todo por la confianza que depositó en mi.

Agradezco a mis hermanas **Liliana, Miriam y Karina**

Índice general

Resumen	I
Dedicatoria	I
Agradecimientos	II
Índice de figuras	VII
I. Introducción	1
1. Antecedentes	1
2. Panorama de prótesis en México	3
3. Justificación	4
4. Objetivos	7
4.1. Objetivo general	7
4.2. Objetivos particulares	7
5. Planteamiento general	8
II. Revisión de literatura	10
1. Estado del arte	10
2. Biomecánica de la mano	14
2.1. Huesos y articulaciones de la mano	14
2.2. Ligamentos y tendones de la mano	20
2.3. Músculos de la mano	24
2.4. Rango de movilidad de la mano	26

2.5.	Clasificación y tipos de agarre de la mano	33
3.	Materiales	36
3.1.	Propiedades de los materiales	36
3.2.	Materiales ferrosos	37
3.3.	Materiales no ferrosos	38
3.4.	Aleaciones	39
4.	Teoría de las máquinas y mecanismos	41
4.1.	Terminología	41
4.2.	Movilidad	42
4.3.	Posición y desplazamiento	42
5.	Acciones de Control	48
6.	Sintonización	56
6.1.	Método de respuesta en frecuencia	56
7.	Electromiografía	58
7.1.	Sensores para biopotenciales	59
8.	Configuración de los sensores	59
9.	Dispositivos acondicionadores de señal	60
9.1.	Amplificación	60
9.2.	Filtrado de señal	62
10.	Motores de CD	65
10.1.	Tipos de motores de CD	65
10.2.	Modelos de un Motor de Corriente Directa (CD)	72
11.	Sensores de Posición	78
11.1.	Potenciómetros	78
11.2.	Codificadores digitales	80
11.3.	Codificador Incremental	81
11.4.	Codificador Absoluto	84
11.5.	Transformador Diferencial	86
11.6.	Sincros y Resolutores	88

11.7.	Transductores INDUCTOSYN	90
12.	Servoamplificador	91
12.1.	Servoamplificadores lineales	92
12.2.	Servoamplificadores por Modulación de Ancho de Pulso (PWM)	95
13.	Computo reconfigurable	98
13.1.	FPGA	99
13.2.	VHDL	105
III Metodología		108
1.	Caracterización cinemática para la estructura mecánica articulada de los dedos de la P.M. 1.0	108
1.1.	Cinemática del dedo índice	108
2.	Diseño del mecanismo para el dedo índice en CAD	114
3.	Adquisición de señales mioeléctricas	116
3.1.	Captación de la señal mioeléctrica	116
3.2.	Amplificación	118
3.3.	Filtrado Notch	119
3.4.	Filtrado pasa banda	119
3.5.	Diseño en conjunto del procesamiento de la señal mioeléctrica	121
4.	Regulador PID	123
5.	Proceso de sintonización	124
6.	Etapa de potencia	126
7.	Descripción VHDL del sistema	127
IV Resultados		129
1.	Simulación de la cinemática del mecanismo para el dedo índice . .	129
2.	Ensamble del mecanismo	131
3.	Procesamiento de la señal mioeléctrica	131
4.	Control del sistema	134

V. Conclusiones	138
A. Código <i>MatLab</i> EMG como referencia de control	141
B. Código <i>MatLab</i> Función para detectar pico de la señal EMG	144
C. Código <i>MatLab</i> recepción de datos	146
Bibliografía	148

Índice de figuras

1.1. Mano Toronto	2
1.2. Mano Southampton	2
1.3. Mano Velázquez	3
1.4. Fuente: INEGI, 2000. Tipo de discapacidad en México	5
1.5. Fuente: INEGI, 2000. Discapacidad por edad y sexo	6
1.6. Secuencia de diseño	9
2.1. Mano Götz von Berlichingen	11
2.2. Mano Le Petit Loraine	12
2.3. Brazo del tipo Conde Beafort	12
2.4. Articulaciones y huesos de la mano	15
2.5. Huesos de la palma y la muñeca	16
2.6. Primer metacarpiano	16
2.7. Metacarpianos	17
2.8. Posición arqueada de la mano	18
2.9. Sesamoide del dedo pulgar	19
2.10. Movimientos del pulgar en los planos A_1 , A_2 y A_3	19
2.11. Carpianos extrínsecos	21
2.12. Carpiano radio/piramidal extrínseco	22
2.13. Mecanismo extensor de HOOD	22
2.14. Flexión de la articulación	23
2.15. Mecanismo extensor y flexor de los dedos	24

2.16. Músculos abductores y aductores de la mano	26
2.17. Conducto sinovial del dedo índice	26
2.18. Rango de movilidad de la muñeca	27
2.19. Arcos de movilidad de la articulación metacarpo-falángicas: flexión y extensión	29
2.20. Arcos de movilidad de la articulación interfalángicas proximal: fle- xión y extensión	29
2.21. Arcos de movilidad de la articulación interfalángica distal: flexión y extensión	29
2.22. Abducción y aducción de los dedos	30
2.23. Abducción trans-palmar del pulgar	30
2.24. Flexión y extensión del pulgar. Articulación metacarpofalángica .	31
2.25. Flexión y extensión del pulgar. Articulación interfalángica	31
2.26. Abducción y aducción palmar del pulgar	31
2.27. Clasificación y tipos de agarre	34
2.28. Clasificación de Naiper	35
2.29. Clasificación de Iberall	36
2.30. Diagrama de bloques del controlador proporcional.	49
2.31. Controlador Proporcional derivativo, (a) diagrama de bloques, (b) ubicación del cero en el plano s.	50
2.32. Controlador Proporcional Derivativo. (a) Diagrama a bloques. (b) Señal de error en rampa unitaria. (c) Señal de salida del controlador PD.	51
2.33. Controlador integral. (a) Diagrama a bloques. (b) Ubicación del polo en el plano s.	52
2.34. Controlador Proporcional Integral Derivativo paralelo. (a) Diagra- ma de bloques. (b) Ubicación de ceros y polo sobre el plano s. . .	53

2.35. Controlador Proporcional Integral Derivativo básico. (a) Diagrama de bloques. (b) Señal de error en rampa unitaria. (c) Señal de salida del controlador PID.	54
2.36. Diagrama de bloques del sistema de control.	56
2.37. Colocación de electrodos de Muñoz	60
2.38. Esquema de un amplificador de instrumentación	61
2.39. Esquema del amplificador de instrumentación <i>INA122</i>	62
2.40. Conexiones básicas del <i>INA122</i>	63
2.41. Filtro pasa-banda de banda angosta	64
2.42. Sección transversal de un motor de CD de imán permanente de núcleo De hierro.	66
2.43. Sección transversal de un motor de CD de imán permanente de devanado superficial.	67
2.44. Sección transversal de un motor de CD de imán permanente de bobina móvil.	68
2.45. Vista lateral de la sección transversal de un motor de CD de bobina móvil.	68
2.46. Sección transversal de un motor de CD de imán permanente sin escobillas.	69
2.47. Circuito equivalente de un motor de CD (a) con excitación separada, (b) en derivación.	70
2.48. Circuito equivalente de un motor de CD serie.	71
2.49. Circuitos equivalentes de los motores compuestos. (a) conexión en derivación larga, (b) conexión en derivación.	72
2.50. Modelo esquemático de un motor de CD de imán permanente con escobillas.	73
2.51. Representación del circuito de un potenciómetro.	79
2.52. Tipos de potenciómetros. (a) Monovuelas (b) Multivuelas c) Traslacional.	79

2.53. Circuito para indicar posición utilizando un potenciómetro.	80
2.54. Codificador digital óptico rotatorio.	81
2.55. Discos codificadores incrementales. (a) De un canal. (b) De dos canales.	82
2.56. Formas de onda de salida de un codificador digital incremental. (a) De un canal (b) De dos canales.	83
2.57. Codificador óptico de alta resolución.	84
2.58. Forma de onda senoidal tomada de los detectores de luz.	84
2.59. Discos codificadores absolutos. (a) Código binario natural, (b) Código Gray.	85
2.60. Circuito básico del transformador diferencial.	87
2.61. LVDT. (a) Vista Frontal. (b) Sección transversal.	87
2.62. Transformador Diferencial Variable Rotatorio (RVDT). (a) Vista lateral (b) Sección longitudinal.	88
2.63. Diagrama esquemático y símbolo del: (a) Sincro, (b) Resolutor. . .	89
2.64. Sincro. (a) Transformación de voltajes, (b) diagrama esquemático, (c) símbolo.	90
2.65. Acoplamiento Inductivo entre devanados de precisión. (d), (e) y (f) son cortes transversales a los conductores de las figuras (a), (b) y (c) respectivamente.	91
2.66. Servoamplificador tipo <i>H</i>	93
2.67. Servoamplificador tipo <i>T</i>	94
2.68. Etapa de potencia tipo <i>T</i> operada por un amplificador operacional con retroalimentación de voltaje, transistores de unión bipolar y diodos de retorno.	94

2.69. Formas de onda típicas de un PWM (a) ninguna carga es conectada a la salida del PWM, conmutación ideal, $(Va)_{prom} = 0$; (b) se supone una carga conectada a la salida del PWM, conmutación ideal, $(Va)_{prom} = -V_{cc}/2$ (c) igual que el caso (b) exceptuando conmutación ideal, los transistores trabajan en la región activa durante un tiempo T_r	96
2.70. Estructura General de un FPGA.	100
3.1. Dedo índice	109
3.2. Bosquejo de la estructura mecánica para el dedo índice	109
3.3. Cadenas cinemáticas cerradas	110
3.4. Cadenas cinemáticas uno	110
3.5. Vector resultante \mathbf{aR}_{BD}	111
3.6. Cadena cinemática cerrada dos	112
3.7. Vector resultante \mathbf{aR}_{BC}	112
3.8. Vector resultante \mathbf{aR}_{EG}	113
3.9. Vector resultante \mathbf{aR}_{EG}	113
3.10. Tercer cadena cinemática.	114
3.11. Falanges y eslabones de ayuda.	115
3.12. Esquema general del sistema de procesamiento del biopotencial . .	116
3.13. Colocación de electrodos	117
3.14. Conexiones básicas del <i>INA122</i>	119
3.15. Diseño del filtro Notch	120
3.16. Diseño del filtro Pasa Banda	121
3.17. Diseño del procesamiento del biopotencial	122
3.18. Estructura digital del PID.	123
3.19. Etapa de potencia.	127
3.20. Conexiones <i>TIP122</i>	127
3.21. Bloques de la descripción del sistema en VHDL.	128

4.1. Simulación del mecanismo para el dedo índice	130
4.2. Entorno para graficar	130
4.3. Gráfica de posición del mecanismo para el dedo índice	131
4.4. Ensamble del mecanismo para el dedo índice.	132
4.5. Secuencia de movimientos del mecanismo para el dedo índice. . .	132
4.6. Ensamble del mecanismo para el dedo índice.	133
4.7. Procesamiento de la señal mioeléctrica.	133
4.8. Detección de picos máximos y mínimos del biopotencial.	134
4.9. Sistema para el controlar el mecanismo del dedo índice.	135
4.10. Gráfica del control de posición del mecanismo para el dedo índice.	136
4.11. Variaciones en la señal de control.	137

Capítulo I

Introducción

1. Antecedentes

En el diseño de prótesis de miembro superior, se ha conseguido controlar éstas mediante impulsos eléctricos obtenidos del miembro residual. Sin embargo, el diseño de la unidad terminal (mano) cuenta con movilidad limitada, ya que sólo otorga prensión en gancho y los movimientos que realiza son de manera torpe, se han buscado nuevos diseños tanto en el país como en el resto del mundo para mejorar la movilidad y la apariencia de la unidad terminal.

Entre los diseños más importantes se encuentran la *mano Toronto*, *mano Southampton* y la *mano Velázquez*. Estos prototipos tienen movimiento independiente en los dedos y el pulgar, además de tener un diseño antropomórfico.

El mecanismo de la mano Toronto (Figura 1.1), brinda la posibilidad de tener tres falanges articuladas de la manera más sencilla, elimina el empleo de motores para dar movimiento a las articulaciones y es fácil de manufacturar. Sin embargo, los cinco dedos de la prótesis son del mismo tamaño (Dechev, 1999).

La mano de Southampton, mostrada en la Figura 1.2, es accionada por seis conjuntos de motores, de manera que cada uno de sus cinco dedos puedan desplazarse independientemente de los otros. Lo que le permite hacer movimientos y coger los objetos como una verdadera mano humana. Los tres dedos del medio son de igual longitud y de igual capacidad de movimiento, el dedo pequeño es una versión más reducida. Están compuestos cada uno de un motor con reductor de



Figura 1.1: Mano Toronto

velocidad fijado en un dedo de fibra de carbono. La palma es de fibra de carbono. Respecto al dedo pulgar, se le colocaron dos motores, uno para hacerle girar y otro para plegarlo. Un verdadero pulgar tiene cinco movimientos diferentes (extensión, flexión, abducción, aducción y oposición), este prototipo lo limita a dos (Chappell, 1994).



Figura 1.2: Mano Southampton

Velázquez (2007), desarrolló la caracterización e implementación de una mano robótica multiarticulada, mecanismo sub-actuado que simplifica el movimiento de los dedos y por tanto, también se simplifica la etapa de control, sin limitar la flexibilidad y destreza en la ejecución de los agarres cilíndrico, puntual y palmar de la mano robótica multi-articulada. El prototipo desarrollado por

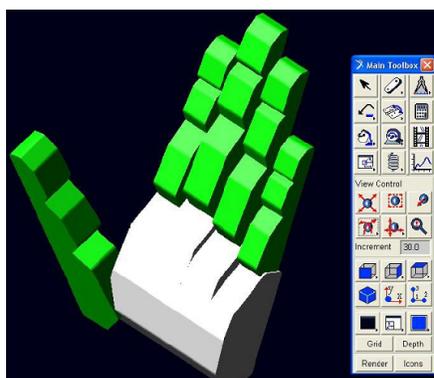


Figura 1.3: Mano Velázquez

Velázquez se muestra en la Figura 1.3.

Lamentablemente, en México el desarrollo de prótesis es muy limitado. Sin embargo, se han realizado investigaciones acerca de señales mioeléctricas, tanto en la Universidad Autónoma de Querétaro (Pacheco *et al.*, 2005; García y Osornio, 2005), como en el Politécnico Nacional (León, 2003).

2. Panorama de prótesis en México

En México se ubica la empresa trasnacional **Otto Bock** que fue fundada en el año de 1995 en la Ciudad de Guadalajara, Jalisco. Actualmente cuenta con una sucursal en Guadalajara y oficinas en la Ciudad de México, tiene a su cargo la atención a los clientes de México, Centro América (excepto Panamá) y el Caribe. Otto Bock HealthCare, se dedica a proporcionar productos de calidad, cuentan con una amplia gama de productos de protésica, ortésica y rehabilitación; lo que implica que Otto Bock sea un proveedor que ofrece asistencia a las personas con discapacidad física. Otto Bock brinda desde tecnología de punta hasta lo último en diseño.

El objetivo de cada prótesis que fabrica dicha empresa es el de compensar la pérdida o limitación de las funciones físicas.

Dycorp Ortho-Mex es un taller especializado en fabricación y adaptación

de prótesis externas (no quirúrgicas) para amputaciones de pierna y brazo, conocidas comúnmente como *Piernas y Brazos Artificiales*. Servicio especializado a pacientes amputados diabéticos y con antecedentes de problemas de circulación sanguínea.

Dycorp Ortho-Mex es un taller protésico con prestigio local, regional y nacional, especializado en la fabricación y adaptación de prótesis externas de pierna y brazo de todo tipo como actividad principal.

Esta empresa se especializa en C-Leg Microprocessor Controlled Knee, la prótesis de pierna para amputaciones transfemorales (arriba de la rodilla) con mecanismo de rodilla hidráulico-eléctrica regulada por microprocesador, la más avanzada en el mundo, y también en MyoBock SensorHand, prótesis mioeléctrica para brazo con manos, muñecas y o codos eléctricos regulados por electrodos. DYCORN cuenta con técnicos certificados y avalados por OTTO BOCK HealthCare Deutschland GmbH & Co. KG (Alemania) el principal fabricante de componentes para prótesis a nivel mundial y adicionalmente, trabajan con componentes de las marcas más reconocidas internacionalmente como; HOSMER, FILLAUER, BLATCHFORD ENDOLITE, MOTION CONTROL UTAH Arm, COLLEGE PARK, CENTRI, ÔSSUR, iLIMB, etc.. Además se cuentan con un área de servicios especializados para amputados.

3. Justificación

En México, la amputación de extremidades es la cuarta causa de discapacidad. La mayoría de las víctimas son personas en edad laboral, entre los 20 y 45 años.

La mano humana posee una serie de habilidades que han hecho posible que el ser humano se convierta en el único animal capaz de crear y operar instrumentos altamente complejos. La mano del ser humano tiene la capacidad de oponer el pulgar al índice y de realizar movimientos finos independientes de los

dedos. También tiene una sensibilidad muy fina que le permite manejar objetos con facilidad.

A lo largo de la historia de la humanidad, el hombre ha tratado de suplir el miembro perdido por otro que brinde la misma versatilidad de manera artificial. Es por esto que el diseño de una prótesis debe tomar en cuenta las funciones que va a desempeñar el amputado con ella.

Aunque en la Universidad Autónoma de Querétaro se han realizado algunas investigaciones sobre señales mioeléctricas, no se ha logrado formalizar el desarrollo de prótesis aún. Es por ello que se pretende llevar a acabo el prototipo físico de la prótesis, además de la adquisición de señales mioeléctricas.

Según el XII Censo General de Población y Vivienda 2000, una persona con discapacidad “Es aquella que presenta una limitación física o mental de manera permanente o por más de seis meses que le impide desarrollar sus actividades en forma que se considera normal para un ser humano”. Las personas que tienen algún tipo de discapacidad son **1 millón 795 mil**, lo que representa **1.8 %** de la población total. La discapacidad motriz se refieren a la pérdida o limitación de una persona para moverse, caminar, mantener algunas posturas de todo el cuerpo o de una parte del mismo, esta discapacidad representa el **45.3 %** del total del censo realizado en el mismo año, información que se observa en la siguiente figura 1.4.

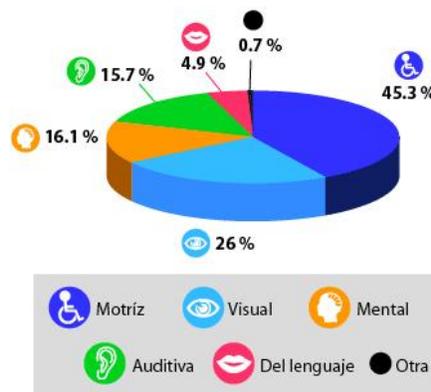


Figura 1.4: Fuente: INEGI, 2000. Tipo de discapacidad en México

En la imagen que a continuación se muestra (Figura 1.5), se observa la discapacidad que existe en el país por edad y sexo.

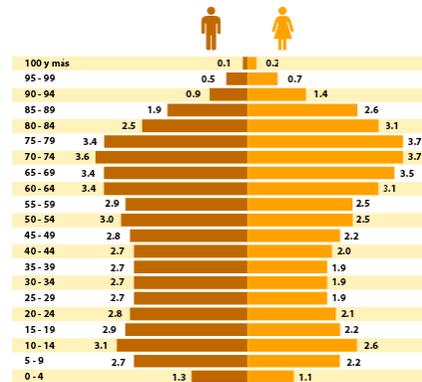


Figura 1.5: Fuente: INEGI, 2000. Discapacidad por edad y sexo

Preocupados por el alarmante número de personas con discapacidad motriz que existen en el país y sabiendo que la pérdida de un brazo o una mano es una experiencia terrible, tanto física como emocionalmente y teniendo en cuenta que las tareas que antes resultaban sencillas y que se realizaban de forma automática con ambas manos son ahora más difíciles al ser ejecutadas con un solo miembro, se decide aportar al respecto, realizando el diseño de una prótesis de mano, con la cual se pretenden mejorar la calidad de vida de los amputados.

En el mercado, las prótesis mioeléctricas tienen un costo muy alto, llegan hasta los \$145,000 pesos, prótesis sin lugar a dudas funcionales. Las prótesis pasivas son también excesivamente caras pues cuestan entre \$19,000 y \$28,000 pesos; precio bastante elevado para la función que ofrece, suplantar la mano natural por una artificial que no ofrece ningún movimiento. En la prótesis de mano PM1.0, se busca disminuir costos de adquisición.

La mano Toronto, como se ha mencionado con anterioridad, tiene sus cinco dedos del mismo tamaño, por lo que el prototipo difiere del aspecto natural de una mano y se dificulta que ésta se adapte al paciente, por esta razón que se propone que el prototipo que se presenta en este proyecto: prótesis de mano versión 1.0 (PM1.0) tenga medidas muy parecidas a la de la mano humana.

Aunque la mano de Sauthapton es liviana, cuenta con las medidas similares a las de una mano natural; el dedo pulgar solo tiene dos movimientos, es crucial que una prótesis cuente con los cinco movimientos del pulgar, ya que éste es quien le otorga grandes ventaja al prototipo para que funcione como la mano humana, en el diseño propuesto se pretende contar con los cinco movimientos.

4. Objetivos

4.1. Objetivo general

El objetivo de este trabajo es desarrollar la caracterización de los parámetros cinemáticos del dedo índice, con la finalidad de obtener información de los movimientos del mismo, que derive en la simplificación de un mecanismo y su control mediante señales mioeléctricas utilizando un controlador clásico PID y, que posteriormente pueda ser implementado en una prótesis mioeléctrica de mano.

4.2. Objetivos particulares

- Realizar la cinemática del dedo índice.
- Simular el mecanismo del dedo índice en UNIGRAPHICS.
- Manufacturar las piezas para el prototipo del dedo índice y ensamblarlas.
- Adquirir señales mioeléctricas y procesarlas.
- Controlar el mecanismo del dedo índice mediante señales mioeléctricas, utilizando un controlador clásico PID.

5. Planteamiento general

En la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, se llevará a cabo un proyecto cuya finalidad es el desarrollo de la caracterización cinemática del dedo índice que derive en la obtención de un mecanismo capaz de proporcionar el movimiento al dedo artificial. La simplificación del mecanismo empleado en esta investigación se enfoca en el estudio del dedo índice durante la ejecución de los movimientos abrir y cerrar, que eventualmente pueden ser aplicado en una prótesis mioeléctrica de mano. Por otro lado, se muestra también en esta tesis la animación de una prótesis de mano realizando los movimientos de abrir y cerrar la mano.

Se pretende que los dedos de la PM1.0 animada cuenten con falanges articuladas.

Se utilizarán tres motores para proporcionar movimiento al sistema mecánico de la prótesis de mano animada, un motor se encargará del movimiento del dedo pulgar, otro motor de encarga de darle movimiento a los dedo índice y el tercer motor será encargado de proporcionarle movimiento al dedo medio, los tres mencionado dedos se extenderán o flexionarán según sea la necesidad.

El desarrollo del proyecto se realizará a través de la secuencia que muestra la figura 1.6 La secuencia se divide en: captación de la señal mioeléctrica, acondicionamiento de la señal mioeléctrica, conversión analógica digital, control PID.

Captación de la señal mioeléctrica: En esta etapa se capta la señal mioeléctrica del muñón se utilizarán electrodos de superficie desechable, ya que son muy prácticos y se adhieren fácilmente, disminuyendo así problemas causados por mal contacto.

Acondicionamiento de la señal mioeléctrica: Para esta etapa se pretende procesar la señale mioeléctrica captada en la etapa anterior, debido a que

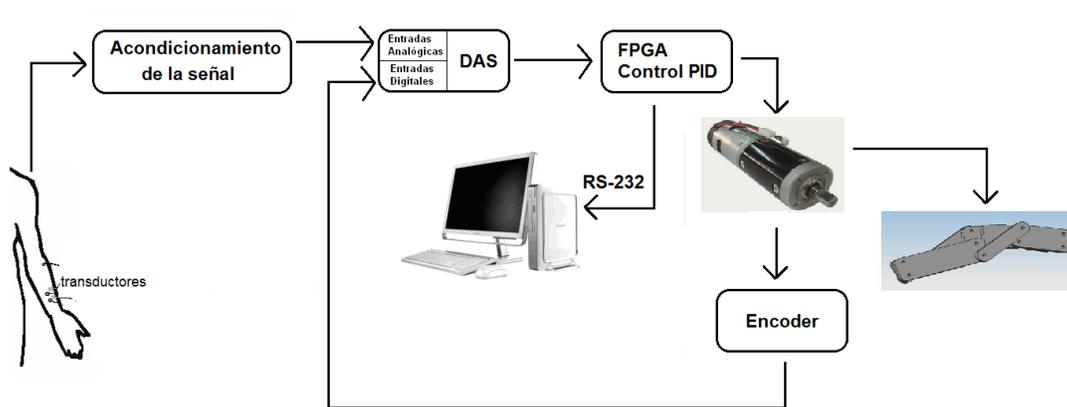


Figura 1.6: Secuencia de diseño

son señales bioeléctricas de muy baja amplitud, se amplificarán y limitarán en frecuencia para su posterior digitalización, finalmente será sometida la señal a un acondicionamiento de 0 a 5V para ser introducidas en la etapa de conversión analógico-digital.

Conversión analógico-digital: Se convierte la señal mioeléctrica de analógica a digital para ser tomada en el control como la referencia.

Control PID: En esta etapa de desarrollo del proyecto se espera contar con el diseño del mecanismo del dedo índice, con dicho diseño se procederá a controlar el sistema, tomando como referencia la señal mioeléctrica y se enviarán los datos obtenidos del controlador y las referencias.

Capítulo II

Revisión de literatura

1. Estado del arte

El avance en el diseño de las prótesis ha estado ligado directamente con el avance en el manejo de los materiales empleados por el hombre, así como el desarrollo tecnológico y el entendimiento de la biomecánica del cuerpo humano.

Una prótesis es un elemento desarrollado con el fin de mejorar o reemplazar una función, una parte o un miembro completo del cuerpo humano afectado, por lo tanto, una prótesis para el paciente, también colabora con el desarrollo psicológico del mismo, creando una percepción de totalidad al recobrar movilidad y aspecto. La primera prótesis de miembro superior registrada data del año 2000 a. C., fue encontrada en una momia egipcia; la prótesis estaba sujeta al antebrazo por medio de un cartucho adaptado al mismo.

Con el manejo del hierro, el hombre pudo construir manos mas resistentes y que pudieran ser empleadas para portar objetos pesados, tal es el caso del general romano Marcus Sergius, que durante la Segunda Guerra Púnica (218-202 a. C.) fabricó una mano de hierro para él, con la cual portaba su espada, ésta es la primera mano de hierro registrada. En la búsqueda de mejoras en el año de 1400 se fabricó la mano de alt-Ruppin construida también en hierro, constaba de un pulgar rígido en oposición y dedos flexibles, los cuales eran flexionados pasivamente, éstos se podían fijar mediante un mecanismo de trinquete y además, tenía una muñeca movable. En 1509 se construyó una famosa prótesis de mano

para el caballero alemán Götz von Berlichingen, llamado Götz mano de hierro: pesaba 1,4 Kg. y tenía dedos articulados que permitían empuñar una espada o una lanza (Figura 2.1).



Figura 2.1: Mano Götz von Berlichingen

No es sino hasta el siglo XVI, que el diseño del mecanismo de las prótesis de miembro superior se ve mejorado considerablemente, gracias al médico militar francés Ambroise Paré, quien desarrolló el primer brazo artificial móvil al nivel de codo, llamado *Le petit Loraine* (Figura 2.2), el mecanismo era relativamente sencillo, los dedos podían abrirse o cerrarse presionando o traccionando, además de que constaba de una palanca, por medio de la cual, el brazo podía realizar la flexión o extensión a nivel de codo. Esta prótesis fue realizada para un desarticulado de codo. Paré también lanzó la primera mano estética de cuero, con lo que da un nuevo giro a la utilización de materiales para el diseño de prótesis de miembro superior.

En el siglo XIX se emplean el cuero, los polímeros naturales y la madera en la fabricación de prótesis; los resortes contribuyen también al desarrollo de nuevos mecanismos para la fabricación de elementos de transmisión de la fuerza, para la sujeción, entre las innovaciones más importantes al diseño de las prótesis de miembro superior, se encuentra la del alemán Peter Beil. El diseño de la

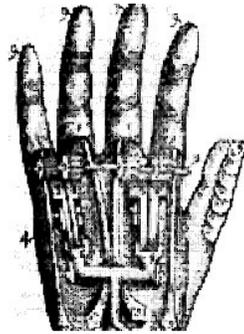


Figura 2.2: Mano Le Petit Loraine

mano cumple con el cierre y la apertura de los dedos pero, es controlada por los movimientos del tronco y hombro contra lateral, dando origen a las prótesis autopropulsadas. Otra modificación importante en el diseño de prótesis de miembro superior, fue la del escultor holandés Van Petersen, que logra el movimiento de flexo-extensión a nivel de codo con el sistema de autopropulsión. Más tarde el Conde Beafort da a conocer un brazo con flexión del codo activado al presionar una palanca contra el tórax, aprovechando también el hombro contra lateral como fuente de energía para los movimientos activos del codo y la mano. La mano constaba de un pulgar móvil utilizando un gancho dividido sagitalmente y se muestra en la Figura 2.3.



Figura 2.3: Brazo del tipo Conde Beafort

Para el siglo XX, el objetivo de que los amputados regresaran a su vida laboral, es alcanzado gracias a los esfuerzos del médico francés Gripoulleau, quien realizó diferentes accesorios que podían ser usados como unidad terminal, tales como anillos, ganchos y diversos instrumentos metálicos, que brindaban la

capacidad de realizar trabajo de fuerza o de precisión.

En el año de 1912 Dorrance en Estados Unidos desarrolló el Hook, que es una unidad terminal que permite abrir activamente, mediante movimientos de la cintura escapular, además se cierra pasivamente por la acción de un tirante de goma. Casi al mismo tiempo fue desarrollado en Alemania el gancho Fischer cuya ventaja principal era que poseía una mayor potencia y diversidad en los tipos de prensión y sujeción de los objetos. Cinco años más tarde en Estados Unidos se fundó la *American Limb Makers Association*, lo que produjo una revolución en los materiales empleados para la construcción de prótesis, volviéndose estos más ligeros y dúctiles. En esta época se generaliza la utilización de fibras sintéticas, polímeros y aleaciones de aluminio.

El origen de las prótesis activadas por los músculos del muñón se da en Alemania gracias a Sauerbruch, el cual logra idear como conectar la musculatura flexora del antebrazo con el mecanismo de la mano artificial, mediante varillas de marfil que hacía pasar a través de túneles cutáneos, haciendo posible que la prótesis se moviera de forma activa debido a la contracción muscular.

Es hasta 1946 cuando se crean sistemas de propulsión asistida, dando origen a las prótesis neumáticas y eléctricas. Un sistema de propulsión asistida es aquel en el que el movimiento es activado por algún agente externo al cuerpo. Uno de los sistemas protésicos de propulsión asistida es el neumático, el cual fue empleado de manera recurrente durante la crisis de dismelia en Alemania en 1962, debido a que ésta brindaba la opción de que el paciente mantuviera la función táctil activa, gracias a las prótesis de terminal abierto, el cual es un sistema de fijación en el que el muñón asoma por el final de la prótesis.

Las prótesis con mando mioeléctrico comienzan a surgir en el año de 1960 en Rusia. Esta opción protésica funciona con pequeños potenciales extraídos durante la contracción de las masas musculares del muñón, siendo estos conducidos y amplificados para obtener el movimiento de la misma. En sus inicios, este tipo de prótesis solo era colocada para amputados de antebrazo, logrando una fuerza

prensora de dos kilos. En 1962 surgen las prótesis de esqueleto cilíndrico, las cuales poseen un armazón formado por tubos metálicos o de diferentes materiales sintéticos, cubiertos de una sustancia esponjosa, logrando así una apariencia más cercana a la de un brazo sano. Esta prótesis se desarrolló en la Universidad de Münster, Alemania.

2. Biomecánica de la mano

2.1. Huesos y articulaciones de la mano

La mano y la muñeca están constituidas por una serie de huesos y articulaciones que forman una estructura cinemática articulada demasiado compleja, cuya función es la sujeción y manipulación de objetos de diversas formas, tamaños y texturas. La mano es la porción más activa de la extremidad superior, estando presente en la ejecución de la mayoría de las tareas relacionadas con la vida cotidiana.

La mano cuenta con 27 huesos incluyendo la muñeca, 14 falanges en los dedos, 5 metacarpianos y 8 carpianos, estos huesos constituyen los cuatro grupos principales de articulaciones de la mano, denominadas articulación distal interfalángica (DIF), proximal interfalángica (PIF), metacarpofalángica (MCF) y carpometacarpiana (CMC).

Como se muestra en la figura Figura 2.4 cada uno de los dedos cuenta con tres falanges, falange distal, media y proximal mientras que el dedo pulgar sólo cuenta con falange distal y proximal, la longitud de las falanges incrementa conforme se acerca a los metacarpianos, es decir, la falange distal es de menor longitud, mientras que la falange proximal es la más larga de las tres.

La cabeza de la falange proximal y media es bicondíral, los metacarpianos están ubicados atrás de la falange proximal de cada uno de los dedos, agrupándose en un eje arqueado para formar la curvatura de la palma . En los

dedos la falange distal y media forman la DIF, la falange media y proximal forman la articulación PIF y la falange proximal y el metacarpiano forman la MCF.

Los carpianos adquieren su nombre dependiendo de la forma del hueso, se encuentran en un arreglo de dos filas que están unidas estrechamente a los ligamentos del ínter óseo, en la fila distal se encuentran el trapecio, trapezoide, el unciforme y el encorvado, desde la parte lateral hasta la parte central. Los huesos de la fila proximal son, el escafoides, el ulnar, el piramidal y el pisiforme, la articulación entre la fila proximal y distal se llama mediacarpal, mientras que la articulación en los huesos adyacentes se llama intercarpales.

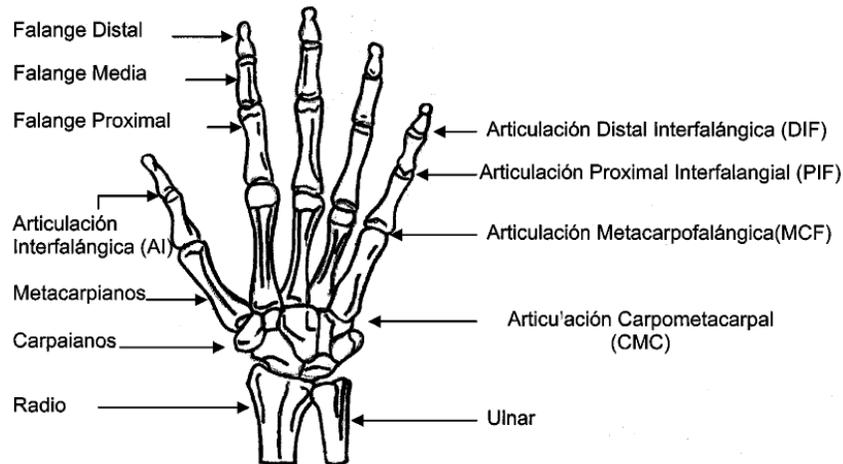


Figura 2.4: Articulaciones y huesos de la mano

La articulación MCF de los dedos, es un ejemplo típico de articulaciones condiliares, donde el cóndilo oval del hueso metacarpiano se articula con la cavidad de las falanges proximal, esta estructura permite movimientos angulares en dos direcciones por lo que se considera una articulación biaxial, proporcionando la capacidad de realizar movimientos de flexión-extensión y abducción-aducción. Las articulaciones que se encuentran entre las falanges poseen una estructura parecida a la de una bisagra que permite únicamente movimiento en un sólo eje (mono axial), cabe destacar que la cara de los dedos proximales de la falange media y

distal son cóncavas y la cara distal es convexa.

Huesos metacarpianos de la palma

Los huesos del carpo forman un arco semicircular integrado por el hueso grande (HG) que está flanqueando sobre el lado radial por el trapezoide (Tre) y el trapezio (Tra) y por el lado cubital por el hueso unciforme (HU), como se muestra en la Figura 2.5.



Figura 2.5: Huesos de la palma y la muñeca

La articulación CMC comprendida por el primer metacarpiano y el trapezio tienen una superficie cóncava en una dirección convexa en la otra, adquiriendo una forma de silla de montar como se muestra en la Figura 2.6, proporcionándole al dedo pulgar tres grados de libertad a la altura del metacarpiano, teniendo movimientos de flexión-extensión, abducción-aducción y pronación-supinación.

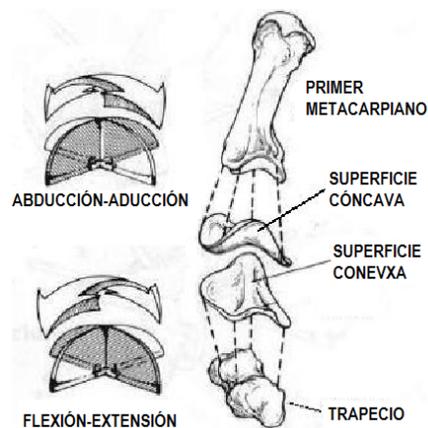


Figura 2.6: Primer metacarpiano

Los metacarpianos centrales (MII y MIII) están firmemente enlazados al trapezoide y al hueso grande, por lo que constituyen la unidad fija de la mano dando a los dedos índice y medio la estabilidad necesaria para efectuar el agarre palmar y puntual.

En contraste, los metacarpianos cuarto y quinto tienen una mayor movilidad, proporcionando arco de movilidad más amplio a los dedos anular y meñique, lo que permite que la palma se cierre sobre el lado cubital de la mano, con esto se impide que se deslicen los objetos que se hayan sujetado previamente, como se muestra en la Figura 2.7.

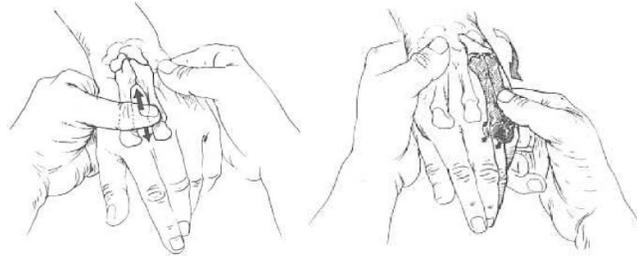


Figura 2.7: Metacarpianos

Con respecto a la superficie palmar, las eminencias tenar e hipotenar ponen de manifiesto los músculos que mueven los dedos pulgar y meñique, éstos músculos le dan la forma dentada y excavada a la palma de la mano (Figura 2.8), esta forma es creada por tres arcos de los cuales, dos de ellos corren a través de la palma (uno a nivel carpiano y el otro a nivel del cuello de los metacarpianos), mientras que el tercero corre en sentido longitudinal desde el centro de la palma.

La estructura arqueada es sostenida por los músculos intrínsecos de la mano y la localización estratégica de estos arcos fomenta la proyección palmar del pulgar obteniendo un sistema eficiente de agarre entre el pulgar obteniendo un sistema eficiente de agarre entre el pulgar y los dedos índice y medio, como se ilustra en la Figura 2.8.

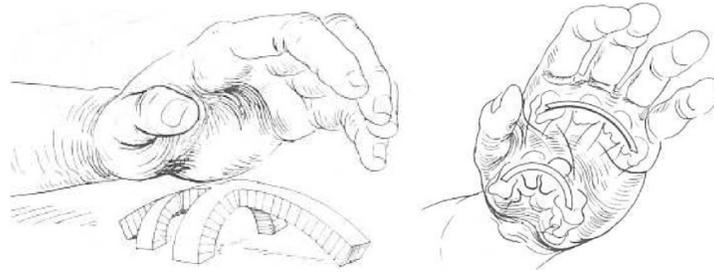


Figura 2.8: Posición arqueada de la mano

Articulaciones interfalángicas y metacarpofalángicas

Como se mencionó anteriormente, las articulaciones interfalángicas están formadas por la unión de las falanges proximal, media y distal, constituyendo la articulación DIF y la PIF, de la misma forma, la articulación metacarpofalángica está formada por la unión de la falange proximal y el metacarpiano correspondiente a cada uno de los dedos.

La articulación IF del pulgar, es en esencia idéntica a la articulación IF de los demás dedos de la mano y la única excepción es que tiene un sesamoideo, es decir, tiene una especie de caja donde aloja la cabeza del metacarpiano, ya que ésta tiene una superficie ovoide (excéntrica) en un plano sagital y en una forma trapezoide en el plano del corte transversal. La articulación metacarpofalángica (MCF) del pulgar es una transición entre la articulación IF y una articulación MCF de los demás dedos, en algunas personas tiene una cabeza concéntrica y en otra tiene una cabeza cuadrada como se muestra en la Figura 2.9.

La articulación carpo-metacarpiana (CMC) del primer metacarpiano (MI), junto con el trapecio presenta una forma peculiar, con lo que esta articulación tiene una gran movilidad en tres planos, es decir, posee tres grados de libertad, tal como se ilustra en la Figura 2.10.

Donde,

- A_1 = Flexión-abducción; Extensión-aducción.

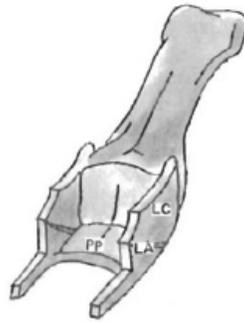


Figura 2.9: Sesamoide del dedo pulgar

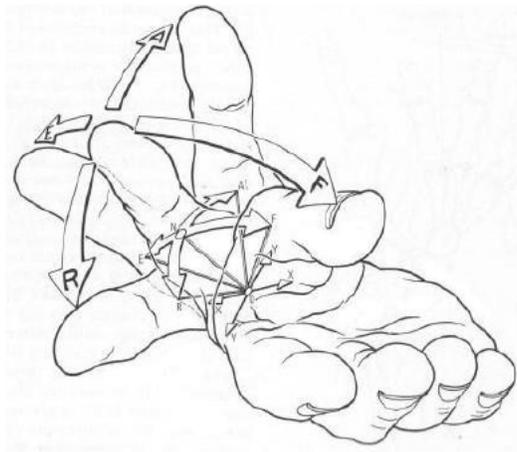


Figura 2.10: Movimientos del pulgar en los planos A_1 , A_2 y A_3

- A_2 = Abducción-aducción (plano palmar).
- A_3 = Circunducción.

Por otra parte, cada articulación interfalángica (IF), posee un par de los ligamentos colaterales, los cuales proporcionan una gran estabilidad a la articulación ya que permiten el movimiento alrededor del eje de rotación y restringe el desplazamiento transversal, no obstante, el sostén intrínseco muscular es necesaria para la estabilidad de este movimiento.

Los ligamentos de la articulación IF se originan en el eje del centro de rotación, formando un arco de radio concéntrico en el que las fibras centrales se encuentran estiradas en todo momento, mientras que en extensión completa las

las fibras superiores se encuentran en estado de laxitud y las fibras inferiores se ponen tensas, mientras tanto las inferiores permanecen apretadas conforme se mueven las falanges.

2.2. Ligamentos y tendones de la mano

Los ligamentos están formados por tejido conectivo fibroso que une a los huesos entre sí, su función es mantener estable las diversas estructuras óseas del cuerpo humano, los tendones son un tejido fibroso que une los músculos con los diferentes huesos del cuerpo y sirven para mover la estructura ósea.

Se utilizan diferentes denominaciones para los mismos ligamentos o nombres similares para los ligamentos diferentes. El carpo está rodeado por el sistema ligamentoso que se divide para efectos prácticos en: ligamentos intrínsecos (con origen e inserción en los huesos carpianos) y extrínsecos (con origen en los huesos del antebrazo e inserción en los huesos del carpo).

Ligamentos intrínsecos y extrínsecos

Dentro del grupo de ligamentos extrínsecos, los más importantes y potentes son los de la cara anterior, que a su vez se dividen en radio-carpianos y cubito-carpianos. Los ligamentos radio-carpianos tienen su origen en la cara anterior del radio y reciben el nombre del hueso donde se insertan, de la misma forma los ligamentos cubito-carpianos se originan en la cara anterior del cubito.

Dentro de los ligamentos radio-carpianos se hace mención al radio-escafo-grande (también denominado deltoide o en v), radio-semilunar-piramidal, radio-escafo-semilunar (también denominado ligamento de *Testud*) y el ligamento radio-semilunar.

Los ligamentos radio-carpianos están formados por el cubito-semilunar (ulnolunate, ulnocarpal), cubito-piramidal (ulnotriquetal, ulnocarpal), cubito-grande (ulnocapitate, arcuato o deltoide), ligamentos laterales, los cuales son demasiado

cortos pero muy potentes y son encargados de dar la estabilidad a las articulaciones IF, el ligamento externo (ligamento radio-escafoideo o ligamento colateral radial), ligamento interno (ligamento colateral cubital).

Los huesos de cada hilera del carpo están unidos entre sí por ligamentos inter-óseos, siendo los más importantes del escafo-lunar y el luno-piramidal como se muestra en la Figura 2.11 la hilera distal también está firmemente unida entre sí por estos ligamentos inter-óseos, constituyendo una unidad funcional de escasa movilidad.

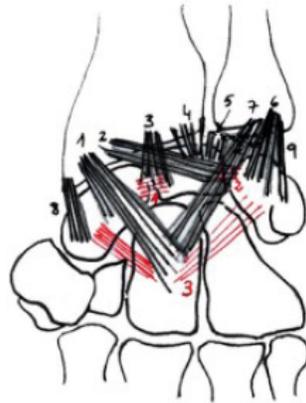


Figura 2.11: Carpianos extrínsecos

Los ligamentos intrínsecos de la región dorsal son de escasa entidad atómica y funcional, aunque el ligamento más importante de este grupo es el ligamento intercarpiano dorsal que se extiende desde el piramidal hasta el escafoides, pudiendo algunas fibras alcanzar trapecio y trapezoide (2.12).

Los ligamentos colaterales tienen una forma triangular y se originan dorsales al eje de rotación de la cabeza de los metacarpianos, los ligamentos colaterales son estirados y puestos en tensión durante la flexión de la articulación metacarpo-falángica, son relajados y puestos laxos durante la extensión, por lo tanto la articulación metacarpo-falángica es estable en flexión y no puede ejecutar la abducción, la extensión permanece laxa permitiendo el movimiento lateral como la abducción y aducción.

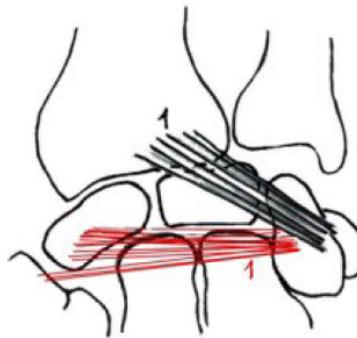


Figura 2.12: Carpiano radio/piramidal extrínseco

A lo largo de la parte lateral del dedo, se encuentra una parte palmar de fibras transversales que se fijan a la vaina del flexor llamada los ligamentos de *Grayson* y una capa dorsal de fibras oblicuas que se insertan en las falanges a las que se le llama los ligamentos de *Cleland*, ambos ligamentos se fijan a las falanges de la piel.

Mecanismo extensor de los dedos

El mecanismo extensor de los dedos o también llamado **Mecanismo extensor de HOOD** está compuesto por los tendones intrínseco y extrínseco como lo muestra la 2.13.

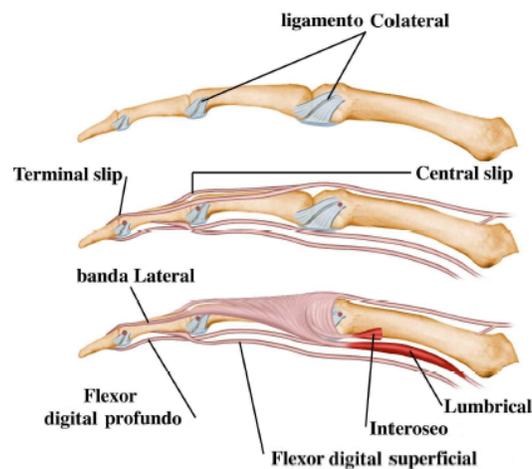


Figura 2.13: Mecanismo extensor de HOOD

A través del mecanismo de HOOD y la inserción intrínseca se controla el movimiento de la articulación PIF y MCF para proporcionar un movimiento fino en cada uno de los dedos. La estructura tendinosa del tendón extensor largo está formada por cuatro componentes principalmente:

1. Bandas sagitales (ligamentos mortaja) que circunscriben la cabeza de los metacarpianos.
2. La corredera proximal que se inserta en la base de la falange proximal.
3. La corredera central que se inserta en la base de la falange intermedia.
4. Las correderas laterales que se insertan en la base de la falange distal

Al flexionar la articulación MCF, las bandas sagitales se deslizan hacia adelante para aplicar fuerza extensora a lo largo de la corredera central, extendiendo la falange intermedia como se observa en la Figura 2.14. Al flexionar la articulación PIF, las correderas laterales se deslizan palmares al eje de rotación para aflojar y permitir la flexión de la articulación DIF, de otra forma estaría tensa y extendería la articulación DIF mediante un efecto de tenodesis.



Figura 2.14: Flexión de la articulación

De la misma forma, el mecanismo extensor de la articulación DIF está conformado por los siguientes tendones y ligamentos:

1. Fibras arqueadas oblicuas que atraviesan transversalmente la corredera central y las bandas laterales.

2. Ligamento transverso de Landsmeer, que atraviesa el dorso de la articulación sobre la línea de montaje.
3. El ligamento triangular que se extiende entre las inserciones de las bandas laterales y la falange distal.
4. El ligamento retinacular oblicuo de Landsmeer, que se extiende desde la inserción de los extensores de la falange distal sobre el eje de la articulación PIF y sobre la línea de la articulación como se muestra en la Figura 2.15.

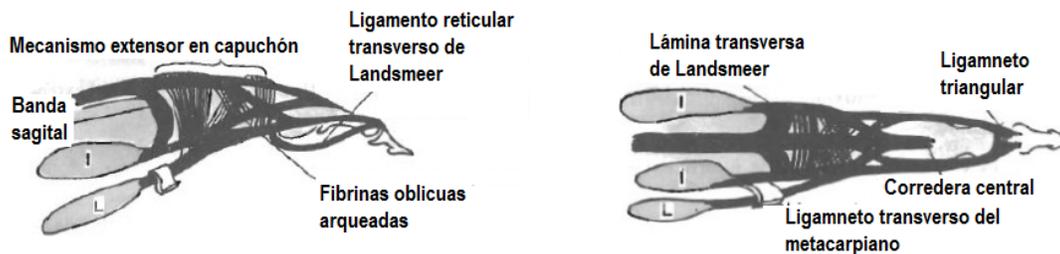


Figura 2.15: Mecanismo extensor y flexor de los dedos

El mecanismo extensor del dedo pulgar es básicamente una forma modificada del mecanismo de la articulación DIF de los demás dedos, ya que no hay falange intermedia. La porción intrínseca está integrada por el extensor corto del pulgar que corre paralelo al centro de la articulación MCF para insertarse sobre la falange proximal y al extensor largo del pulgar que corre sobre la cara cubital la articulación MCF para insertarse en la base de la falange distal.

2.3. Músculos de la mano

Los músculos que actúan sobre los dedos se clasifican dependiendo del origen de los mismos, los músculos que se originan en el área de la mano se llaman músculos intrínsecos y los que se originan en el brazo y antebrazo se llaman músculos extrínsecos. Los músculos extrínsecos son grandes y están relacionados

con la fuerza que desarrolla la mano y los músculos intrínsecos son pequeños y están asociados con los movimientos finos y delicados de los dedos.

Los músculos extrínsecos están clasificados en dos grupos dependiendo de su función y estructura, teniendo a los músculos anterior y posterior; los músculos anteriores son los flexores de los dedos, los músculos posteriores son los extensores. Los principales flexores de los dedos son el flexor digital profundo (FDP) y el flexor digital superficial (FDS). El FDP es empleado para flexionar los dedos con poca fuerza o carga, mientras que el FDS se utiliza cuando se requiere ejercer una gran fuerza, por lo que los tendones FDP están conectados a la falange distal (FD) y los tendones FDS están conectados a la falange proximal (FP). El FDP se divide en dos partes, donde la parte radial está conectada al dedo índice y la parte cubital al dedo medio, anular y meñique, por lo tanto, el dedo índice presenta una mayor libertad en los movimientos con respecto a los demás dedos.

La muñeca presenta tres músculos extensores, el primer radial externo, segundo radial externo y cubital y el cubital posterior. El segundo radial externo es el extensor primario de la muñeca y está situado en el centro de la palma, debido a su inserción sobre la base de la unidad fija, permiten que los flexores actúen a través de sus arcos de movilidad sobre una muñeca mecánicamente estable.

La porción intrínseca esta formada por abductor y aductor corto del pulgar, el cual posee fibras que se insertan sobre la cara radial de la falange proximal luego sobre el dorso de la articulación de los tendones extensores y las fibras provenientes del aductor largo del pulgar de la cara cubital de la falange como se ilustra en la Figura 2.16.

Otra de las partes importantes para el movimiento de los dedos es el conducto sinovial, ya que éste proporciona un deslizamiento del tendón con poca fuerza, también, previene la flexión del tendón proporcionando a la mano un movimiento relativamente constante, el cual puede ser interpretado como un sistema de poleas; cinco poleas anulares ($A_1 - A_5$) y tres poleas cruzadas ($C_1 - C_3$), como se visualiza en la Figura 2.17.

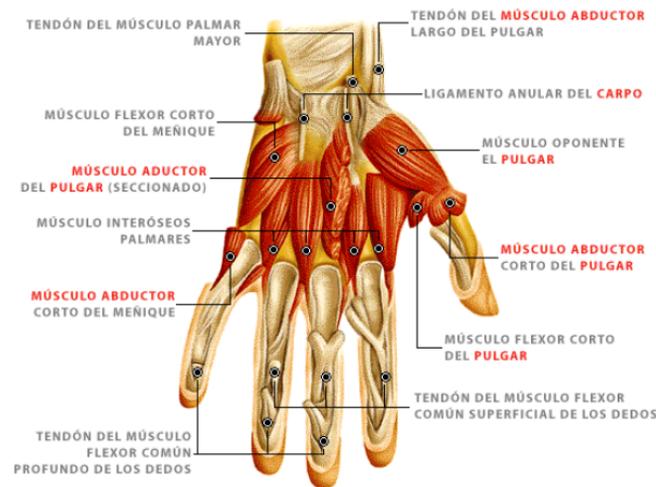


Figura 2.16: Músculos abductores y aductores de la mano

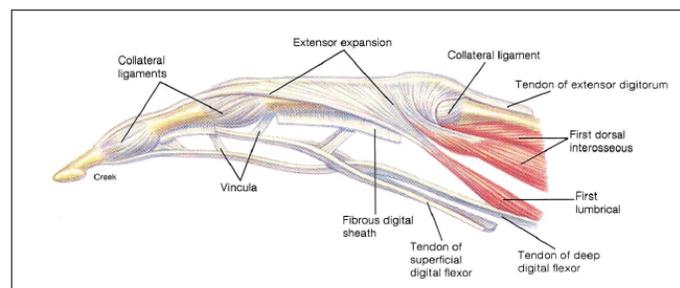


Figura 2.17: Conducto sinovial del dedo índice

A_2 y A_4 son las poleas más importantes para el funcionamiento normal del dedo y la transferencia de fuerzas, A_3 es la polea más débil pero la más flexible, la cual entra en función cuando la A_2 y/o A_4 están dañadas.

2.4. Rango de movilidad de la mano

El rango de movilidad se mide en cada una de las articulaciones de la mano para determinar el ángulo de flexión y extensión que pueden desarrollar las mismas a través de los movimientos normales de los dedos y de la mano en general. El movimiento del antebrazo es medido como grado de pronación y supinación desde su posición neutral al igual que el movimiento de la muñeca y

que involucra los siguientes movimientos:

- Flexión.
- Extensión.
- Desviación radial.
- Desviación cubital.
- Supinación (del antebrazo).
- Pronación (del antebrazo).

Rango de movilidad de la muñeca

La flexión normal de la muñeca presenta una desviación de 80° aproximadamente desde la posición neutra o recta (0°). El arco normal de extensión está aproximadamente en 70° ; la desviación cubital tiene un arco aproximado de 30° y la desviación radial es de 20° aproximadamente, tal como lo ilustra la Figura 2.18. La desviación cubital es la más grande, puesto que el cubito no se extiende en sentido distal hasta el mismo punto que el radio y no se articula de manera directa con el carpo.

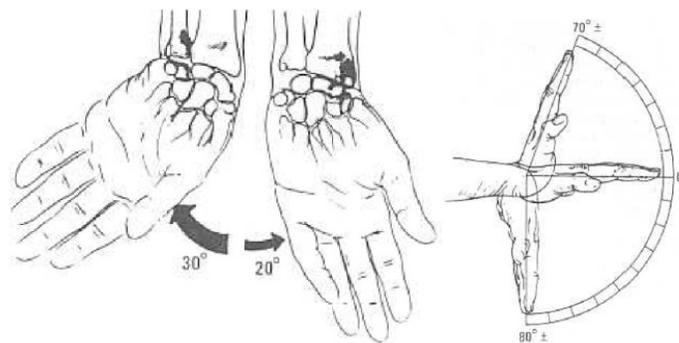


Figura 2.18: Rango de movilidad de la muñeca

Rango de movilidad de los dedos

El movimiento de los dedos se mide en términos del grado máximo de flexión hasta el grado máximo de extensión es importante observar que la hiperextensión está medida con un ángulo negativo, por lo tanto el rango total de movimiento de los dedos se determina restando el ángulo de extensión del ángulo de flexión. Comúnmente la abducción y la aducción de los dedos no son medidas, pero se identifica para determinar la función de los músculos interoseos de la mano. El movimiento de las articulaciones interfalángicas (PIF, DIF) y metacarpofalángicas (MCF) del dedo pulgar está determinado de la misma forma que los demás dedos, empleando el criterio anterior para cada una de las articulaciones. El movimiento de la articulación CMC del pulgar está definida por la abducción radial y palmar, así como de la oposición y retro-posición del pulgar, destacando los siguientes movimientos:

- Flexión y extensión de los dedos a la altura de las articulaciones MCF.
- Flexión y extensión de los dedos a la altura de las articulaciones IF.
- Abducción y aducción de los dedos a la altura de las articulaciones MCF.
- Flexión y extensión del pulgar a la altura de de la articulación MCF y de la articulación IF (abducción transpalmar y abducción radial).
- Aducción y abducción del pulgar a nivel de la articulación metacarpofalángica (abducción palmar).
- Oposición.

Durante la flexión normal de los dedos, éstos se encuentran juntos en movimiento continuo y tocan la palma aproximadamente a nivel del surco palmar distal como se muestra en las figuras 2.19 y 2.20. En la extensión normal de los

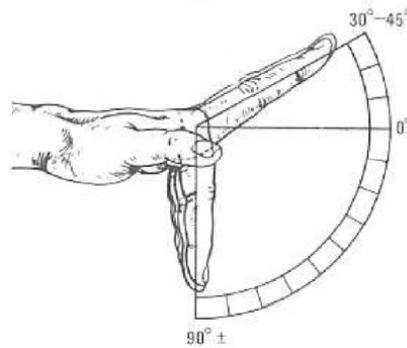


Figura 2.19: Arcos de movilidad de la articulación metacarpo-falángicas: flexión y extensión

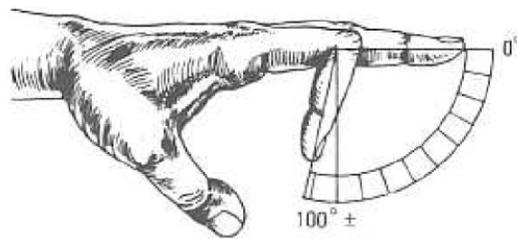


Figura 2.20: Arcos de movilidad de la articulación interfalángicas proximal: flexión y extensión

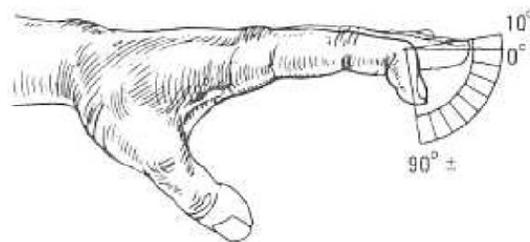


Figura 2.21: Arcos de movilidad de la articulación interfalángica distal: flexión y extensión

dedos se mueven de forma conjunta y se extienden hasta la posición recta o más allá.

La abducción y aducción se miden a partir de la línea axial de la mano, todos los dedos se separan en arcos de aproximadamente 20° , en abducción se juntan y tocan entre si como se muestra en la Figura 2.22.

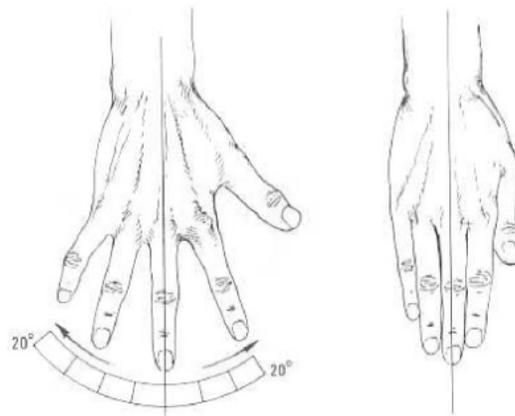


Figura 2.22: Abducción y aducción de los dedos

Flexión y extensión del pulgar

La flexión y extensión del pulgar es más fácil de identificar cuando se intenta tocar la base del dedo meñique, con este movimiento de abducción transpalmar se observa la flexión activa de las articulaciones metacarpo-falángica e inter-falángica del pulgar como se muestra en la Figura 2.23.

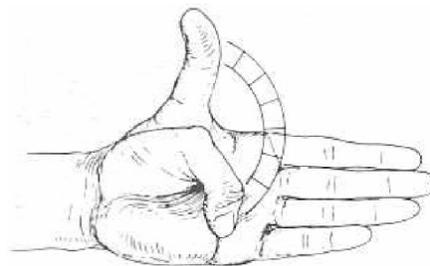


Figura 2.23: Abducción transpalmar del pulgar

La flexión y extensión de la articulación MCF del pulgar presenta un arco de movilidad de aproximadamente 50° entre este dedo y el índice, por otro lado la articulación interfalángica de 90° y -20° con respecto a la línea axial del pulgar como se observa en las Figuras 2.24 y 2.25.

Cuando el pulgar está en abducción total, el dedo índice y pulgar forman un ángulo de 70° aproximadamente (Figura 2.26). La devolución del pulgar hasta la palma representa una aducción completa, con lo que el dedo pulgar es capaz



Figura 2.24: Flexión y extensión del pulgar. Articulación metacarpofalángica

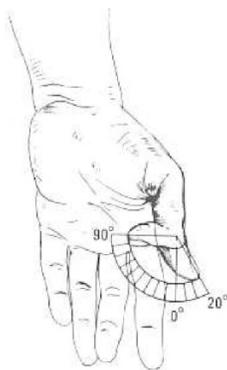


Figura 2.25: Flexión y extensión del pulgar. Articulación interfalángica
de realizar un movimiento de oposición al tocar la punta del dedo meñique.

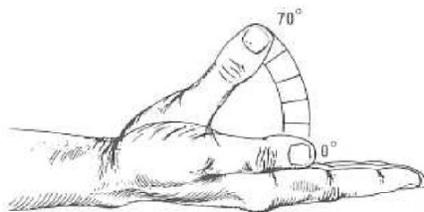


Figura 2.26: Abducción y aducción palmar del pulgar

Aunque de forma conjunta, los dedos presentan un rango de movilidad promedio, de forma individual el rango de movilidad varia de un dedo a otro, por ejemplo, la articulación MCF del dedo índice presenta un rango de movilidad

Tabla 2.1: Promedio de los rangos de movilidad del antebrazo y mano

Articulación		RMD
Codo	<i>Flexión</i>	0° – 145°
	<i>Extensión</i>	0°
Antebrazo	<i>Pronación</i>	0° – 70°
	<i>Supinación</i>	0° – 85°
Muñeca	<i>Flexión</i>	0° – 75°
	<i>Extensión</i>	0° – 70°
	<i>Radial</i>	0° – 20°
	<i>Cubital</i>	0° – 35°
Articulación DIF de los dedos	<i>Extensión</i>	0°
	<i>Flexión</i>	0° – 80°
Articulación PIF de los dedos	<i>Extensión</i>	0°
	<i>Flexión</i>	0° – 10°
Articulación MCF de los dedos	<i>Hiper-extensión</i>	0° – 45°
	<i>Flexión</i>	0° – 90°

de 70° y la articulación MCF del dedo meñique un rango de 95°. El rango de movilidad de la abducción y aducción del dedo índice, es de aproximadamente 60°, 45° para el dedo medio y 50° para el dedo meñique.

El rango de movilidad de las articulaciones MCF en la flexión y extensión decrecen cuando la abducción y aducción se incrementan y viceversa desde una posición central del dedo, ésto debido a la estructura bicondiliar de los metacarpianos, de esta forma es posible resumir los rangos de movilidad de acuerdo a la Tabla 2.1 .

Al igual que los rangos de movilidad, las propiedades antropométricas de la mano y de los dedos son necesarias para el análisis estático y dinámico de la misma, en general, propiedades como la longitud de las falanges, el peso y el centro de gravedad, así como el punto de inserción del músculo, el centro de la articulación y los puntos de contacto entre las falanges, por mencionar algunas intervienen directamente en el análisis estático de la estructura de los dedos.

La Tabla 2.2 presenta la relación en longitud que existe entre los dedos con respecto al porcentaje de la longitud total de la mano.

Tabla 2.2: Relación porcentual de la longitud de las falanges con respecto a la longitud de la mano

Falange	<i>Proximal</i>	<i>Media</i>	<i>Distal</i>
Pulgar	17,1	—	12,1
Índice	21,8	14,1	8,6
Medio	24,5	15,8	9,8
Anular	22,2	15,3	9,7
Meñique	17,2	10,8	8,6

2.5. Clasificación y tipos de agarre de la mano

La sujeción de un objeto puede definirse como **la aplicación de fuerzas funcionales de la mano hacia un objeto para realizar una tarea determinada**. Existe una gran variedad de formas de sujetar un objeto, que se obtienen cambiando la cinemática y la cinética de la mano. Es posible manejar la fuerza aplicada en cada dedo, así como cambiar la cinemática del agarre, usando diferentes posiciones en las falanges de los dedos para sujetar un objeto determinado.

Skinner (1975) clasificó los agarres de la mano en: cilíndrico, palmar, puntual, lateral, esférico y de gancho, en la Figura 2.27 se visualiza cada uno de los agarres mencionados .

Agarre de precisión y fuerza

Naiper (1956), clasifica los agarres en dos categorías: *agarre de fuerza* y *agarre de precisión*. Naiper define un agarre de fuerza cuando el pulgar se encuentra en el plano de la palma, la articulación metacarpofalángica y carpometacarpiana se encuentran en abducción, los dedos están flexionados, rotados lateralmente e inclinados hacia el lado cubital en la mano, los dedos están flexionados en oposición a la palma, con un ángulo de flexión dependiente de las dimensiones del objeto y la muñeca esta colocada en una desviación cubital, neutra entre la flexión y extensión.

El agarre de precisión ocurre cuando el pulgar está en abducción y ro-

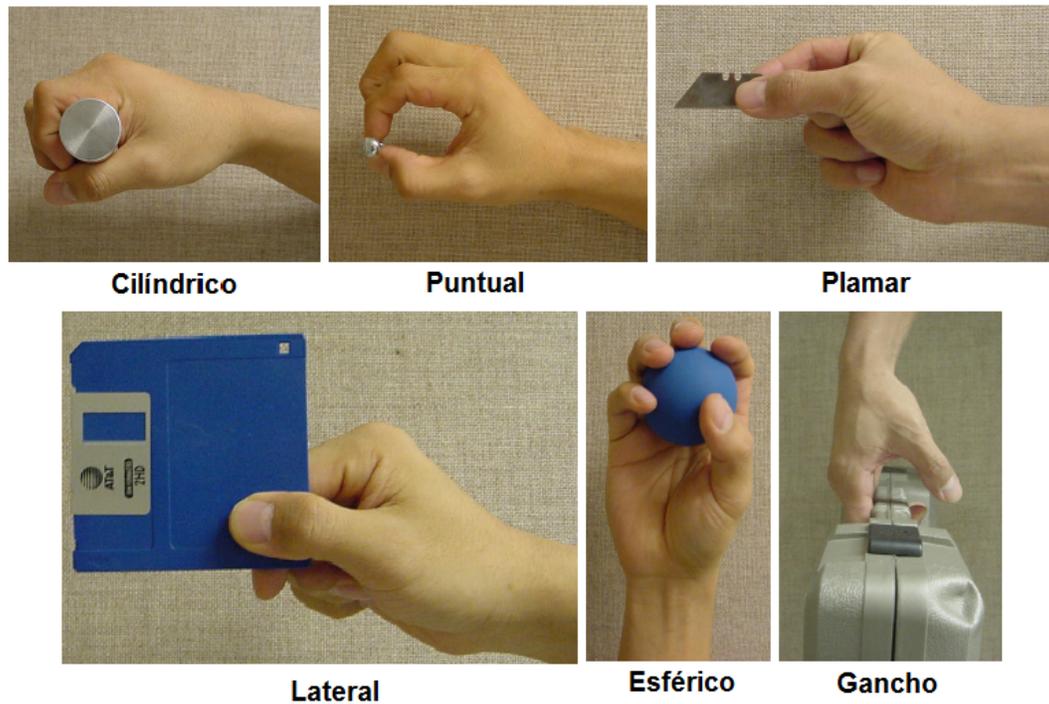


Figura 2.27: Clasificación y tipos de agarre

tado en la articulación metacarpofalángica y carpometacarpiana, los dedos están flexionados y en abducción sobre la articulación metacarpofalángica, produciendo un grado de rotación axial en los dedos, la muñeca está firme, en la oposición central entre la desviación radial y cubital y el objeto está sujeto a en oposición con los dedos y el pulgar, especialmente entre el pulgar y el dedo índice, el cual es usado para sujetar objetos pequeños.

La oposición del pulgar principalmente define la categoría de agarre en la cual se encuentra la mano, ya sea de precisión o de fuerza. Cuando el pulgar está en abducción en un mayor grado, el agarre se aleja de la categoría de precisión y tiende a un agarre de mayor fuerza se tiene una gran abducción del pulgar, a este agarre de le denomina *agarre del martillo* como es mostrado en la Figura 2.28.

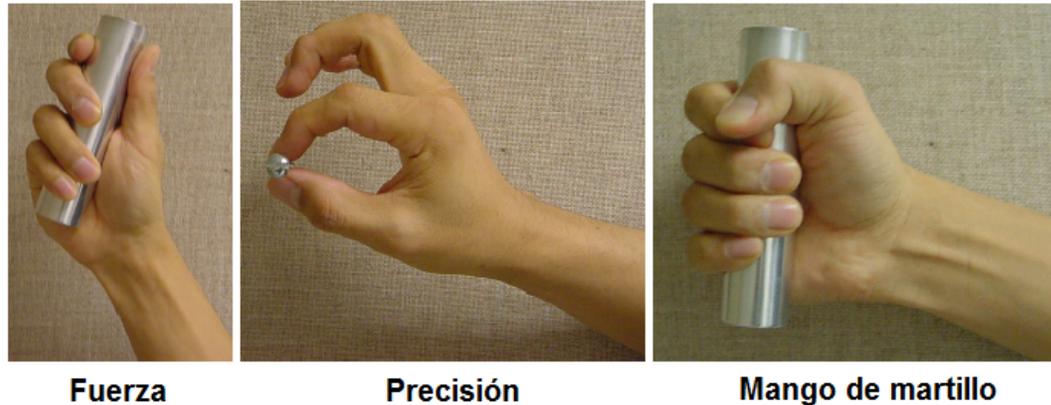


Figura 2.28: Clasificación de Naiper

Agarre en oposición

La oposición es un movimiento en el cual la superficie de la llema del dedo pulgar se coloca en ángulo recto o diametralmente opuesto a las llemas de los demás dedos. Iberall *et al.* (1986), usa el término oposición para describir tres direcciones básicas a través de las cuales la mano puede aplicar fuerzas.

Oposición puntual: Ocurre cuando las llemas de los dedos a lo largo de una dirección que generalmente es paralela a la palma de la mano.

Oposición palmar: Ocurre entre las superficies de los dedos y la palma, a lo largo de una dirección que generalmente es perpendicular a la palma de la mano. Un ejemplo claro se presenta al sujetar un martillo.

Oposición lateral: Ocurre entre las superficies de los dedos índice y pulgar a través de una dirección que generalmente es transversal a la palma. Por ejemplo, cuando se sujeta una llave en la parte lateral del dedo índice y la llema del dedo pulgar.

La Figura 2.29 muestra los tres tipos de agarre en oposición: puntual, palmar y lateral. Las flechas muestran la acción de las fuerzas aplicadas por los dedos y la palma.



Figura 2.29: Clasificación de Iberall

3. Materiales

Actualmente existe una extensa variedad de materiales metálicos y no metálicos, ambos con una amplia gama de propiedades.

3.1. Propiedades de los materiales

La gran cantidad de aplicaciones que presentan los metales se debe a sus notorias propiedades, principalmente las mecánicas, térmicas y eléctricas (Kalpakjian y Schmid, 2006).

Propiedades físicas: Las propiedades físicas se ponen de manifiesto ante estímulos como la aplicación de fuerzas, electricidad, calor o luz.

Propiedades mecánicas: Son las relativas a la aplicación de fuerzas.

- Dureza: Los metales son duros, no se rayan ni pueden perforarse fácilmente; además resisten los esfuerzos a los que son sometidos.
- Plasticidad y elasticidad: Algunos metales se deforman permanentemente cuando actúan sobre ellos fuerzas externas. Otros muestran un fuerte carácter elástico y son capaces de recuperar su forma original tras la aplicación de una fuerza externa.

- Maleabilidad: Ciertos metales pueden ser extendidos en láminas muy finas si llegar a romperse.
- Tenacidad: Muchos metales presentan una gran resistencia a romperse cuando son golpeados.
- Ductilidad: Algunos metales pueden ser estirados en hilos largos y finos.

Propiedades térmicas Las propiedades térmicas de los metales son:

Conductividad eléctrica: Todos los metales presentan una gran conductividad térmica.

- Fusibilidad: Los metales tienen la propiedad de fundirse, aunque cada metal lo hace a temperatura diferente.
- Dilatación y contracción: Los metales se dilatan cuando aumenta la temperatura se contraen si disminuye la temperatura.
- Soldabilidad: Muchos metales pueden soldarse con facilidad a otras piezas del mismo metal o de otro diferente.

Propiedades químicas: La propiedad química más perjudicial de los metales es su elevada capacidad de oxidación, que consiste en su facilidad para reaccionar con el oxígeno y cubrirse de una capa de óxido al poco tiempo de estar a la intemperie.

3.2. Materiales ferrosos

El metal más empleado en la actualidad es el hierro en cualquiera de sus presentaciones, ya que tanto las técnicas de extracción del mineral como los procesos de obtención del metal son relativamente económicos. Minerales que contienen mucho hierro: la magnetita, la hematites, la limonita y la siderita.

El hierro es un metal de color blanco grisáceo que presenta *algunos inconvenientes*: se corroe con facilidad, tiene un punto de fusión elevado y es de

difícil mecanizado, resulta frágil y quebradizo. Por todo ello tiene escasa utilidad; se emplea en componentes eléctricos y electrónicos. Para mejorar sus propiedades mecánicas el hierro puro es mezclado con carbono; la fundición presenta una elevada dureza y una resistencia al desgaste.

El acero es una aleación del hierro con una pequeña cantidad de carbono. De este modo se obtienen materiales de elevada dureza y tenacidad y con una mayor resistencia a la tracción. Los aceros pueden contener otros elementos químicos, a fin de mejorar propiedades específicas; se obtienen así los aceros aleados que son: Silicio, Manganeso, Cromo, Níquel y Wolframio.

3.3. Materiales no ferrosos

El hierro es el metal más utilizado en la actualidad. Sin embargo, algunas de sus propiedades hacen que resulte poco adecuado para determinados usos. Por ello, se utilizan otros muchos materiales metálicos no procedentes del hierro.

Cobre: El cobre se obtiene a partir de los minerales cuprita, calcopirita y malaquita. Presenta una alta conductividad eléctrica y térmica, así como una notable maleabilidad y ductilidad. Es un metal blando, de color rojizo y brillo intenso. Se oxida en su superficie, que adquiere entonces un color verdoso.

Latón: Es una aleación de cobre y zinc. Presenta una alta resistencia a la corrosión y soporta el agua y el vapor de agua mejor que el cobre.

Bronce: Es una aleación de cobre y estaño. Este metal presenta una elevada ductilidad y una buena resistencia al desgaste y a la corrosión.

Plomo: Se obtiene de la casiterita. Es un metal de color blanco brillante, muy blando, poco dúctil, pero muy maleable, y no se oxida a temperatura ambiente. Emite un ruido característico cuando se parte, denominado grito de estaño (Kalpakjian, Schmid, 2006).

3.4. Aleaciones

Una aleación se trata de una mezcla sólida homogénea de dos o más metales, o de uno o más metales con algunos elementos no metálicos.

Clasificación de las aleaciones: La clasificación de las aleaciones se hace por medio de la composición. Esta clasificación tiene en cuenta cual es el elemento que se halla en mayor proporción (aleaciones ferrosas, aleaciones base cobre, etc.). Cuando los aleantes no tienen carácter metálico suelen hallarse en muy pequeña proporción, mientras que si únicamente se mezclan metales, los aleantes pueden aparecer en proporciones similares al metal base.

Propiedades de las aleaciones: Las aleaciones presentan brillo metálico y alta conductividad eléctrica y térmica, aunque usualmente menor que los metales puros. Las propiedades físicas y químicas son, en general, similares a la de los metales, sin embargo las propiedades mecánicas tales como dureza, ductilidad, tenacidad etc. pueden ser muy diferentes.

Las aleaciones no tienen una temperatura de fusión única, dependiendo de la concentración, cada metal puro funde a una temperatura, coexistiendo simultáneamente la fase líquida y fase sólida. Hay ciertas concentraciones específicas de cada aleación para las cuales la temperatura de fusión se unifica. Esa concentración y la aleación obtenida reciben el nombre de eutéctica, y presenta un punto de fusión más bajo que los puntos de fusión de los componentes (Calvo, 1964).

Aleaciones de aluminio: Las aleaciones de aluminio son aleaciones obtenidas a partir de aluminio y otros elementos, generalmente cobre, zinc, manganeso, magnesio o silicio. Forman parte de las llamadas aleaciones ligeras, con una densidad mucho menor que los aceros, pero no tan resistentes a la corrosión como el aluminio puro, que forma en su superficie una capa de óxido de aluminio (alúmina). Las aleaciones de aluminio tienen como principal objetivo

mejorar la dureza y resistencia del aluminio, que es en estado puro un metal muy blando. La corrosión galvánica se produce rápidamente en las aleaciones de aluminio cuando entran en contacto eléctrico con acero inoxidable u otras aleaciones con mayor electronegatividad en un ambiente húmedo, por lo que si se usan conjuntamente deben ser adecuadamente aisladas.

Desde el punto de vista físico, el aluminio puro posee una resistencia muy baja a la tracción y una dureza escasa. En cambio, unido en aleación con otros elementos, el aluminio adquiere características mecánicas muy superiores. La primera aleación resistente de aluminio descubierta fue el duraluminio y pueden ser centenares de aleaciones diferentes. El duraluminio contiene pequeñas cantidades de cobre (Cu) (3 - 5 %), magnesio (Mg) (0,5 - 2 %), manganeso (Mn) (0,25 - 1 %) y zinc (3,5 - 5 %). Sólo se usan en la práctica materiales de aluminio que contienen otros elementos (con la excepción del aluminio purísimo Al99,99), ya que incluso en aleaciones con una pureza del 99 % sus propiedades vienen determinadas en gran parte por el contenido en hierro o silicio.

Las aleaciones de aluminio contienen, en una matriz de aluminio diversos elementos de aleación. Los principales son el cobre (Cu), silicio (Si), magnesio (Mg), zinc (Zn) y manganeso (Mn). En menores cantidades se usa también hierro (Fe), cromo (Cr) y titanio (Ti); para aleaciones especiales se suele usar también níquel (Ni), cobalto (Co), plata (Ag), litio (Li), vanadio (V), circonio (Zr), estaño (Sn), plomo (Pb), cadmio (Cd), bismuto (Bi), berilio (Be), boro (B), sodio (Na) y estroncio (Sr).

Son también importantes los diversos tipos de aleaciones llamadas anti-corodal, a base de aluminio (Al) y pequeños aportes de magnesio (Mg) y silicio (Si). Pero que pueden contener a veces manganeso (Mn), titanio (Ti) y Cromo (Cr). A estas aleaciones se las conoce con el nombre de avional, duralinox, silumin, hidronalio, peraluman, etc.

Como hay distintas composiciones de aluminio en el mercado, es importante considerar las propiedades que éstas presentan, pues, en la industria de la manufactura, unas son mas favorables que otras (King, 2002).

En este proyecto se hace uso del material *nylamid*, de la familia de las poliamidas (PA) nylon. Su combinación de propiedades mecánicas y eléctricas, su resistencia a la abrasión, ligereza (su peso es 1/7 del peso del bronce), facilidad de maquinado, han hecho del Nylamid, el material ideal para la fabricación de las piezas del mecanismo usado en esta investigación.

4. Teoría de las máquinas y mecanismos

La teoría de los mecanismos y máquinas es una ciencia aplicada que sirve para comprender las relaciones entre la geometría y los movimientos de las piezas de una máquina o un mecanismo, y las fuerzas que generan tales mecanismos (Scigley, 1991).

4.1. Terminología

Una máquina es una “*combinación de cuerpos resistentes de tal manera que, por ellos, las fuerzas mecánicas de la naturaleza se pueden encauzar para realizar un trabajo acompañado de movimientos determinados*”. Un mecanismo es una “*combinación de cuerpos resistentes conectados por medio de articulaciones móviles para formar una cadena cinemática cerrada en un eslabón fijo, y cuyo propósito es transformar el movimiento*”(Norton, 2001).

Un *eslabón* es una pieza de una máquina o un componente de un mecanismo. Un eslabón es completamente rígido. Los eslabones de un mecanismo se deben conectar entre sí de una manera tal que transmitan movimiento del *impulsor, o eslabón de entrada, al seguidor o eslabón de salida. Estas conexiones, articulaciones entre los eslabones, se llaman pares cinemáticos*. Cuando varios

eslabones están conectados móvilmente por medio de articulaciones, se dice que contribuyen a una *cadena cinemática*. Los eslabones que contienen sólo dos pares de conexiones de elementos se llaman eslabones *binarios*, los que tienen tres se clasifican como ternarios y así sucesivamente. Si cada eslabón de la cadena se conecta por lo menos con otros dos, ésta forma uno o más circuitos y, en tal caso, recibe el nombre de cadena cinemática *cerrada*; de no ser así, se le llama *abierta*.

4.2. Movilidad

Una de las primeras preocupaciones, ya sea en el diseño o en el análisis de un mecanismo, es el número de grados de libertad (GDL), conocido también como *movilidad* de mecanismo. La movilidad de un mecanismo es el número de parámetros de entrada que se deben controlar independientemente, con el fin de llevar al dispositivo a una posición en particular.

4.3. Posición y desplazamiento

Al analizar movimiento, el problema inicial y más fundamental que se encuentra es definir y manejar los conceptos de posición y desplazamiento.

Análisis gráfico de la posición de mecanismos planos

Cuando las trayectorias de los puntos móviles de un mecanismo se encuentran en un solo plano o en planos paralelos, se le asigna el nombre de *mecanismo plano*. La naturaleza de la ecuación de cierre de circuito lleva a menudo a la resolución de ecuaciones simultáneas no lineales, cuando se sigue un planteamiento analítico que con frecuencia resulta abrumador. Con todo, particularmente en el caso de mecanismos planos, si se sigue un método gráfico, la solución es casi siempre directa.

Una ecuación vectorial bidimensional se puede resolver para dos incógnitas: dos magnitudes, dos direcciones o una magnitud y una dirección. En algunas

circunstancias es conveniente indicar las cantidades conocidas (\surd) y las desconocidas (0) arriba de cada vector en una ecuación como se muestra en la Ecuación 2.1.

$${}^0\text{C} = \text{D} + \text{E} + \text{B} \quad (2.1)$$

En la ecuación 2.2, los vectores **D** y **E** están definidos por completo y se pueden sustituir con su suma:

$$\mathbf{A} = \mathbf{D} + \mathbf{E} \quad (2.2)$$

lo que da como resultado la Ecuación 2.3.

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} + \mathbf{B} \quad (2.3)$$

Donde, el primer símbolo (\surd ó 0) colocado arriba de cada vector indica su magnitud y el segundo su dirección. De la misma manera, cualquier ecuación vectorial en el plano, si puede resolverse, podrá reducirse a una expresión de tres términos con dos incógnitas. Dependiendo de las formas de las dos incógnitas, es factible encontrar cuatro casos distintos. Estos casos se clasifican de acuerdo con las incógnitas; es decir, los casos y sus incógnitas correspondientes son:

- *Caso1* Magnitud y dirección del mismo vector.
- *Caso2a* Magnitudes de dos vectores diferentes.
- *Caso2b* Magnitud de un vector y dirección de otro.
- *Caso2c* Direcciones de dos vectores diferentes.

Soluciones de álgebra compleja de ecuaciones vectoriales en el plano

Otra manera de abordar analíticamente los problemas vectoriales bidimensionales es a través del álgebra compleja. Aunque los números complejos no

son vectores, se pueden usar para representar vectores en un plano, eligiendo un origen y los ejes real e imaginario. En los problemas cinemáticos bidimensionales, estos ejes se pueden escoger según convenga para que coincidan con los ejes x_1 y y_1 del sistema absoluto de coordenadas.

La utilidad real de los números complejos en el análisis en el plano se debe a la facilidad con las que se pueden pasar a la forma polar. Si se usa la notación compleja rectangular para el vector \mathbf{R} , se puede escribir en la Ecuación 2.4.

$$\mathbf{R} = R\angle\theta = R \cos \theta + jR \sin \theta \quad (2.4)$$

Sin embargo, si se emplea la ecuación de Euler (Ecuación 2.5).

$$e^{\pm i\theta} = \cos \theta \pm i \sin \theta \quad (2.5)$$

\mathbf{R} también se puede escribir en la forma polar *compleja* como se muestra en la ecuación 2.6.

$$\mathbf{R} = R e^{i\theta} \quad (2.6)$$

Donde, la magnitud y la dirección del vector se indican explícitamente.

Resolviendo los cuatro casos de cierre la ecuación de circuito mencionados anteriormente. Si la ecuación 2.3 se expresa en la forma compleja polar se obtiene la Ecuación 2.7.

$$C e^{i\theta_C} = A e^{i\theta_A} + B e^{i\theta_B} \quad (2.7)$$

En el *caso 1*, las dos incógnitas son C y θ_C . La solución se inicia separando las partes real e imaginaria; y luego, mediante la sustitución de la ecuación de Euler (2.5), se obtiene la Ecuación 2.8.

$$C(\cos \theta_C + i \sin \theta_C) = A(\cos \theta_A + i \sin \theta_A) + B(\cos \theta_B + i \sin \theta_B) \quad (2.8)$$

Al igualar los términos reales e imaginarios por separado, se obtienen dos ecuaciones reales correspondientes a las componentes horizontal y vertical de la ecuación vectorial dimensional:

$$C \cos \theta_C = A \cos \theta_A + B \cos \theta_B \quad (2.9)$$

$$C \sin \theta_C = A \sin \theta_A + B \sin \theta_B \quad (2.10)$$

Si se elevan al cuadrado y suman estas dos expresiones se elimina θ_C y se encuentra una solución para C (Ecuación 2.11).

$$C = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\theta_B - \theta_A)} \quad (2.11)$$

La raíz cuadrada positiva se escogió arbitrariamente; la raíz cuadrada negativa daría una solución negativa para C con una diferencia de 180° en θ_C . El ángulo θ_C se encuentra como se muestra en la Ecuación 2.12.

$$\theta_C = \tan^{-1} \frac{A \sin \theta_A + B \sin \theta_B}{A \cos \theta_A + B \cos \theta_B} \quad (2.12)$$

en donde los signos del numerador y denominador se deben considerar por separado al determinar el cuadrante apropiado de θ_C .

Para el *caso2a* las dos incógnitas de la ecuación 2.7 son las dos magnitudes A y B . Una manera conveniente de resolverlo en la forma compleja polar es dividir primero la ecuación 2.7 entre $e^{i\theta_A}$, la solución de esto se muestra en la ecuación 2.13.

$$C e^{i(\theta_C - \theta_A)} = A + B e^{i(\theta_B - \theta_A)} \quad (2.13)$$

Ahora es factible usar la Ecuación de Euler para separar las componentes real e imaginaria.

$$C \cos(\theta_C - \theta_A) = A + B \cos(\theta_B - \theta_A) \quad (2.14)$$

$$C \sin(\theta_C - \theta_A) = B \sin(\theta_B - \theta_A) \quad (2.15)$$

y se observa que el vector \mathbf{A} , que ahora es real, se eliminó de la ecuación 2.15. La solución para B se encuentra con factibilidad en la Ecuación 2.16.

$$B = C \frac{\sin(\theta_C - \theta_A)}{\sin(\theta_B - \theta_A)} \quad (2.16)$$

La solución para la otra magnitud desconocida, A , se calcula de la misma manera. Si la ecuación 2.3 entre $e^{i\theta_B}$. Lugo separando las partes real e imaginaria se obtiene la Ecuación 2.17.

$$A = C \frac{\sin(\theta_C - \theta_B)}{\sin(\theta_A - \theta_B)} \quad (2.17)$$

Al igual que el *caso1*, el *caso2a* ofrece una sola solución. En el *caso2b* las dos incógnitas son A y θ_C . El proceso se inicia separando las partes real e imaginaria, como se hizo en el *caso2a*. Las soluciones se obtienen de modo directo a partir de las ecuaciones 2.14 y 2.15.

$$\theta_B = \theta_A + \sin^{-1} \frac{C \sin(\theta_C - \theta_A)}{B} \quad (2.18)$$

$$A = C \cos(\theta_C - \theta_A) - B \cos(\theta_B - \theta_A) \quad (2.19)$$

Nótese que el término del arco coseno tiene un doble valor y, por ende,

el *caso2b* conduce a dos soluciones distintas, A , θ_B , A' Y θ'_B .

El *caso2c* tiene como incógnitas a los dos ángulos θ_A y θ_B . En esta situación se alinea el eje real a lo largo del vector \mathbf{C} como lo muestra la Ecuación 2.20.

$$C = Ae^{i(\theta_A - \theta_C)} + Be^{i(\theta_B - \theta_C)} \quad (2.20)$$

Si se usa la ecuación de Euler para separar las componentes y luego reacomodar los términos, se obtienen las ecuaciones 2.21 y 2.22.

$$A \cos(\theta_A - \theta_C) = C - B \cos(\theta_B - \theta_C) \quad (2.21)$$

$$A \sin(\theta_A - \theta_C) = -B \sin(\theta_B - \theta_C) \quad (2.22)$$

Las dos ecuaciones se elevan al cuadrado y se suman, lo que da como resultado la Ecuación 2.23.

$$A^2 = C^2 + B^2 - 2BC \cos(\theta_B - \theta_C) \quad (2.23)$$

Ésto se reconoce como la ley de los cosenos para el triángulo vectorial. Esta expresión se puede resolver para θ_B como se muestra en la Ecuación 2.24.

$$\theta_B = \theta_C \pm \cos^{-1} \frac{C^2 + B^2 - A^2}{2BC} \quad (2.24)$$

Pasando C al otro miembro de la ecuación 2.21, antes de elevar al cuadrado y sumar se obtiene otra forma de la ley de los cosenos, la cual se muestra en la Ecuación 2.25.

$$\theta_A = \theta_C \pm \cos^{-1} \frac{C^2 + A^2 - B^2}{2CA} \quad (2.25)$$

5. Acciones de Control

Aunque existen varias acciones de control, en esta sección se analizan solo algunas de las más aplicadas a servomecanismos de CD.

Acción de Control Proporcional (P)

La acción de control Proporcional (P) siempre está presente en los sistemas de lazo cerrado lineales. El efecto que tiene la acción proporcional sobre el comportamiento de los sistemas es incrementar la exactitud de estos, provocando también en la mayoría de los casos un incremento en la velocidad de respuesta, conllevando a un incremento en el sobrepeso, causando oscilaciones en la salida. La relación entre la salida del controlados $u(t)$ y la señal de error $e(t)$, para este tipo de acción proporcional y se expresa mediante la Ecuación 2.26.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.26)$$

Dicho de otra forma, la acción de control es proporcional a la señal de error; la función de transferencia del controlador proporcional es la constante K_p denominada ganancia proporcional como lo muestra la Ecuación 2.27.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p \quad (2.27)$$

El control proporcional es una de las acciones de control más fáciles de implementar, sin embargo, si la señal de error es muy pequeña, también lo será la acción de control, entonces, la acción proporcional podría ser insuficiente para minimizar o eliminar el error en estado estacionario en la salida del sistema. Para eliminar este inconveniente es necesario combinar la acción de control proporcional con otros modos de control.

Otro inconveniente del control proporcional es que si la señal de error se ve afectada por ruido éste se amplifica, y si la ganancia proporcional es muy

grande el sistema funcionara inadecuadamente debido al ruido. Éste controlador no adiciona ningún polo o cero al sistema en lazo cerrado. En la Figura 2.30 se presenta el diagrama a bloques del controlador proporcional.

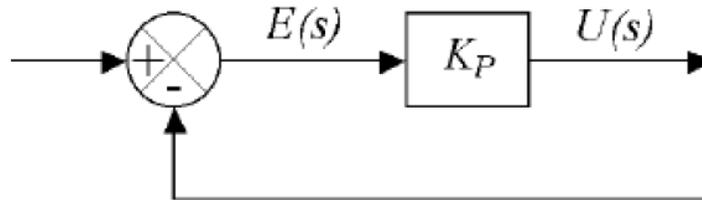


Figura 2.30: Diagrama de bloques del controlador proporcional.

Acción de Control Proporcional Derivativa (PD)

La acción de control derivativa (D) siempre debe ir acompañada de otras acciones de control y no puede ser aplicada sola. La definición del control derivativo indica que la señal de control $u(t)$ es proporcional a las variaciones de la señal de error $e(t)$. Una expresión que indica el comportamiento de esta acción en el dominio del tiempo se presenta en la Ecuación 2.28 donde K_D es una constante ajustable conocida como ganancia o constante de acción derivativa. La Ecuación hace evidente que si la señal de error tiene un valor constante, el controlador derivativo es inactivo aún cuando el error sea diferente de cero. Tanto, la acción de control derivativa siempre va acompañada por la acción de control proporcional o proporcional integral.

$$u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.28)$$

La acción de control derivativa tiene la desventaja de que amplifica las señales de ruido y debido a esto puede ocasionar oscilaciones en lazo cerrado.

Al combinarse el efecto de la acción de control proporcional con la derivativa se tiene un control Proporcional Derivativo (PD) cuyo comportamiento se

define mediante la Ecuación 2.29.

$$u(t) = k_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.29)$$

La función de transferencia del controlador PD se expresa mediante la Ecuación 2.30, donde se aprecia que el controlador PD adiciona al sistema en lazo abierto un cero en $s = k_p/K_D$, como se observa en la Figura 2.31(b) y en la 2.31(a) se muestra el diagrama de bloques del controlador PD.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p + K_D s = K_D (k_p/K_D + s) \quad (2.30)$$

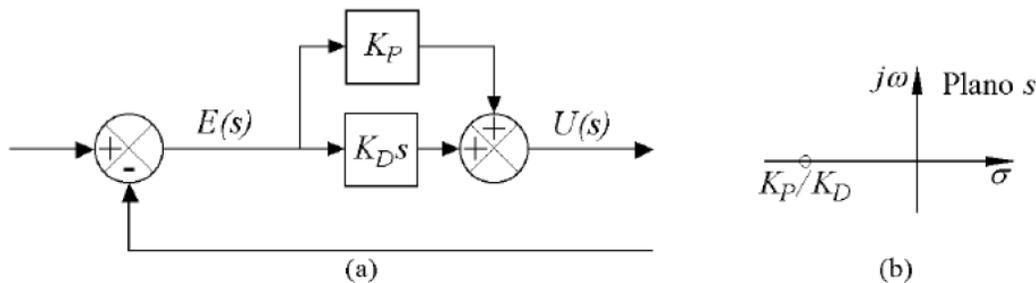


Figura 2.31: Controlador Proporcional derivativo, (a) diagrama de bloques, (b) ubicación del cero en el plano s .

El control derivativo no afecta en forma directa el error en estado estacionario, pero si adiciona amortiguamiento al sistema, por lo que se puede dar un valor más grande a la constante proporcional, lo cual, provoca una mejora en la exactitud en estado estacionario (Ogata,1998). Una desventaja del controlador PD es que si la señal de error $e(t)$ contiene ruido de alta frecuencia, éste se amplifica. En la Figura 2.32(a) se muestra el diagrama de bloques reducido del controlador PD. Si la señal de error $e(t)$ es una función rampa unitaria como se aprecia en la Figura 2.32(b), la salida del controlador $u(t)$ será como la que se muestra en la Figura 2.32(c).

La acción de control derivativa no se utiliza sola nunca, debido a que

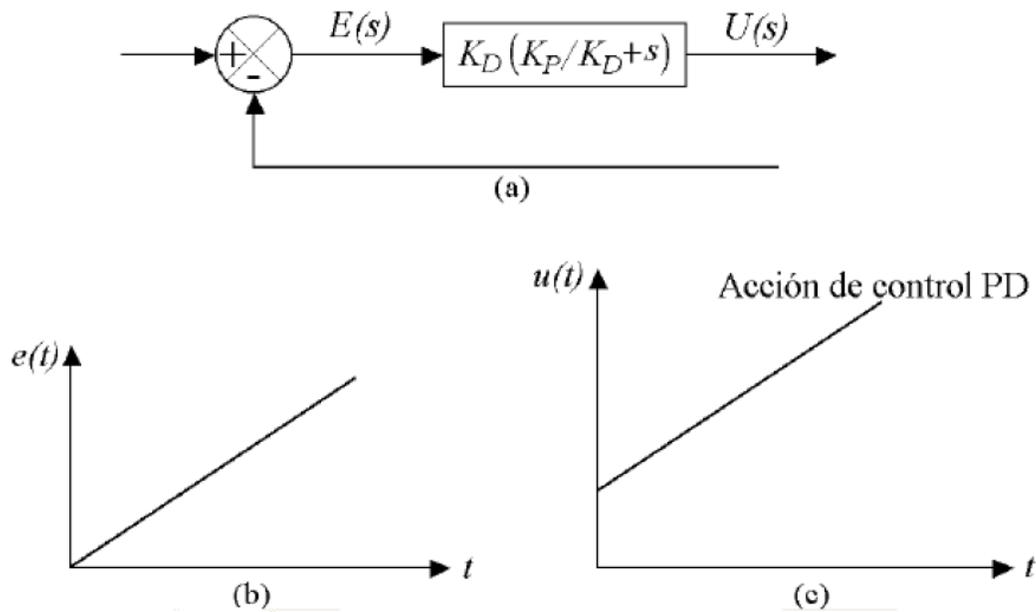


Figura 2.32: Controlador Proporcional Derivativo. (a) Diagrama a bloques. (b) Señal de error en rampa unitaria. (c) Señal de salida del controlador PD.

sólo es eficaz durante períodos transitorios y no es capaz de actuar ante señales de error que tienen un valor constante (Ogata,1998).

Acción de Control Proporcional Integral Derivativa(PID)

En un controlador con acción de control Integral (I), el valor de la salida del controlador $u(t)$ varía proporcionalmente a la señal de error $e(t)$ conforme a la relación expresada en la Ecuación 2.31, resolviendo para $u(t)$ se justifica su nombre, es decir, la acción de control es la integral de la señal de error en el tiempo, como se muestra en la Ecuación 2.32; donde K_I es una constante ajustable, conocida como ganancia o constante de acción integral

$$\frac{du(t)}{dt} = k_I e(t) \quad (2.31)$$

$$u(t) = k_I \int_0^1 e(t) \quad (2.32)$$

La función de transferencia del controlador integral se muestra en la Ecuación 2.33, donde se aprecia que esta acción de control adiciona un polo al sistema en lazo abierto en el origen del plano s , como en la Figura 2.33), por esta razón, no se utiliza frecuentemente esta acción de control sola, ya que contribuye a la inestabilidad en los sistemas. La Figura 2.33(a) presenta el diagrama de bloques del controlador integral.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k_I}{s} \quad (2.33)$$

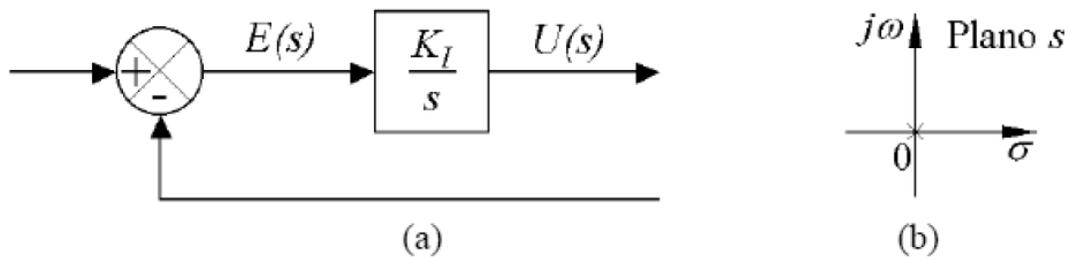


Figura 2.33: Controlador integral. (a) Diagrama a bloques. (b) Ubicación del polo en el plano s .

La combinación de una acción de control proporcional, con una integral y una derivativa se denomina acción de control Proporcional Integral Derivativa (PID). Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La Ecuación 2.34 muestra la acción combinada de éste controlador.

$$u(t) = k_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} + k_I \int_0^1 e(t) \quad (2.34)$$

Este controlador se denomina controlador PID paralelo. La función de

transferencia de éste controlador PID se expresa mediante la Ecuación 2.35 y se aprecia que el controlador PID adiciona dos ceros al sistema en lazo abierto, cuya ubicación sobre el plano s queda determinada por la solución del numerador y adiciona un polo en el origen como lo muestra la Figura 2.34(b). La solución del numerador se encuentra mediante la Ecuación 2.36 (Ogata, 1998).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + k_p s + k_I}{s} \quad (2.35)$$

$$s_{1,2} = \frac{-k_p \pm \sqrt{k_p^2 - 4K_D k_I}}{2K_D} \quad (2.36)$$

En la Figura 2.34(a) se muestra el diagrama de bloques del controlador PID paralelo.

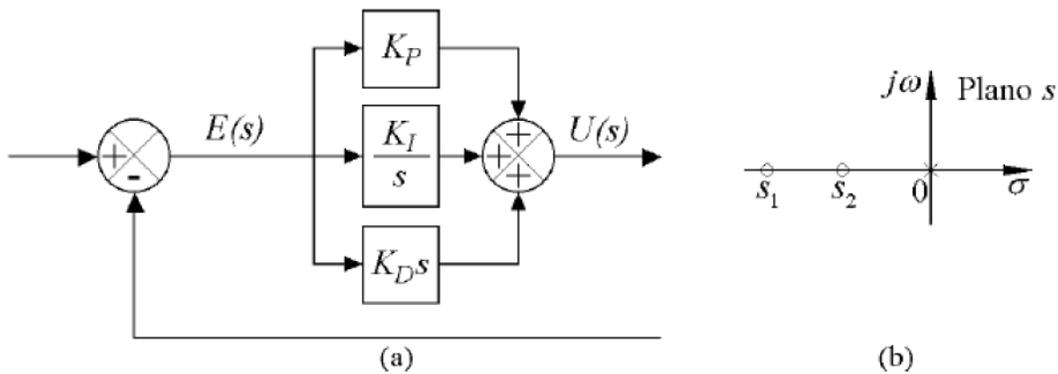


Figura 2.34: Controlador Proporcional Integral Derivativo paralelo. (a) Diagrama de bloques. (b) Ubicación de ceros y polo sobre el plano s .

El diagrama de bloques reducido del controlador PID básico se muestra en la Figura 2.35(a). Si la señal de error $e(t)$ es una función rampa unitaria como se muestra en la Figura 2.35(b), la salida del controlador $u(t)$ es como se muestra en la Figura 2.35.

La función de transferencia en forma discreta del regulador PID se muestra en 2.37 cuyas ganancias K_P , K_I y K_D representan las ganancias proporcional,

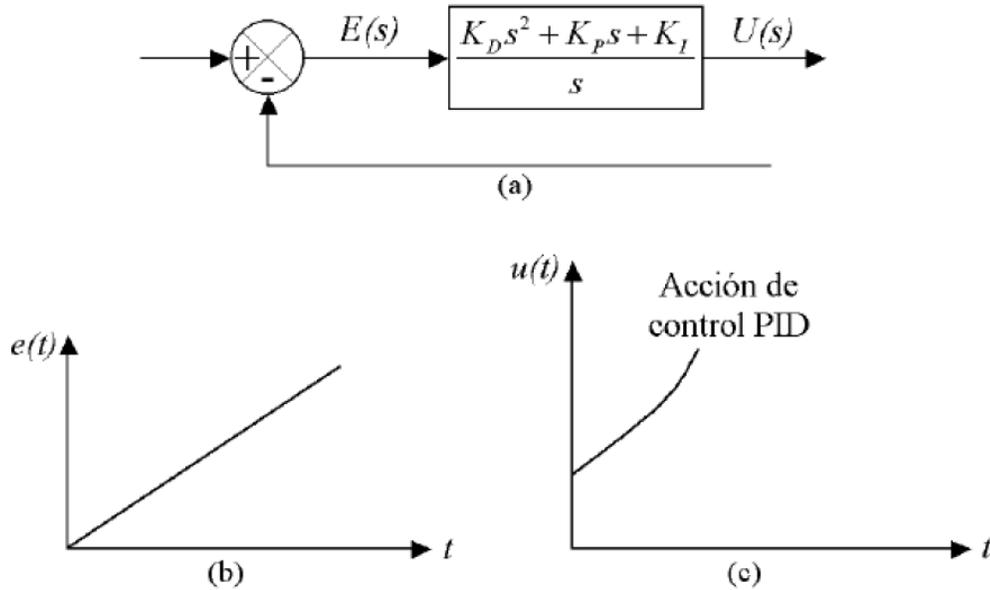


Figura 2.35: Controlador Proporcional Integral Derivativo básico. (a) Diagrama de bloques. (b) Señal de error en rampa unitaria. (c) Señal de salida del controlador PID.

integral y diferencial respectivamente.

$$H(z) = K_P + K_I \left(\frac{1}{1 + z^{-1}} \right) + K_D (1 - z^{-1}) \quad (2.37)$$

El regulador PID ha sido ampliamente estudiado y ofrece muchas ventajas para realizar un control sencillo y fácil de calcular, Ogata (1997) hace un exhaustivo análisis de las propiedades y ventajas del regulador PID. Debido a que en la literatura se puede encontrar una gran cantidad de información tanto de la implementación continua como de la discreta y algunos métodos de identificación y sintonización son más sencillos en alguna de las dos formas es útil contar con un método de conversión entre las dos representaciones.

En 2.38 se muestra la relación entre las ganancias del PID continuo y el PID discreto. Con éstas relaciones es posible transformar el PID de la forma continua a la discreta y viceversa. En 2.38 T representa el periodo de muestreo

para el sistema discreto.

$$\begin{aligned} K_P &= K - \frac{KT}{2T_i} \\ K_I &= \frac{KT}{T_i} \\ K_D &= \frac{KT_d}{T} \end{aligned} \quad (2.38)$$

donde, $K = P$, $T_i = \frac{P}{I}$ y $T_d = \frac{D}{P}$.

Puesto que el regulador PID será implementado en un sistema digital, es necesario transformar la forma discreta a una representación que pueda ser realizada en un sistema digital. En 2.39 se muestra una función de transferencia discreta de segundo orden. Desarrollando 2.37 se llega a la forma de 2.39 cuyos coeficientes están determinados por 2.40.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{1 - b_1z^{-1} + b_2z^{-2}} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} a_0 &= K_P + K_I + K_D \\ a_1 &= -(K_P + 2K_D) \\ a_2 &= K_D \\ b_1 &= 1 \\ b_2 &= 0 \end{aligned} \quad (2.40)$$

Aplicando la transformada Z inversa a (2.39) se obtiene la ecuación de diferencias (2.41) que puede ser implementada fácilmente en cualquier procesador digital de señales, (Ogata, 1996).

$$y(k) = a_2x(k-2) + a_1x(k-1) + a_0x(k) + b_2y(k-2) + b_1y(k-1) \quad (2.41)$$

El diagrama a bloques propuesto para realizar el control del sistema, se muestra en la Figura 2.36.

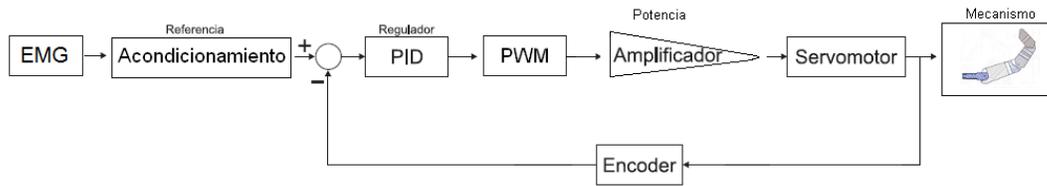


Figura 2.36: Diagrama de bloques del sistema de control.

6. Sintonización

La utilidad de los controles *PID* estriba en que se aplican en forma general a la mayoría de los sistemas de control. En el campo de los sistemas de control, los esquemas de control *PID* básicos y modificados han demostrado su utilidad al aportar un control satisfactorio (Ogata, 2003).

Para describir el proceso de selección de los mejores valores para el controlador se usa el termino **sintonización** (Bolton, 2001). La sintonía de un algoritmo de control consiste en seleccionar valores adecuados para sus parámetros. Por tanto, para el caso del controlador *PID* se trata de calcular los valores idóneos de sus parámetros (K_p, T_i, T_d) de forma que se asegure que el sistema se comporta siguiendo unas especificaciones previamente definidas.

En las primeras aplicaciones de control *PID* el ajuste se basaba únicamente en la propia experiencia del operario o simplemente se utilizaban los ajustes del fabricante. Existen diferentes métodos para la sintonización, dentro de los más estudiados el método de respuesta en frecuencia que se describe a continuación.

6.1. Método de respuesta en frecuencia

Se basa en los siguientes principios fundamentales (Osornio, 2003):

1. Se encuentra la función de transferencia en lazo abierto.

$$I(s) = G(s)H(s) \quad (2.42)$$

2. Se rempazan los parámetros s en $L(s)$ por los parámetros jwt . La función de transferencia resultante $L(jw)$, es llamada respuesta en frecuencia en lazo abierto.
3. Se encuentra la frecuencia de cruce w_c del sistema. La frecuencia de cruce es aquella en la que la magnitud $L(jw)$ es uno, como se ilustra en la ecuación 2.43 .

$$|L(jw)| = 1 \quad (2.43)$$

La importancia de la frecuencia de cruce es que indica la velocidad de respuesta, un valor alto de w_c indica respuestas más rápidas. En general, la constante de tiempo de la respuesta, τ se aproxima mediante la ecuación 20.

$$\tau = \frac{1}{w_c} \quad (2.44)$$

4. Se encuentra la fase de $L(jw)$. Dado que $L(jw)$ es una función compleja se encontró su argumento el cual se llamo ϕ que se encuentra por medio de la Ecuación 2.45 y el margen de fase se obtiene mediante la ecuación 2.46.

$$\varphi = \arg [L(jw)] \quad (2.45)$$

$$\theta = 180 + \varphi \quad (2.46)$$

5. El parámetro θ_m tiene la llave de la estabilidad y amortiguamiento del sistema. El sistema es estable cuando el margen de fase θ_m es positivo e inestable cuando θ_m es negativo. Los valores del margen de fase del intervalo de 30 y 45 grados indican una respuesta amortiguada; valores de margen de fase más pequeños indican respuestas de bajo amortiguamiento.

7. Electromiografía

El movimiento y la posición de las extremidades se controlan por señales eléctricas que viajan entre los músculos y el sistema nervioso periférico/central. Cuando se presentan condiciones patológicas en el sistema motor, las características de la señal eléctrica del músculo cambian. Mediante un cuidadoso estudio y registro de la señal eléctrica del músculo (electromiograma) se puede determinar y diagnosticar anormalidades no solo en los músculos sino también en el sistema motor (Basmajian, De Luca, 1985).

La electromiografía (EMG) es el registro e interpretación de los potenciales bioeléctricos registrados en los músculos. Hasta hace poco los electromiogramas eran registrados principalmente como propósitos de exploración y diagnóstico; con el avance tecnología bioeléctrica.

Lenman (1983) afirmó que el primer estudio en profundidad del electromiograma fue llevado a cabo por Piper en 1912, quien registró potenciales durante la contracción voluntaria, empleando electrodos de superficie y un galvanómetro de hilo, mencionó también que en 1929, Adrián y Broke introdujeron el electrodo concéntrico de aguja, que hizo posible conjuntamente con el osciloscopio de rayos catódicos y los amplificadores electrónicos, el estudio de potenciales de acción de unidades motrices y de fibras únicas. Desde la década de los sesentas se ha venido utilizando la señal de EMG como señal de control para prótesis movidas por motores eléctricos (prótesis mioeléctricas), o con la misma filosofía, como señal de control para la excitación de músculos que han sufrido parálisis (Rahman *et al.*, 2001). En prótesis mioeléctricas, la señal EMG de los músculos residuales o afectados, controla los motores eléctricos de estos dispositivos de asistencia.

7.1. Sensores para biopotenciales

El punto de partida para la buena adquisición de las señales bioeléctricas es definir el tipo de transductor (electrodo), la posición y la cantidad de transductores a utilizar. Existen diferentes tipos de electrodos empleados como transductores de señales bioeléctricas; en primer lugar se tienen los electrodos superficiales de tipo plano, que suelen ser de Ag o de AgCl-Ag, se utilizan en registros superficiales en los que interesa la respuesta global del músculo. Otros electrodos superficiales son los flotantes, similares a los mencionados, pero cuya característica principal es su estabilidad frente a los movimientos, ya que poseen una pasta conductora y en sí el electrodo nunca entra en contacto con la piel, sólo la pasta conductora. Existen también electrodos internos de aguja, los hay en dos clases principales: aislados y coaxiales (monopolares y bipolares). Los electrodos aislados están compuestos por una aguja rígida, normalmente de acero inoxidable, recubierta barniz aislante, excepto en la punta. Los electrodos coaxiales consisten en una aguja hipodérmica por cuya cánula se ha hecho pasar un hilo fino conductor, normalmente de platino, recubierto de material aislante (Mompin, 1988).

8. Configuración de los sensores

En cuanto a la posición y cantidad de electrodos, Muñoz *et al.* (2007), propusieron tres electrodos superficiales; el primero de ellos y utilizado como referencia, se coloca en el músculo pronador redondo, el segundo electrodo empleado como electrodo de registro colocado en el palmar largo y el tercero colocado en el músculo flexorsuperficial de los dedos como se muestra en la Figura 2.37. Sin embargo, se desea obtener estas señales de una persona que posea un nivel de amputación media entre codo y muñeca, por lo que la colocación del tercer electrodo no sería posible.

Farfán *et al.* (2007), lograron adquirir y procesar señales mioeléctricas con

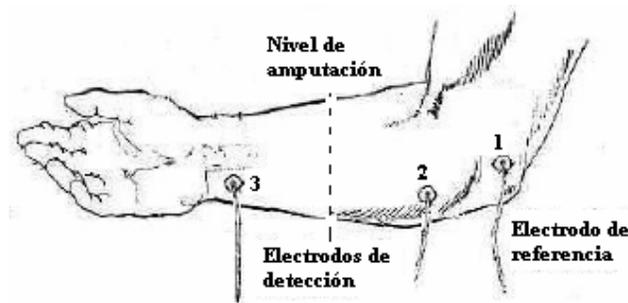


Figura 2.37: Colocación de electrodos de Muñoz

dos electrodos superficiales colocados en el deltoides medio separados a una distancia de dos centímetros entre sí. Surge entonces la necesidad de experimentación en la colocación de los electrodos, ya que en cuanto a la cantidad se refiere y realizando un análisis, se desea obtener una diferencia de potencial entre dos zonas de un músculo con respecto a un punto de referencia del mismo, se define entonces la utilización de tres electrodos para el registro de los biopotenciales, dos de ellos empleados como electrodos de registro y el último como referencia, concordando entonces con la cantidad utilizada por Muñoz.

9. Dispositivos acondicionadores de señal

9.1. Amplificación

Debido a que la amplitud de las señales mioeléctricas es muy pequeña es necesario amplificarlas, para ello se utilizan amplificadores de instrumentación.

El amplificador de instrumentación es un dispositivo creado a partir de amplificadores operacionales es muy versátil y está diseñado para tener una impedancia de entrada muy alta y un alto rechazo al modo común (CMRR), se usa para medir voltajes diferenciales, cuyas magnitudes de voltaje y corriente sean muy pequeñas, ya que posee ganancias en modo diferencial altas (Coughlin, 1999). La Figura 2.38 muestra el esquema característico de este amplificador.

Al existir realimentación negativa se puede considerar un corto circuito

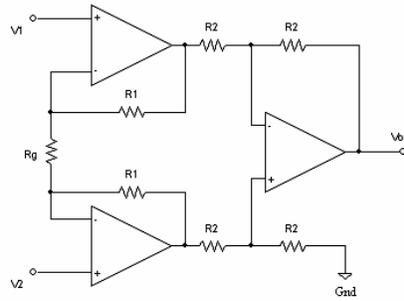


Figura 2.38: Esquema de un amplificador de instrumentación

virtual entre las entradas inversora y no inversora (símbolos $-$ y $+$ respectivamente) de los dos amplificadores operacionales; por ello se tendrán las tensiones en dichas terminales, y por lo tanto, en los extremos de la resistencia R_g , en donde la corriente estará expresada por la Ecuación 2.47.

$$I_g = (V_2 - V_1) \left(\frac{1}{R_g} \right) \quad (2.47)$$

Debido a la alta impedancia de entrada del amplificador, esa corriente será la misma que atraviesa las resistencias R_1 , por lo tanto la tensión que cae en toda la rama formada por R_g y las dos resistencias R_1 está dada por las Ecuaciones 2.48 y 2.49.

$$V_{intermedia} = \frac{V_2 - V_1}{R_g} (R_g + 2R_1) \quad (2.48)$$

$$V_{intermedia} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (2.49)$$

Donde, $V_{intermedia}$ es la diferencia de tensión entre la salida inmediata de los dos amplificadores operacionales.

Puesto que el resto del circuito es un restador de ganancia unitaria, su salida será exactamente la diferencia de tensión de su entrada, la cual se define mediante la Ecuación 2.50.

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (2.50)$$

Se decidió utilizar en esta investigación el amplificador de instrumentación *INA122*, ya que éste frecuentemente es aplicado en amplificación fisiológica (electrocardiograma, electroencefalograma y electromiografía).

El esquema del amplificador de instrumentación *INA122* se muestra en la Figura 2.39.

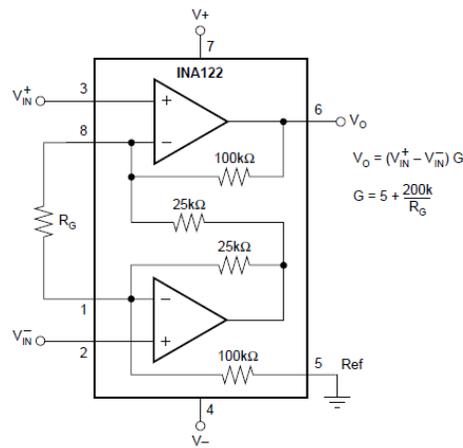


Figura 2.39: Esquema del amplificador de instrumentación *INA122*

Las conexiones básicas del *INA122* se visualizan en la Figura 2.40. En dicha figura, es posible observar la ecuación para calcular la ganancia del amplificador, la cual se reescribe en la Ecuación 2.51.

$$G = 5 + \frac{200k\Omega}{R_g} \quad (2.51)$$

9.2. Filtrado de señal

Además de la amplificación, otra función frecuente en el procesado analógico de señales es el filtrado, consiste en una acción realizada sobre una señal dependiendo de alguna característica específica, normalmente su frecuencia y preser-

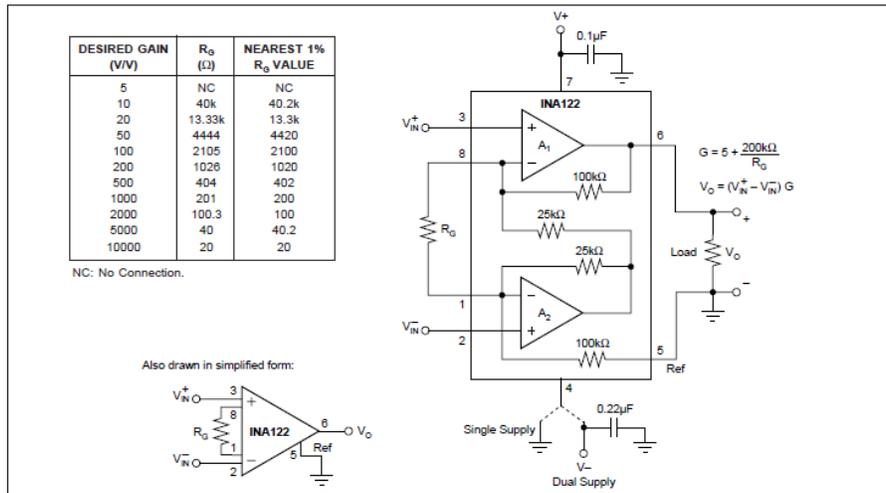


Figura 2.40: Conexiones básicas del INA122

vando las características de la señal de interés, su objetivo es eliminar aquellas componentes producidas por interferencias o que simplemente no sean útiles. La mayor concentración de energía en las señales mioeléctricas se encuentra a frecuencias de 50 a 150 Hz, por lo que se requiere entonces un filtro pasa banda que incluya este rango de frecuencias.

Filtro pasa-banda

Los filtros pasa banda son selectores de frecuencia, permiten elegir un determinado rango de frecuencias que puede haber en el circuito comprendidas entre la frecuencia de corte menor (f_l) y la frecuencia de corte mayor (f_h) llamado ancho de banda (B). La Ecuación 2.52 muestra cómo se calcula el ancho de banda a partir de las frecuencias de corte.

$$B = f_l - f_h \tag{2.52}$$

El ancho de banda no se encuentra centrado justamente en la frecuencia resonante, la frecuencia resonante (f_r) se calcula a partir de la Ecuación 2.53 .

$$f_r = \sqrt{f_l f_h} \quad (2.53)$$

Si se conoce la frecuencia resonante y el ancho de banda, las frecuencias de corte pueden obtenerse como lo expresan las Ecuaciones 2.54 y 2.55.

$$f_l = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_r} - \frac{B}{2} \quad (2.54)$$

$$f_h = f_l + B \quad (2.55)$$

El factor de calidad Q es la medida de la selectividad del filtro. Un valor elevado de Q indica que el filtro selecciona una banda de frecuencias más reducida, es decir es más selectivo, y puede obtenerse mediante la Ecuación 2.56.

$$Q = \frac{f_r}{B} \quad (2.56)$$

En los filtros de banda ancha $Q \leq 0,5$, se construyen conectando en cascada un filtro pasa bajas con un pasa altas. En los filtros de banda angosta $Q > 0,5$, se construye en una sola etapa como se lo muestra la Figura 2.41.

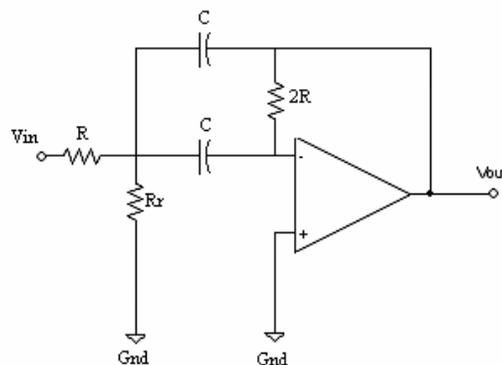


Figura 2.41: Filtro pasa-banda de banda angosta

Para el filtro anterior, el ancho de banda (B) y la relación entre los elementos resistivos y capacitivos se muestra en la Ecuación 2.57.

$$B = \frac{0,1591}{RC} \quad (2.57)$$

La resistencia R_r se encuentra en función al factor de calidad Q y a la resistencia R , lo que puede observarse en la Ecuación 2.58.

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1} \quad (2.58)$$

La frecuencia resonant (f_r)e en este tipo de filtros se encuentra a partir de la Ecuación 2.59.

$$f_r = \frac{0,1125}{RC} \sqrt{1 + \frac{R}{R_r}} \quad (2.59)$$

Filtro Notch

El filtro Notch se caracteriza por rechazar una frecuencia determinada que este interfiriendo a un circuito.

10. Motores de CD

10.1. Tipos de motores de CD

Clasificación de motores de CD basándose en la construcción del rotor

Los motores de CD pueden ser clasificados de acuerdo a la estructura mecánica del rotor de la siguiente manera:

- Núcleo de hierro
- Devanado Superficial
- Bobina móvil
- Imán permanente sin escobilla

El flujo magnético de estator se representará por imanes permanentes, éstos se pueden sustituir por devanados y aplicarse las configuraciones de devanados de campo, exceptuando al de imán permanente sin escobillas.

Motor de CD de Núcleo de Hierro La configuración del rotor y estator de un motor de CD de imán permanente de núcleo de hierro se muestra en la Figura 2.42. El imán permanente puede ser fabricado con materiales cerámico-magnéticos como ferrita o barioferrita y de materiales magnéticos de tierras raras como neodimio-hierro-boro o samario-cobalto. El flujo magnético producido por los imanes pasa a través de la estructura del rotor laminado que tiene ranuras. Los conductores de la armadura están localizados en las ranuras del rotor. Este tipo de motor de CD está caracterizado por una inercia del rotor relativamente alta, inductancia alta, bajo costo y alta confiabilidad (Kuo, 1996).

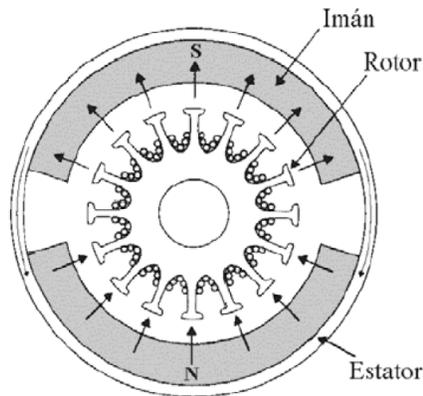


Figura 2.42: Sección transversal de un motor de CD de imán permanente de núcleo De hierro.

Motor de CD de devanado superficial La Figura 2.43 muestra la configuración de un motor de CD de imán permanente de devanado superficial. Los conductores de la armadura están pegados a la superficie de la estructura cilíndrica del rotor, la cual está hecha de discos laminados ferromagnéticos sujetos al

eje del motor. Debido a que en este diseño no se emplean ranuras sobre el rotor, la armadura no presenta el aspecto de una “rueda dentada”.

Puesto que los conductores están proyectados en el entrehierro de aire que está entre el rotor y los imanes permanentes, este tipo de motor tiene menor inductancia que el de estructura de núcleo de hierro (Kuo, 1996).

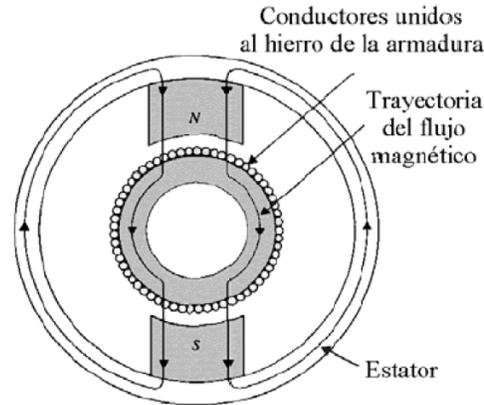


Figura 2.43: Sección transversal de un motor de CD de imán permanente de devanado superficial.

Motor de CD de bobina móvil Los motores de bobina móvil están diseñados para tener bajos momentos de inercia e inductancia de armadura. Esto se logra al colocar los conductores de la armadura en el entrehierro, entre un núcleo estacionario y la estructura de imán permanente, como se muestra en la Figura 2.44. En este caso, la estructura del conductor está soportada por un material no magnético, normalmente resinas epóxicas o fibra de vidrio, para formar un cilindro hueco. Uno de los extremos del cilindro forma un eje, el cual está conectado al eje del motor.

Una vista lateral de este tipo de motor se muestra en la Figura 2.45. Como los conductores en la armadura de bobina móvil no están en contacto directo con el material ferromagnético, la inductancia del motor es muy baja; valores de menos de $100H$ son comunes en este tipo de motor. Las propiedades de inercia e inductancia bajas hacen que el motor de bobina móvil sea una de las mejores

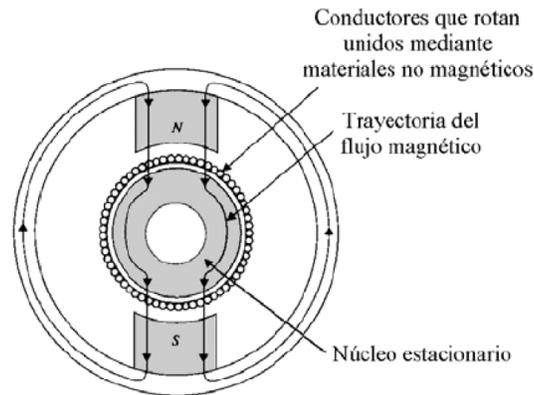


Figura 2.44: Sección transversal de un motor de CD de imán permanente de bobina móvil.

elecciones en actuadores para sistemas de control de alto desempeño (Kuo, 1996).

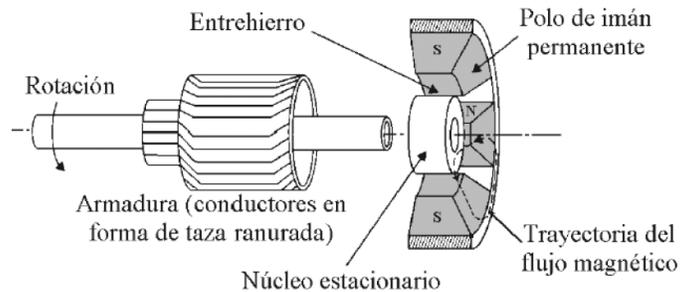


Figura 2.45: Vista lateral de la sección transversal de un motor de CD de bobina móvil.

Motor de CD sin escobillas Los motores de CD sin escobillas emplean conmutación electrónica en la corriente de la armadura, es decir, no poseen un conmutador mecánico. La configuración del motor de CD sin escobillas más comúnmente empleada es en la que el rotor consta de imanes y un eje, y el estator es un soporte de hierro fijo en el que los devanados están localizados como se muestra en la Figura 2.46. La conmutación electrónica del estator genera un flujo magnético rotario y el rotor de imanes permanentes sigue este flujo. En función de la

aplicación específica, los motores de CD sin escobillas se pueden usar cuando se requiere un momento de inercia bajo.

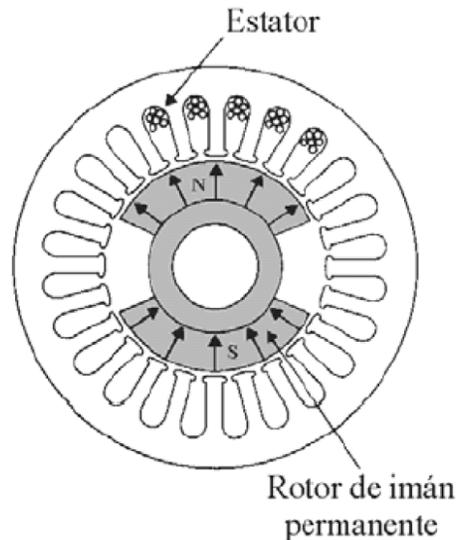


Figura 2.46: Sección transversal de un motor de CD de imán permanente sin escobillas.

Clasificación de motores de CD basándose en el tipo de devanado de campo

Motor de CD sin escobillas Las Figuras 2.47(a) y (b) muestran el circuito equivalente de un motor de CD con excitación separada y el de un motor de CD en derivación, respectivamente. Un motor de CD con excitación separada es un motor cuyo circuito de campo es alimentado por una fuente de potencia separada de la fuente de potencia de armadura y de voltaje constante. Un motor de CD en derivación es aquel cuyo circuito de campo obtiene su potencia directamente de las terminales de armadura del motor. Se supone que el voltaje de alimentación al motor es constante.

La simbología empleada en la Figura 2.47 se define a continuación: V_a voltaje aplicado a la armadura, V_c voltaje aplicado al devanado de campo, V_b fuerza contraelectromotriz de armadura, R_a resistencia eléctrica del devanado de

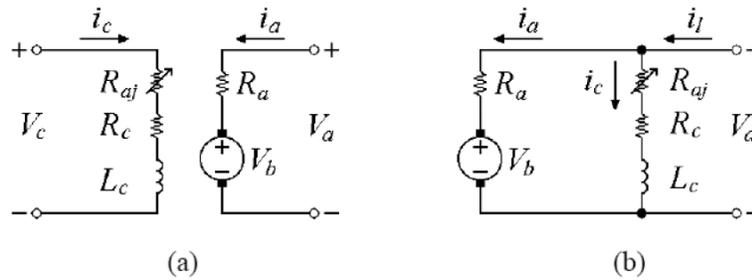


Figura 2.47: Circuito equivalente de un motor de CD (a) con excitación separada, (b) en derivación.

armadura, R_{aj} resistencia eléctrica ajustable del devanado de campo, R_c resistencia eléctrica del devanado de campo, L_c inductancia del devanado de campo, i_a corriente eléctrica del devanado de armadura, i_c corriente eléctrica del devanado de campo e $i_1 = i_a + i_c$ corriente eléctrica de alimentación.

Para controlar la velocidad de un motor de CD en derivación, existen tres métodos de control, que se listan a continuación:

1. Ajustar la resistencia de Campo R_{aj} y, por tanto, se ajusta el flujo magnético de campo.
2. Ajustar el voltaje de armadura.
3. Insertar una resistencia en serie con el circuito de armadura.

Motor de CD de imán permanente Es aquel cuyos polos están hechos de imanes permanentes. Los motores de CD de imán permanente ofrecen más ventajas que los motores de CD en derivación, puesto que los primeros no requieren circuito de campo externo; es decir, no tienen las pérdidas ocasionadas por el cobre del circuito de campo y entonces es más pequeño.

Los motores de CD de imán permanente tienen algunas desventajas porque los imanes permanentes no pueden producir tan alta densidad de flujo magnético como la de un campo externo en derivación. En consecuencia, tendrá

un par generado, menor que el de un motor de CD en derivación del mismo tamaño y construcción.

Un motor de CD de imán permanente es básicamente, la misma máquina de un motor de CD en derivación, excepto que el flujo magnético de un motor de CD de imán permanente es fijo. Los métodos de control de velocidad disponible para un motor de CD de imán permanente son los de control de voltaje de armadura y control de resistencia de armadura.

Motor de CD serie Es un motor cuyo devanado de campo consta relativamente de unas pocas vueltas conectadas en serie con el circuito de armadura. El circuito equivalente de un motor de CD serie se muestra en la Figura 2.48. En un motor de CD serie, la corriente de armadura, la corriente de capo y la corriente del suministro de potencia son iguales. El comportamiento básico de un motor de CD serie se debe al hecho de que el flujo magnético de campo es directamente proporcional a la corriente de armadura, al menos, hasta antes de llegar a la saturación de flujo magnético en el núcleo. Cuando se incremente la carga del motor, también aumenta el flujo magnético.

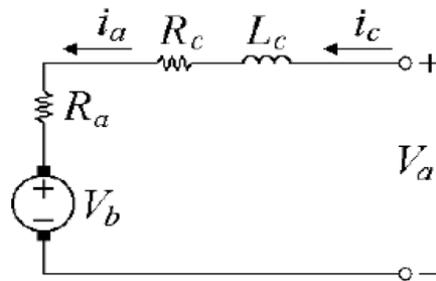


Figura 2.48: Circuito equivalente de un motor de CD serie.

Motor de CD compuesto. Un motor de CD compuesto es aquel que tiene devanados de campo en derivación L_c y de campo en serie L_s . Tal esquema de motor se muestra en la Figura 2.49, donde los puntos redondos corresponden a

la composición acumulativa de motor de CD y los cuadrados a la composición diferencial. Las técnicas para controlar su velocidad son: ajuste de la resistencia de campo, ajuste del voltaje de armadura y la colocación de una resistencia con el circuito de armadura.

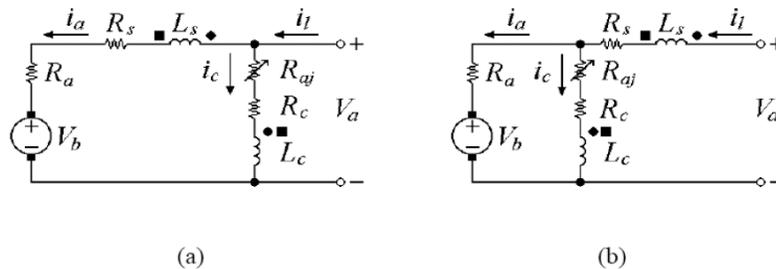


Figura 2.49: Circuitos equivalentes de los motores compuestos. (a) conexión en derivación larga, (b) conexión en derivación.

10.2. Modelos de un Motor de Corriente Directa (CD)

Los motores de CD se usan en forma extensa en sistemas de control y para propósitos de análisis es necesario establecer modelos teóricos de los mismos. Por lo anterior, en esta sección se obtienen los modelos teóricos completo y reducido de un motor de CD de imán permanente con escobillas. De igual manera, se desarrollan las funciones de transferencia (FT) entre desplazamiento angular y voltaje aplicado al motor; y la FT entre velocidad angular y voltaje aplicado al motor, para los dos modelos el completo y el reducido. En la última parte de esta sección, se presenta el desarrollo para el modelo del Servomotor en modo corriente.

Modelo Teórico de un Motor de CD de Imán Permanente con Escobillas

El diagrama de la Figura 2.50, representa el circuito equivalente para un motor de CD de imán permanente con escobillas. La armadura está modelada como un circuito con resistencia R_a conectada en serie a una inductancia L_a y a una fuente de voltaje V_b que representa la fuerza contraelectromotriz en la

armadura cuando el rotor gira. En los motores de imán permanente con escobillas, el campo magnético del estator se crea a partir de imanes permanentes, y por tanto, el flujo magnético se supone constante, el flujo magnético de los imanes permanentes esta representado por el símbolo ϕ y por la flecha que apunta hacia arriba en la Figura 2.50.

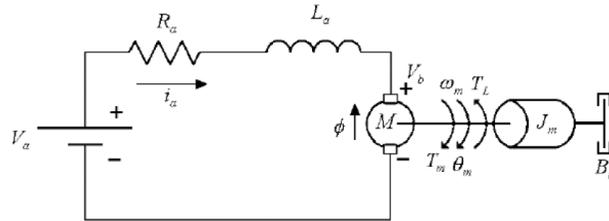


Figura 2.50: Modelo esquemático de un motor de CD de imán permanente con escobillas.

Los únicos métodos disponibles para controlar la velocidad de un motor de CD de imán permanente con escobillas son: la variación del voltaje aplicado a la armadura y la variación de la resistencia de armadura agregando una resistencia eléctrica variable en serie con el motor, éste último método cada vez es menos empleado debido a que se desperdicia mucha potencia en la resistencia eléctrica insertada. Las variables y parámetros del motor de CD de imán permanente con escobillas se definen en la Tabla 2.3.

Para un análisis lineal, el par desarrollado por el motor es proporcional al flujo magnético en el entrehierro y a la corriente eléctrica de armadura. Las dimensiones físicas del polo de un motor son conocidas, los factores se reacomodan de forma que pueda utilizarse θ en vez de B y todos los factores constantes se substituyen por una constante K_m , finalmente se mediante la Ecuación 2.60 se obtiene $T_m(t)$ reemplaza a la variable τ , ϕ se supone constante, entonces, el par del motor de CD es directamente proporcional a la corriente de armadura y se reescribe como se muestra en la Ecuación 2.61, donde K_i se denomina constante del par.

Tabla 2.3: Parámetros y variables de un motor de CD.

$i_a(t)$	Corriente de armadura, en A.
R_a	Resistencia de armadura, en
L_a	Inductancia de armadura, en H.
$V_a(t)$	Voltaje aplicado a la armadura, en V.
$V_b(t)$	Fuerza contraelectromotriz, en V.
k_b	Constante de la fuerza contraelectromotriz, en $V/rad/s$.
ϕ	Flujo magnético en el entrehierro, en Wb.
$T_l(t)$	Par de carga, en $N - m$.
$T_m(t)$	Par desarrollado por el motor, en $N - m$.
$\theta_m(t)$	Desplazamiento angular del eje del toro, en rad.
$\varpi_m(t)$	Velocidad angular del eje del rotor, en rad/s .
J_m	Inercia del rotor y carga referida al eje de rotor, en $Kg.M$.
B_m	Coefficiente de fricción viscosa equivalente del motor y carga referida al eje de rotor, en $N - m/rad/s$.
k_i	Constante del par de desarrollado, en $N - m/A$.

$$T_m(t) = k_m \varphi i_a(t) \quad (2.60)$$

$$T_m(t) = k_i i_a(t) \quad (2.61)$$

Cuando la armadura se encuentra girando en el campo magnético, se induce en los conductores una fuerza contraelectromotriz V_b , que se puede calcular por medio de la Ecuación 2.62 y es directamente proporcional a la velocidad angular que se obtiene mediante la Ecuación 2.63, siendo K_b la constante de la fuerza contraelectromotriz.

$$V_b = k_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.62)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = w_m \quad (2.63)$$

La ecuación diferencial del circuito de armadura de la Figura 2.42 se

obtiene igualando la suma de las caídas de tensión al voltaje aplicado, como se muestra en la Ecuación 2.64.

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + V_b = V_a \quad (2.64)$$

Donde $L_a \frac{di_a}{dt}$ es la caída de voltaje en el inducido de armadura y $R_a i_a$ la caída de voltaje en la resistencia eléctrica de armadura. Aplicando la segunda ley de Newton se obtiene la Ecuación Diferencial 2.65, que relaciona la aceleración con el par producido por el motor.

$$J_m \frac{d^2\theta_a}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} + T_L = T_m \quad (2.65)$$

Donde $J_m \frac{d^2\theta_a}{dt^2}$ es el par que se desarrolla debido a la inercia del rotor, $B_m \frac{d\theta_m}{dt}$ es el par que se desarrolla debido al coeficiente de fricción viscosa del motor y T_L representa el par de carga que normalmente se considera cero.

La función de transferencia entre desplazamiento angular y el voltaje aplicado al motor de CD, de acuerdo con las Ecuaciones 2.62 a 2.65 y aplicando la transformada de Laplace se obtiene la Ecuación 2.66.

$$\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{k_i}{L_a J_m s^3 + (R_a J_m + L_a B_m) s^2 + (k_b k_i + R_a B_m) s} \quad (2.66)$$

La función de transferencia entre la velocidad angular y el voltaje aplicado al motor de CD, de acuerdo al cambio de variable de $s\theta_m(s) = w_m(s)$ se obtiene mediante la Ecuación 2.67.

$$\frac{w_m(s)}{V_a(s)} = \frac{k_i}{L_a J_m s^2 + (R_a J_m + L_a B_m) s + k_b k_i + R_a B_m} \quad (2.67)$$

Modelo Reducido de un Motor de CD de Imán Permanente con Escobillas

Cuando se estudian simultáneamente las dinámicas eléctricas y mecánicas de un motor de CD, una hipótesis frecuente es considerar que la inductancia de armadura L_a es muy pequeña comparada con la resistencia eléctrica de armadura R_a así que, al despejar i_a de la Ecuación 2.64 se obtiene el término $\frac{L_a di_a}{R_a dt}$, debido a la diferencia de valores entre R_a y L_a el término $\frac{L_a}{R_a}$ se aproxima a cero (Kokotovic, 1986). Entonces, sustituyendo la Ecuación 2.62 en 2.63 y haciendo $\frac{L_a}{R_a} = 0$, se obtiene la Ecuación 2.68.

$$i_a(t) = \frac{V_a - k_b \frac{d\theta_m}{dt}}{R_a} \quad (2.68)$$

Sustituyendo ahora la Ecuación 2.68 en la 2.61 y el resultado de ésta en la Ecuación 2.64 con $T_L = 0$, se obtiene la 2.69.

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = \left[\frac{V_a - k_b \frac{d\theta_m}{dt}}{R_a} \right] k_i \quad (2.69)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la Ecuación 2.69 y mediante manipulaciones algebraicas, la función de transferencia entre desplazamiento angular y el voltaje aplicado al motor de CD se puede expresar mediante la Ecuación 2.70.

$$\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{k_i}{R_a J_m}}{s^2 + \left[\frac{k_b k_i}{R_a J_m} + \frac{B_m}{J_m} \right] s} \quad (2.70)$$

Sustituyendo por constantes a y b los términos $\frac{k_b k_i}{R_a J_m} + \frac{B_m}{J_m}$, y $\frac{k_i}{R_a J_m}$ respectivamente, en la Ecuación 2.70 se obtiene la 2.71.

$$\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{b}{s^2 + as} = \frac{b}{s(s+a)} \quad (2.71)$$

Finalmente, se reescribe la Ecuación 2.71 para obtener la función de

transferencia reducida entre desplazamiento angular y voltaje aplicado al motor, que se expresa mediante la Ecuación 2.72, donde $k_m = \frac{b}{a}$ y $t_m = \frac{1}{a}$ éste último término se denomina constante de tiempo Mecánica.

$$\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{k_m}{s(1 + t_m s)} \quad (2.72)$$

Ahora, considerando el cambio de variable $s\theta_m(s) = w_m(s)$ aplicando a la Ecuación 2.70 y mediante manipulaciones algebraicas, se obtiene la función de transferencia entre la velocidad angular y el voltaje aplicado al motor de CD, que se expresa mediante la Ecuación 2.73.

$$\frac{w_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{k_i}{R_a J_m}}{s + \frac{k_b k_i}{R_a J_m} + \frac{B_m}{J_m}} \quad (2.73)$$

Nuevamente substituyendo por constantes a y b los términos $\frac{k_b k_i}{R_a J_m} + \frac{B_m}{J_m}$ y $\frac{k_i}{R_a J_m}$, respectivamente, en la Ecuación 2.73 se obtiene la 2.74.

$$\frac{w_m(s)}{V_a(s)} = \frac{b}{s + a} \quad (2.74)$$

Finalmente se reescribe la Ecuación 2.74 para obtener la función de transferencia reducida entre velocidad angular y voltaje aplicado al motor de CD, que se determina mediante la Ecuación 2.75, donde $k_m = \frac{b}{a}$ y $t_m = \frac{1}{a}$, éste último término se denomina constante de tiempo mecánica.

$$\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{k_m}{1 + t_m s} \quad (2.75)$$

Se hace uso de un servomotor de corriente directa, ya que estos motores constan con la capacidad de ser controlados tanto en velocidad como en posición. EN el Apendice D se observa su hoja de datos.

Tabla 2.4: Parámetros y variables de un motor de CD.

Tipo de sensor	Resolución	Robustez mecánica	Estabilidad térmica	costo
Potenciómetro	Regular	Regular	Mala	Bajo
Codificadores	Buena	Regular	Buena	Medio
RVDT	Buena	Buena	Regular	Medio
Síncronos y resolutores	Buena	Buena	Regular	Alto
INDUCTOSYN	Muy buena	Buna	Buna	Muy alto

11. Sensores de Posición

Los sensores de posición para servomecanismos proporcionan señales variables de salida de naturaleza analógica o digital. La electrónica asociada con cada sensor generalmente requiere de filtrado o de operaciones lógicas. Esencialmente existen cinco tipos de sensores de posición rotatoria:

1. Potenciómetros
2. Codificadores
3. Transformador diferencial variable rotario
4. Síncros y Resolutotes
5. INDUCTOSYN rotatorio

Un comparativo en cuanto a resolución, robustez mecánica, estabilidad térmica y costo de los sensores listados anteriormente se presenta en la Tabla 2.4

11.1. Potenciómetros

Es el transductor electromecánico de posición más simple y fácil de manipular, convierte una señal mecánica en una señal Eléctrica. La entrada al dispositivo es un desplazamiento mecánico, ya sea rectilíneo o rotacional. La Figura

2.51. muestra la representación del circuito equivalente de un potenciómetro lineal o rotario. Los potenciómetros rotarios están disponibles en presentaciones de una o varias revoluciones, como se muestran en la Figura 2.52.

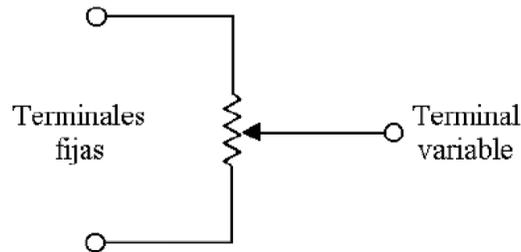


Figura 2.51: Representación del circuito de un potenciómetro.

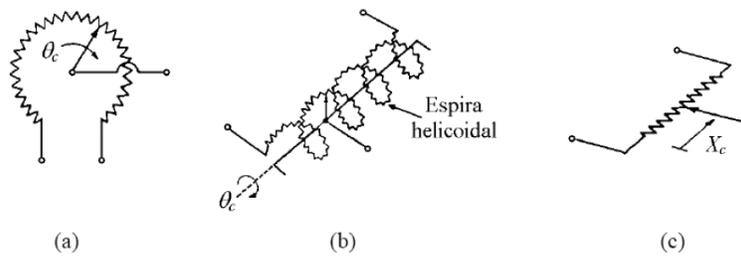


Figura 2.52: Tipos de potenciómetros. (a) Monovuelta (b) Multivuelta (c) Traslacional.

La Figura 2.53 muestra el arreglo cuando un potenciómetro se alimenta con un voltaje E entre las terminales fijas del potenciómetro. Entre la Terminal variable y de referencia se obtiene un voltaje de salida $e(t)$ dado en Voltios que es proporcional a la posición del eje $\theta_c(t)$ dado en radianes en el caso de un movimiento rotatorio, que queda determinado por la Ecuación 2.76, donde K es una constante de proporcionalidad. Para un potenciómetro de N vueltas, el desplazamiento total del brazo variable es $2\pi N rad$.

$$e(t) = k_s \theta_c(t) \quad (2.76)$$

La constante de proporcionalidad k_s está dada por la Ecuación 2.77,

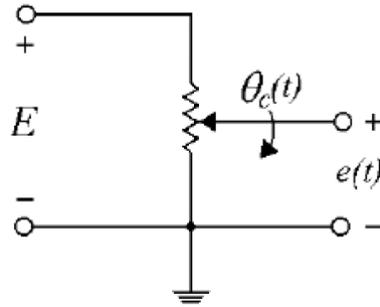


Figura 2.53: Circuito para indicar posición utilizando un potenciómetro.

donde E dado en Volts es la magnitud del voltaje aplicado a las terminales fijas de potenciómetro.

$$k_s = \frac{E}{2\pi N} \quad (2.77)$$

En sistemas de control de motores de CD, los potenciómetros se usan con frecuencia para retroalimentar la posición (Kuo, 1996).

11.2. Codificadores digitales

Un codificador digital es un dispositivo usado para generar datos digitales a partir de una posición lineal o rotaria, se dividen en dos clases: absolutos e incrementales. El absoluto es un transductor de posición absoluta y/o velocidad (lineal o rotatoria) con salida en forma de dato digital paralelo y/o serie. El incremental produce determinada cantidad de pulsos eléctricos por revolución y puede emplearse para detectar desplazamiento y/o velocidad ya sea lineal o rotatoria. Los codificadores digitales consisten en una máscara codificadora que puede leerse mediante esquemas de detección de tipo óptico, mecánico, magnético, inductivo o capacitivo (Belove, 1992).

Los codificadores digitales magnéticos, inductivos y capacitivos tienen buena resistencia a golpes y vibraciones y tienen una ventaja sobre el codificador digital óptico que consiste en que no poseen ninguna fuente de luz que pueda

deteriorarse o fallar. Los codificadores digitales ópticos deben estar sellados para impedir contaminación que pudiese interferir con la fuente de luz.

El principio de operación básico del codificador digital óptico rotatorio se muestra en la Figura 2.54. Cada codificador óptico consiste en una o varias fuentes de luz, un disco codificador y uno o varios detectores de luz. La fuente de luz generalmente es un LED (Light Emitting Diode, Diodo Emisor de Luz). El detector de luz, que normalmente consiste en fotodiodos o fototransistores genera una salida cuando la luz que proviene de la fuente pasa a través del disco codificador e incide sobre el detector; esta salida generalmente (en forma de onda senoidal o triangular) es de baja magnitud, del orden de los milivoltios, y tiene que ser amplificada para su transmisión y procesamiento. Se incluyen además en el procesado a los filtros, acopladores, registros y contadores lógicos ascendente descendente de pulsos para el caso de un codificador digital incremental (Nachtigal, 1990).

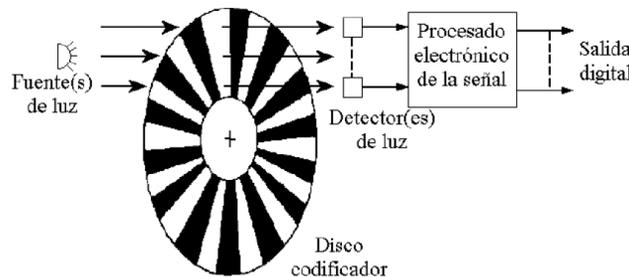


Figura 2.54: Codificador digital óptico rotatorio.

11.3. Codificador Incremental

El elemento principal del codificador digital incremental es un disco grabado (para rotación) o una banda (para traslación) con varias pistas en donde cada una de ellas representa un canal.

El disco codificador se muestra en su forma más simple en la Figura 2.55(a), tiene una sola pista o canal en intervalos opaco-transparente. Este trans-

ductor tiene una salida eléctrica cuya frecuencia es proporcional a la velocidad mecánica pero estos pulsos también pueden contarse y almacenarse mediante contadores y así convertirse en un transductor de posición. Cabe señalar que el disco no detecta un cambio de dirección de giro en su eje, como se muestra en la Figura 2.56(a). Es posible la detección del sentido de giro mediante dos conjuntos concéntricos de pistas con el mismo número de sectores como se muestra en la Figura 2.55 (b), además, cada conjunto está en cuadratura respecto al otro. Los pulsos de un canal relativo al otro definen la dirección de rotación según se puede apreciar en la Figura 2.56 (b); el canal A proporciona pulsos eléctricos adelantados 90° con respecto al canal B cuando el disco gira en dirección de las manecillas del reloj, y al invertirse el giro del disco los pulsos eléctricos del canal B se adelantan 90° con respecto al canal A.

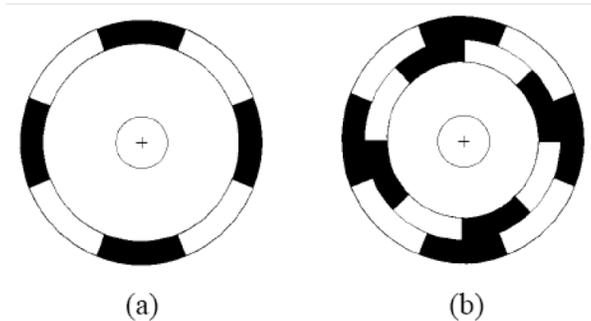


Figura 2.55: Discos codificadores incrementales. (a) De un canal. (b) De dos canales.

Algunos codificadores digitales incrementales cuentan con una tercera pista que es un marcador de referencia a cero para los contadores y que es posible utilizar para la reposición a cero de los contadores empleados para la medición de la posición. El codificador incremental es vulnerable a la pérdida de pulsos o a pulsos espurios debido a ruidos, interrupción de energía u otras causas. Estos errores de conteo, en caso de ocurrir, persisten hasta la detección del marcador de referencia a cero y/o la reposición a cero del contador electrónico (Belove, 1992).

La resolución o número de segmentos por revolución del eje es crítica

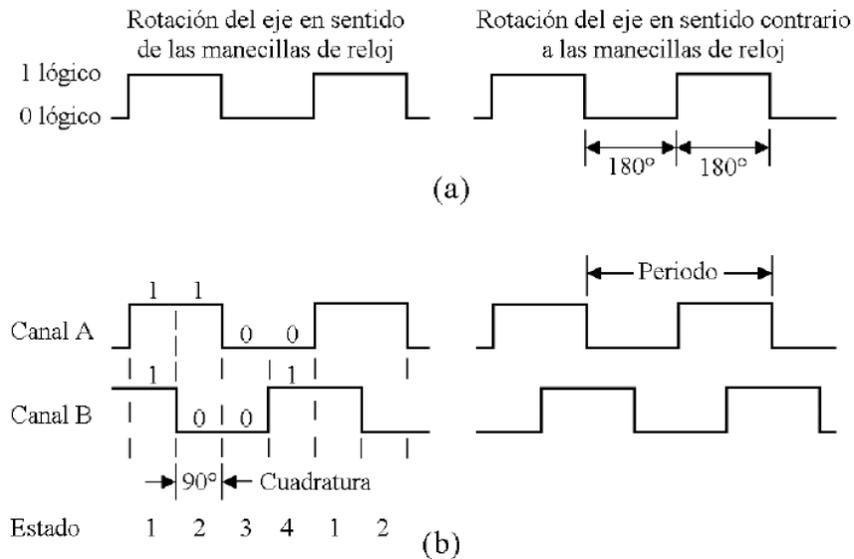


Figura 2.56: Formas de onda de salida de un codificador digital incremental. (a) De un canal (b) De dos canales.

para la aplicación particular en cuestión y aunque está limitada por el número de líneas que pueden trazarse en un disco de un diámetro dado y la calidad de la luz de transmisión, ésta puede aumentarse por cuatro, decodificando los cuatro estados en un período de la señal de posición.

Los codificadores ópticos de alta resolución usan un disco codificador y una máscara fija como la mostrada en la Figura 2.57, la cual no rota con el disco para permitir una buena transmisión de luz con una captación más eficaz. Cuando se alinea el disco y la máscara, la luz pasa a través de ellos y llega a los detectores; cuando están desalineados, la luz es bloqueada.

Las formas de onda de salida tomadas directamente de los detectores de luz son generalmente del tipo triangular o senoidal en función de la resolución de los sensores, como se presenta en la Figura 2.58. La señal de onda cuadrada compatible con lógica digital se obtiene al introducir la señal triangular o senoidal a un amplificador lineal seguido por un amplificador comparador de referencias. Los codificadores digitales incrementales son menos costosos que los codificadores di-

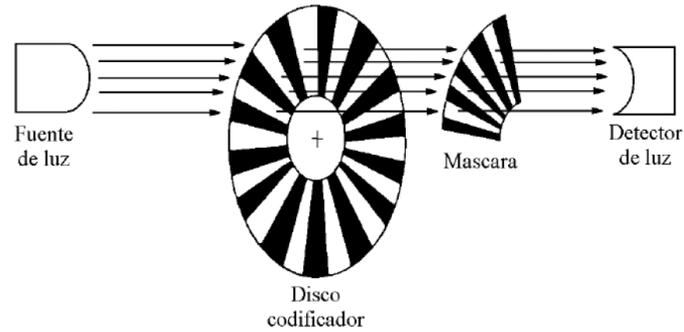


Figura 2.57: Codificador óptico de alta resolución.

gítales absolutos. Los codificadores digitales tienen una desventaja, la información de posición puede perderse debido a fallas de energía o pulsos espurios (Nachtigal, 1990).

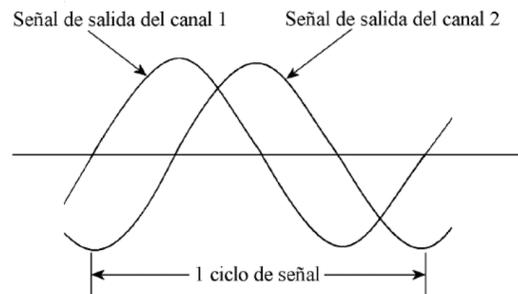


Figura 2.58: Forma de onda senoidal tomada de los detectores de luz.

11.4. Codificador Absoluto

El elemento principal del codificador digital absoluto es un disco grabado (para rotación) o una banda (para traslación) con varias pistas en donde cada una de ellas representa un canal, uno por cada dígito binario. Los codificadores absolutos producen una salida en código digital paralelo y/o serie por cada incremento menos significativo de resolución. El disco del codificador absoluto puede diseñarse para proporcionar datos de posición absoluta en distintos códigos como código binario natural, código Gray, o decimal codificado en binario también

conocido como BCD (Binary Coded Decimal) los cuales se muestran en la Figura 2.59.

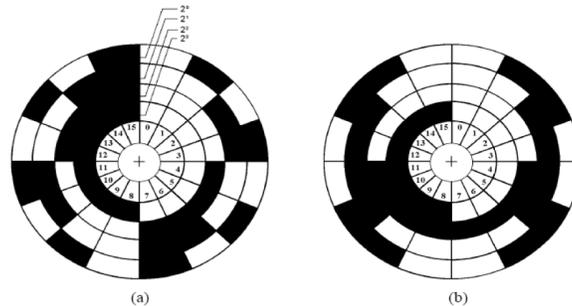


Figura 2.59: Discos codificadores absolutos. (a) Código binario natural, (b) Código Gray.

Cada un de estos códigos tiene su propia aplicación: El binario natural para el procesamiento digital directo, el código Gray para prevenir fallos técnicos, que ocurren cuando cambia más de un bit en la señal digital, y el BCD para el despliegue directo en numeración decimal de la posición de displays. La necesidad de utilizar codificadores absolutos tiene que ver con la idea de no perder el dato de la posición durante una falla de energía o de aplicaciones que involucren un posible período de movimiento mecánico debido a problemas de energía eléctrica, y no puedan ser detectados al restablecerse.

La resolución de los codificadores absolutos rotacionales comerciales varía de los 6 a los 16 bits y requieren el uso de un detector por cada bit de salida. Debido a la dificultad para fabricar discos pequeños con segmentos separados con exactitud, los codificadores de mayor resolución son unidades de varias vueltas, es decir, con dos discos engranados entre sí.

En los codificadores ópticos absolutos, normalmente se requieren N elementos de fuentes de luz, uno por bit (por ejemplo, LEDs). Esta luz pasa en ángulo recto a través del disco y es recibida (o colectada) por un correspondiente arreglo lineal de N detectores de luz montados en el lado opuesto del disco.

En la práctica, es posible producir codificadores absolutos con hasta 16

canales separados que proporcionan una resolución de $360^\circ/2^{16} = 0,00543 \simeq 20$ segundos de arco con una sola rotación completa del disco. A menudo es necesario un dispositivo monitor que determine el número de rotaciones de un codificador absoluto. Es claro que requiere algo más que la sucesión binaria repetitiva del codificado durante cada ciclo completo del disco. En este caso, es posible usar un segundo disco pero engranado de forma que, por cada revolución completa del primer disco, el segundo se mueva solo un sector de distancia. El primer disco se usa para proporcionar la información de posición absoluta en cualquier revolución del eje, y el segundo disco da el número de rotaciones (Klafter et al., 1989).

11.5. Transformador Diferencial

Este tipo de transformador tiene un núcleo de material ferromagnético que puede moverse en forma rectilínea o en forma rotatoria dentro de los devanados. El movimiento del núcleo modifica el acoplamiento magnético entre el devanado primario y uno o más devanados secundarios, produciéndose de esta forma un voltaje de salida relacionado con el movimiento de núcleo. El circuito básico de la Figura 2.60 se emplea en la mayor parte de las configuraciones existentes. Los transformadores diferenciales están disponibles en forma rectilínea (LVDT, *Linear Variable Differential Transformer*) o en forma rotatoria (RVDT, por Rotacional Variable Differential Transformer).

LVDT

El transformador diferencial variable lineal o LVDT puede utilizarse como transductor primario de medición en una gran variedad de variables como fuerza, presión, par y aceleración. La palabra “lineal” aparece en el nombre del LVDT para denotar un transductor de movimiento rectilíneo y no una relación lineal entre el voltaje de entrada-salida. Su construcción y principio de funcionamiento es muy simple. Tres devanados de alambre conductor eléctrico son enrollados en

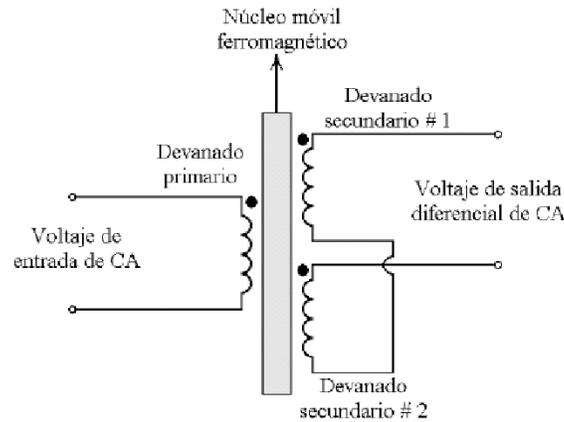


Figura 2.60: Circuito básico del transformador diferencial.

un soporte aislante eléctrico como se muestra en la Figura 2.61. Un voltaje de CA se aplica entre las terminales del devanado primario; el campo magnético variable producto de la Corriente Alterna induce un voltaje de la misma frecuencia en cada uno de los dos devanados secundarios. Si el núcleo móvil ferromagnético se encuentra en posición nula (centrado), los dos voltajes de salida los devanados secundarios tendrán la misma amplitud (Klafter et al., 1989).

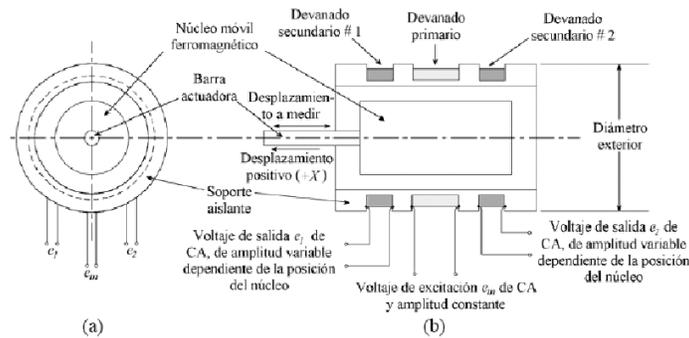


Figura 2.61: LVDT. (a) Vista Frontal. (b) Sección transversal.

RVDT

El principio del LVDT también se aplica a la medición de la posición angular, en un dispositivo conocido como Transformador Diferencial Variable Ro-

tatorio o RVDT (*Rotacional Variable Differential Transformer*). Un RVDT típico se muestra en la Figura 2.62.

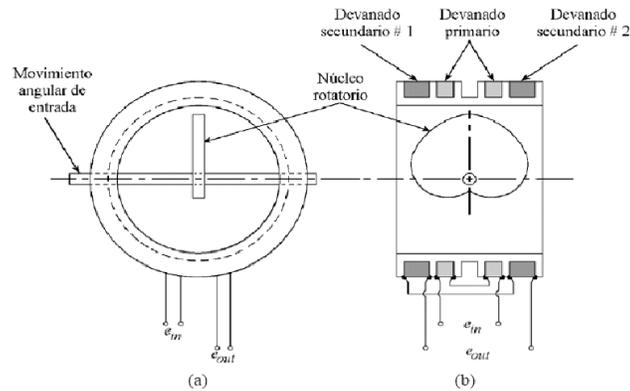


Figura 2.62: Transformador Diferencial Variable Rotatorio (RVDT). (a) Vista lateral (b) Sección longitudinal.

Una leva en forma de cardioide y material ferromagnético se utiliza como núcleo móvil, la forma de este se escoge para producir una salida altamente lineal sobre un rango de especificación de rotación. Una desventaja del RVDT es que el eje que soporta a la leva, rota sobre cojinetes, causando problemas como desgaste mecánico y fricción (Klafter et al., 1989).

11.6. Sincros y Resolutores

Los sincros y resolutores (conocidos respectivamente en idioma inglés como synchros y resolvers) son transformadores con uno o varios devanados rotatorios, que ocasionan un acoplamiento magnético variable entre devanados de rotor y estator; el acoplamiento varía como una función de la posición angular del eje rotor. Sincros y resolutores operan en distintos modos, al utilizarlos como transductores de posición angular generan voltajes de salida que son proporcionales al seno y coseno del ángulo del eje rotor; en la aplicación como transductor de par, los voltajes de entrada generan campos electromagnéticos que impulsan físicamente al rotor a un ángulo específico.

En apariencia, sincros y resolutores se parecen a pequeños motores eléctricos. La construcción básica y principio de operación de sincros y resolutores son similares, cada uno consta de un estator y un núcleo rotor. Ambos tienen sus propios devanados, como lo muestra la Figura 2.63. Para el sincro, el estator tiene tres juegos de devanados espaciados físicamente 120° , mientras que el estator del resolutor tienen dos devanados espaciados físicamente 90° (Everett, 1995).

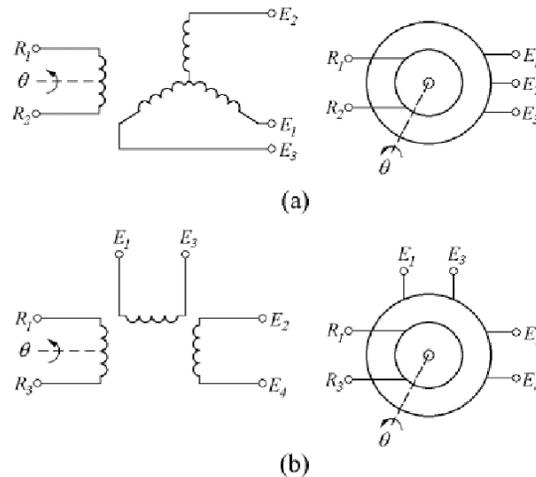


Figura 2.63: Diagrama esquemático y símbolo del: (a) Sincro, (b) Resolutor.

Sincros

El sincro también denominado dispositivo síncrono, sincrónico o en idioma inglés synchro, es un transductor de posición rotacional con verdadera capacidad de rotación continua y alta exactitud angular inherente, del orden de segundos de arco. Es un transductor inductivo cuya construcción es semejante a la de un motor de inducción trifásico, pero que se emplea con CA monofásica (Belove, 1992).

El principio básico de funcionamiento de un sincro se muestra en la Figura 2.64 se muestran tres devanados idénticos, separados físicamente 120° y conectados en configuración estrella (Nachtigal, 1990).

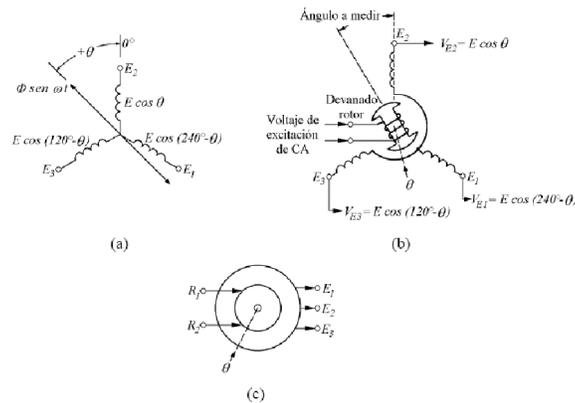


Figura 2.64: Sincro. (a) Transformación de voltajes, (b) diagrama esquemático, (c) símbolo.

Resolutor

El resolutor (resolver) es similar a un sincro. La mayor diferencia entre sincros y resolutores es que los resolutores tienen dos devanados en el estator desplazados 90° mecánicamente entre sí, mientras que los sincros tienen tres devanados en el estator espaciados 120° mecánicamente. Cuando el devanado del rotor es excitado por un voltaje de referencia de CA $A \sin \omega t$ y suponiendo un factor de acoplamiento de uno entre devanados de rotor y estator, los voltajes inducidos en el estator son proporcionales al seno y coseno del ángulo del eje rotor (Klafter et al., 1989).

11.7. Transductores INDUCTOSYN

Los transductores INDUCTOSYN es una marca registrada que desarrolló Ferrand Controls Inc. Consisten en patrones conductores en circuito impreso (normalmente de cobre) depositados o laminados en un par de sustratos planos. El par de elementos que componen a este transductor no tienen contacto mecánico entre sus partes y usualmente éstas se montan directamente sobre las partes fijas y móviles de la máquina a sensar. Los dos elementos del transductor no están en

contacto físico, y la vida mecánica es indefinida.

Los elementos son simples y robustos, permitiendo la selección de diversos materiales que puedan resistir casi cualquier ambiente extremo. El principio de operación utilizado es la variación del acoplamiento inductivo entre los patrones conductores de los dos elementos que componen al transductor como se puede apreciar en la Figura 2.65. Los elementos planos con conductores se sujetan a una parte fija y a una móvil de la máquina a sensar.

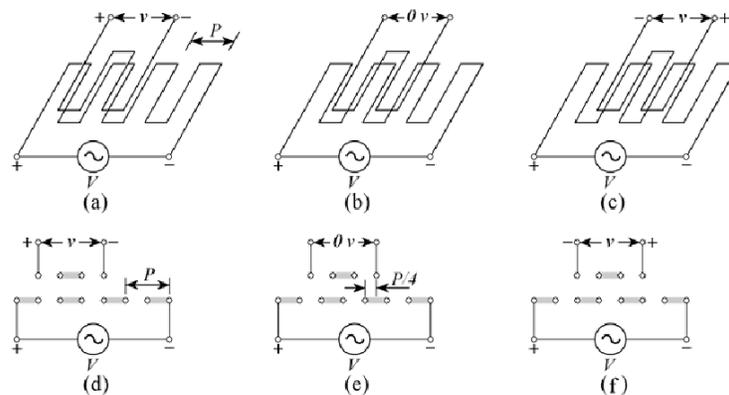


Figura 2.65: Acoplamiento Inductivo entre devanados de precisión. (d), (e) y (f) son cortes transversales a los conductores de las figuras (a), (b) y (c) respectivamente.

Una corriente alterna fluye en un conductor e induce un voltaje en el otro conductor; el voltaje inducido depende de la posición relativa entre conductores (Nachtigal, 1990).

Se usa el encoder incremental incluido en el servomotor. En el Apéndice E se encuentra la hoja de datos del encoder.

12. Servoamplificador

La señal proporcionada por un controlador es de bajo nivel en potencia y para impulsar un servomotor se requiere de su amplificación por medio de un

Amplificador de Potencia comúnmente llamado Servoamplificador, el cual proporciona la potencia necesaria a la señal de control para accionar el elemento final de control, que en el caso de servomecanismos son los motores de CD.

Existen dos tipos de servoamplificadores principales: amplificadores lineales y por modulación de ancho de pulso.

12.1. Servoamplificadores lineales

Existen dos clases de servoamplificadores lineales: el tipo H y el tipo T . Estos se muestran en las Figuras 2.66 y 2.67 respectivamente y tienen su base en transistores de unión bipolar, aunque pueden implementarse con otro tipo de dispositivos semiconductores de potencia como los MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, transistor de efecto de campo semiconductor óxido metal), el tipo H , en ocasiones llamado amplificador tipo puente, tiene la ventaja de requerir un suministro unipolar de CD. Sin embargo, no siempre es fácil de operar en un modo lineal porque el motor está *flotado* con respecto a la tierra eléctrica del sistema, y debido a esto la retroalimentación de corriente y/o voltaje de armadura no son fáciles de lograr.

La descripción del funcionamiento del tipo H es la siguiente: un par de transistores de unión bipolar (o dispositivos MOSFET) se turnan para operar en la región activa, esto es, Q_1 y Q_4 o Q_2 y Q_3 , haciendo que el voltaje de armadura V_{AB} genere un flujo de corriente de armadura contrario a l_1 , el motor girará ahora en sentido contrario a las manecillas del reloj. El valor instantáneo del voltaje de armadura, y en consecuencia, la velocidad del motor, dependerá de la cantidad de corriente aplicada a la base de los transistores, determinada, por el circuito de control que precede a la etapa del amplificador de potencia.

El segundo tipo general de servoamplificador, el tipo T , requiere de una fuente bipolar de CD, es más fácil de controlar ya que el motor no está flotando con respecto a la tierra eléctrica, y la retroalimentación de corriente y/o voltaje

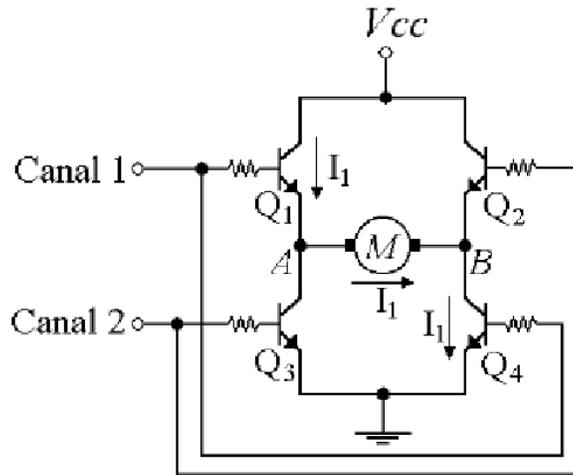


Figura 2.42. Servoamplificador tipo H

Figura 2.66: Servoamplificador tipo H .

de armadura es más fácil de implementar.

Puesto que se emplean transistores de potencia complementarios, una simple señal de control bipolar puede usarse para activar a Q_1 y Q_2 , haciendo que el voltaje V_a produzca una corriente de armadura cuya dirección dependerá de la polaridad de voltaje de armadura, y así, se produzca la rotación bidireccional deseada. En la configuración T , es importante que la corriente de activación de los transistores Q_1 y Q_2 no active a ambos transistores al mismo tiempo ya que es probable que resulte en un daño físico a los transistores de unión bipolar si esto llegara a ocurrir, es decir, debe evitarse que ambos transistores conduzcan simultáneamente.

Una característica indeseable de un servoamplificador T es la zona muerta o distorsión de cruce que existe alrededor del voltaje de salida cero. Esto produce un voltaje de excitación a la armadura que es una función no lineal de la entrada del servoamplificador para pequeñas señales de entrada positivas y negativas.

Es importante notar que los amplificadores no tienen ningún tipo de protección de retorno de corriente. Sin embargo, esto es completamente esencial ya

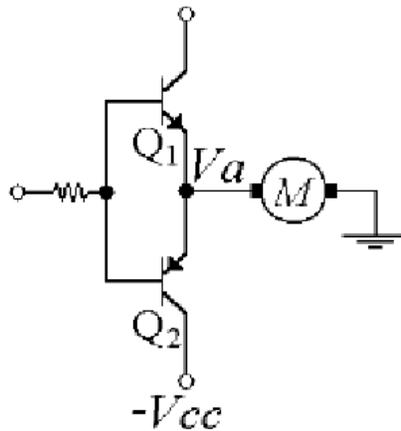


Figura 2.67: Servoamplificador tipo T.

que la inductancia de armadura del servomotor puede producir una sobretensión inductiva cuando los transistores amplificadores de potencia son todos repentinamente apagados o cuando el rotor es bloqueado mecánicamente. Deben colocarse diodos de retorno, entre las terminales de colector emisor de las salidas de los transistores como se muestra en la Figura 2.68.

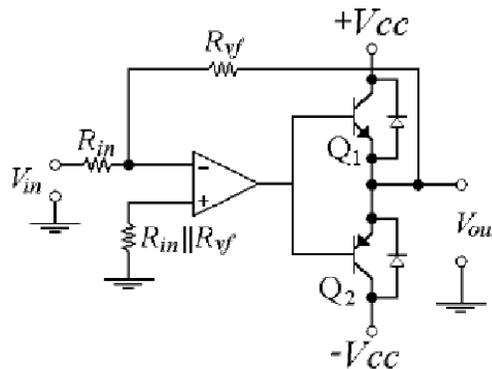


Figura 2.68: Etapa de potencia tipo T operada por un amplificador operacional con retroalimentación de voltaje, transistores de unión bipolar y diodos de retorno.

Existen otros factores que deben ser considerados al trabajar con servoamplificadores lineales como: la capacidad de disipación de potencia de los transistores de potencia asociada con el elemento de disipación térmica y la necesidad de proteger a los transistores de potencia y al motor de la sobrecarga de corriente

usando un limitados de corriente (Klafter et al., 1989).

12.2. Servoamplificadores por Modulación de Ancho de Pulso (PWM)

Una de las mayores desventajas con los amplificadores lineales se refiere a que, la salida es solamente una fracción del voltaje total de suministro, por ejemplo, durante las partes iniciales o finales de un movimiento o cuando el movimiento se realiza deliberadamente a velocidades bajas. Esto se debe a la operación de los transistores de potencia, en su región activa (o MOSFETs en su región de saturación), lo que significa que la caída de voltaje que se lleva a cabo entre colector y emisor V_{CE} del transistor es considerable. Por consiguiente, la potencia disipada en el colector, producto de corriente de colector y voltaje colector emisor, puede ser grande, del orden de $100W$, así los transistores (o MOSFETs) y disipadores de calor deben seleccionarse adecuadamente.

Afortunadamente, ahora es posible usar un enfoque diferente que es generalmente más rentable, la modulación por ancho de pulso, conocida como PWM (Pulse Width Modulation).

Con el advenimiento de los transistores de potencia que pueden operar a frecuencia de orden de los *Kilo – Hertz*, el uso de amplificadores PWM para impulsar servomotores hace a estos bastante prácticos y atractivos. La mayor ventaja de un dispositivo conmutado por encima de un dispositivo lineal es que el transistor de potencia conmutado opera la mayor parte del tiempo en cualquiera de sus regiones de corte o saturación, evitando la región de operación activa (Donald, 1997).

Así como con los servoamplificadores lineales, los dispositivos PWM pueden ser del tipo H o T y presentando las ventajas y desventajas de los mismos. Sin embargo, a diferencia del caso lineal, el voltaje de salida del circuito T o H puede ser casi igual, al valor total del voltaje de suministro positivo o negativo de

la fuente de CD. La Figura 2.69 muestra una señal de salida de un circuito tipo T .

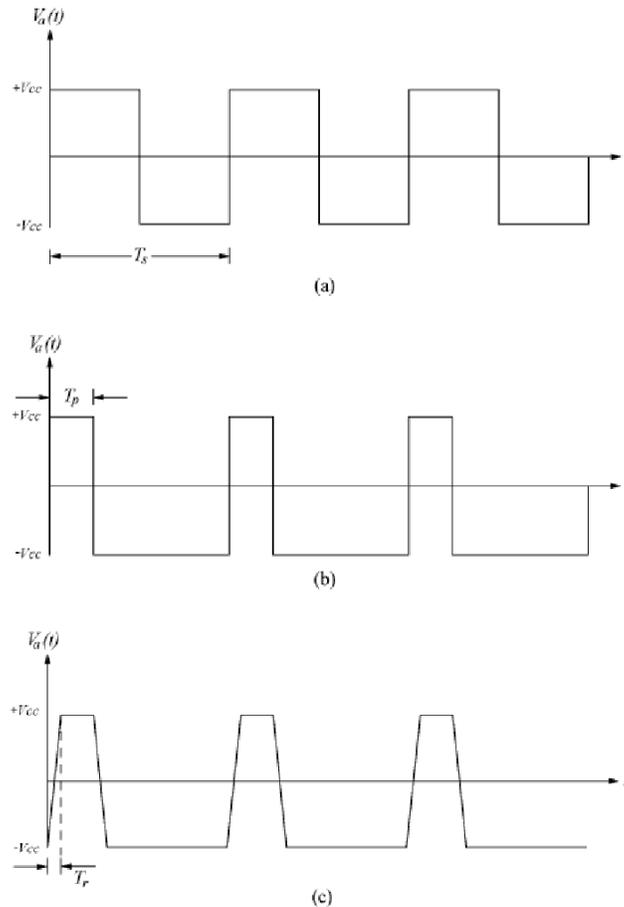


Figura 2.69: Formas de onda típicas de un PWM (a) ninguna carga es conectada a la salida del PWM, conmutación ideal, $(V_a)_{prom} = 0$; (b) se supone una carga conectada a la salida del PWM, conmutación ideal, $(V_a)_{prom} = -V_{cc}/2$ (c) igual que el caso (b) exceptuando conmutación ideal, los transistores trabajan en la región activa durante un tiempo T_r .

En la Figura 2.69 se define T_s como el periodo de la señal de conmutación, entonces la frecuencia de conmutación en radianes es $\omega_s = 2\pi/T_s$, la acción filtrante del motor causa que el voltaje de armadura $V_a(t)$ sea un valor promedio $(V_a)_{prom}$ de la forma de onda de la Figura 2.69 y que matemáticamente se expresa mediante la Ecuación 2.78.

$$(Va)_{prom} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} Va(t)dt \quad (2.78)$$

Aplicando la Ecuación 2.78 a las formas de onda de la Figura 2.56, se ve por inspección que el motor no se moverá por la onda cuadrada de la Figura 2.56(a) porque $(Va)_{prom} = 0$; considerando que el valor promedio es distinto de cero para las formas de onda en las Figuras 2.56(b) y (c), se produce movimiento en el motor de CD. Es importante entender que la Ecuación 2.78 no es estrictamente correcta si la frecuencia de conmutación es demasiado baja; en éste caso, el voltaje eficaz de armadura será un poco menor que el valor promedio y la corriente de armadura puede exhibir una fluctuación significativa.

La frecuencia de conmutación en un dispositivo PWM tiene un límite superior práctico a causa de la disipación de potencia. Debido a que la conmutación no puede ocurrir instantáneamente sino que puede tomar un tiempo finito T_r , los transistores de unión bipolar de potencia gastan una porción del ciclo de conmutación en la región activa (los MOSFET gastan una porción del ciclo en la región de saturación). Si la velocidad de conmutación es sumamente alta, es posible que el tiempo T_r pueda llegar a ser una porción significativa del período de conmutación global resultando en que la disipación de potencia global puede ser bastante grande, aproximándose al caso de los amplificadores lineales. Como una consecuencia, los servoamplificadores PWM prácticos normalmente trabajan a velocidades de conmutación de varias decenas y hasta centenas de KHz . Otra probable desventaja de los servoamplificadores PWM es que pueden inducir ruido (interferencias electromagnéticas) en forma de voltaje a los circuitos de control y periféricos.

13. Computo reconfigurable

El cómputo reconfigurable consiste en la utilización de hardware que puede adaptarse a nivel lógico para resolver problemas específicos. Está basado en dos ideas básicas: la primera es que la arquitectura se adapta al algoritmo a implementar y no viceversa, la segunda es que provee soporte de hardware solo a las funciones algorítmicas activas en un momento dado.

En la mayoría de las aplicaciones actuales de cómputo reconfigurable se utilizan dispositivos programables de alta densidad basados en tecnología SRAM. Tales dispositivos son los arreglos de compuertas programables en el campo (FPGA) y dispositivos lógicos programables complejos (CPLD). En teoría, es posible realizar cambios en el diseño de la arquitectura aún y cuando el sistema ya ha sido instalado y se encuentra en funcionamiento. Otra forma de implementar computo reconfigurable es a través de procesadores que pueden ser modificados para incluir nuevas funciones e instrucciones diseñadas para resolver un problema en particular.

Existen varios esquemas que se pueden usar para implementar una arquitectura reconfigurable. Una característica que los distingue es el nivel de integración con un procesador maestro (si lo existe). En los sistemas donde se combina un procesador y lógica reconfigurable existen varias formas de combinar ambas estructuras. La lógica reconfigurable se puede utilizar para implementar unidades funcionales dentro del procesador, coprocesadores, unidades de procesamiento, otros procesadores o como una unidad externa de procesamiento independiente.

Un concepto importante en el área de cómputo reconfigurable es la reconfiguración dinámica. Esta involucra la adaptación del hardware sin detener la ejecución de un proceso como respuesta a estímulos externos y/o estados internos del sistema. Cuando uno o varios módulos de procesamiento han terminado su labor, el hardware puede ser reconfigurado para incorporar otros módulos de procesamiento o solo modificar los ya existentes y continuar así con la ejecución

del proceso.

Las arquitecturas que permiten reconfiguración dinámica son de interés porque proveen más capacidad de procesamiento por unidad de área que plataformas de cómputo convencionales. Actualmente, sin embargo, para aprovechar las ventajas que ofrece el cómputo reconfigurables es necesario que el diseñador analice la aplicación con el fin de identificar la parte crítica, es decir, que requiere más capacidad de procesamiento y después encontrar cual es la mejor forma de implementarla usando la plataforma de su elección.

Este proceso no automatizado de identificación e implementación requiere de un trabajo considerable y por lo regular esta ligado fuertemente a los requerimientos de una aplicación en particular (Cumplido, 2004).

13.1. FPGA

Un diseñador de sistemas electrónicos dispone de diversas opciones para implementar lógica digital, incluyendo dispositivos lógicos discretos, frecuentemente llamados Circuitos integrados de pequeña escala (SSI); dispositivos programables tales como Arreglos de lógica programable (PALs o PLDs) y FPGA.

Un FPGA es un dispositivo múltinivel programable de propósito general, que integra una gran cantidad de dispositivos lógicos programables en un chip. El tamaño y velocidad de los FPGAs son equiparables a los Circuitos Integrados para Aplicaciones Específicas (ASICs), pero los FPGAs son más flexibles y su ciclo de diseño es más corto (Outfield et al., 1995).

En términos técnicos el FPGA es un arreglo de bloques lógicos programables colocados en una infraestructura de interconexiones programable; además, es posible programar la funcionalidad de los bloques lógicos, las interconexiones entre bloques y las conexiones entre salidas y entradas. Un FPGA es programable a nivel hardware, por lo que proporciona las ventajas de un procesador de propósito general y un circuito especializado.

Los elementos básicos que constituyen un FPGA se muestran en la Figura 2.70 y son los siguientes:

1. Bloques lógicos, cuya estructura y contenido se denomina arquitectura. Hay muchos tipos de arquitectura, que varían principalmente en complejidad que va desde una simple compuerta hasta estructuras mas complejas tipo PLD. Suelen incluirse biestables para facilitar la implementación de circuitos secuenciales. Otros módulos de importancia son los bloques de Entradas/Salidas.
2. Recursos de interconexión, cuya estructura y contenido se denomina estructura de rutado.
3. Memoria RAM que se carga durante el RESET para configurar bloques y conectarlos.

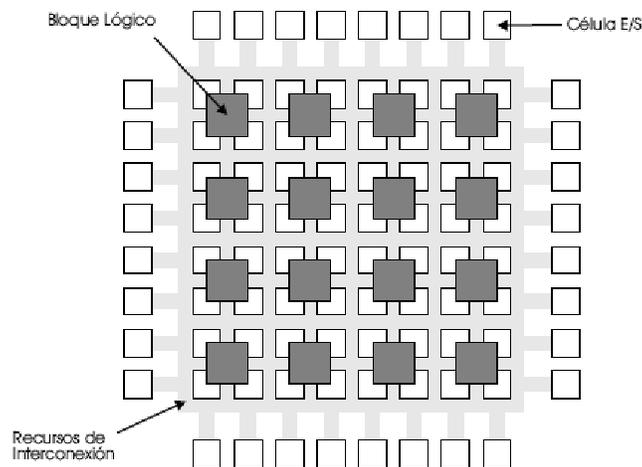


Figura 2.70: Estructura General de un FPGA.

La aplicación de los FPGA va mas allá de la implementación de lógica digital, pueden ser utilizados para la implementación de arquitecturas específicas. Los sistemas basados en FPGAs proporcionan un mejor desempeño que sus correspondientes implementaciones en software. Las aplicaciones que requieren de

un gran número de operaciones simples son adecuadas para su implementación en FPGAs puesto que un elemento de procesamiento puede diseñarse para efectuar esta operación y varias instancias de este pueden reproducirse para llevar a cabo procesamiento paralelo (Arias *et al.*, 2000).

Un dispositivo de lógica programable (PLD) es un dispositivo de propósito general capaz de implementar la lógica de decenas o cientos de paquetes de SSI. Es programado por el usuario usando hardware de programación económico. Sin embargo se ven limitados por su consumo de energía y retardos, además que diseños grandes requieren de implementaciones de lógica multinivel. Para implementar diseños con miles o decenas de miles de compuertas, los diseñadores pueden valerse de Arreglos de compuertas programadas por máscaras (MPGAs), comúnmente llamados arreglos de compuertas. Un MPGA puede implementar decenas de miles e incluso cientos de miles de compuertas en un chip. Un MPGA consiste de una base de transistores pre-diseñados con sus cableados. El cableado es construido durante el proceso de fabricación, por esto cada diseño necesita de máscaras adecuadas para el cableado. El desarrollo de las máscaras para los MPGAs eleva el costo para volúmenes pequeños de producción. Los tiempos típicos de desarrollo de estos dispositivos son de 4 a 6 semanas.

Los FPGA ofrecen los beneficios de los arreglos de lógica programable y arreglos de compuertas. De manera similar a los MPGAs, los FPGAs implementan miles de compuertas lógicas en un circuito integrado. Análogamente a los PLDs, los FPGAs son programados por los diseñadores reduciendo los tiempos y costos. Estas ventajas han hecho que los FPGA se popularicen (Stephen, 1994).

Empleando FPGAs para cómputo, guía el camino para una clase general de organización de computadoras, la cual puede ser llamada Arquitectura de Cómputo Reconfigurable (Dehon *et al.*, 1998). Esto permite que una máquina pueda ser configurada de acuerdo a las necesidades que se presenten en una aplicación, mientras que permite la característica de ser reutilizada en cualquier momento. El desarrollo con FPGAs dirige aplicaciones en nuevos caminos al presentar ciertas

Tabla 2.5: Características de innovación en FPGA.

Característica	Descripción
Implementación Instantánea	Debido a que el cableado en memoria es usualmente corto, los diseños pueden efectivamente ser implementados <i>instantáneamente</i> . Esto es una distinción del convencional diseño VLSI, donde toma varias semanas desde el diseño a la fabricación.
Codificadores	Con algunas arquitecturas parte del FPGA puede ser configurado en tiempo de ejecución. Los circuitos podrían incluso ser auto modificados.
Seguridad del Diseño	La configuración de un FPGA desaparece cuando el chip es apagado. Existe un rango de aplicaciones donde este nivel adicional de seguridad del diseño es importante. Sin embargo, existe otra familia de FPGAs donde la configuración puede programarse una sola vez permaneciendo de manera fija.

características que se describen en la Tabla 2.5.

La Tabla 2.7 compara los pasos de diseño y fabricación necesarios para los dispositivos MPGAs y FPGAs. Las fases de diseño son similares en ambas tecnologías, pero existen diferencias significantes en las etapas que se describen a continuación. En lugar de adaptar las partes durante la fabricación, los FPGAs se adaptan por modificaciones eléctricas; eliminando esta etapa se prescinde de las fases que incluyen el desarrollo de la máscara, generación de test del modelo, fabricación, empaquetamiento y pruebas. Las modificaciones eléctricas toman milisegundos o minutos dependiendo de la tecnología de programación, comparado con las semanas que toma el proceso de MPGAs. La programación de FPGAs se realiza con dispositivos de programación simples y económicos.

Las principales ventajas que presentan los FPGAs respecto al resto de los dispositivos para implementar sistemas digitales se muestran en la Tabla 2.7 (a) y (b).

Tabla 2.6: Comparativo del proceso de fabricación de MPGAs vs FPGAs

MPGAs	FPGAs
Diseño del sistema	Diseño del sistema
Diseño Lógico	Diseño Lógico
Localización	Localización
Simulación en tiempo	Simulación en tiempo
Generación del test del modelo	
Desarrollo de la mascara	
Fabricación	Descarga/Programación
Empaquetamiento	
Pruebas	
Integración del sistema	Integración del sistema

Tabla 2.7: Características de innovación en FPGA (a).

Ventajas	Descripción
Costos de Tooling bajos	Cada diseño a ser implementado en un MPGA requiere desarrollar una máscara de acuerdo a los patrones de cableado. El costo de cada máscara es de alrededor de miles de dólares, costo que debe ser amortizado sobre el número total de unidades fabricadas. Entre mas unidades sean construidas se reduce el impacto del costo de desarrollo. Los FPGAs no requieren de este proceso, por lo que no tiene asociado el costo, además son excelentes para volúmenes relativamente pequeños (1000 a 10000 unidades)
Rápido Desarrollo	El proceso de manufactura de MPGAs toma varias semanas desde la finalización del diseño hasta la liberación de las partes desarrolladas. Un FPGA puede ser programado en minutos por el usuario. En un FPGA, una modificación para corregir el diseño puede realizarse rápidamente y de manera barata. El rápido desarrollo produce a su vez que la aparición de nuevos productos sea mas rápida y reduce el tiempo para venta de un nuevo producto FPGA.

Tabla 2.8: Características de innovación en FPGA (b).

Verificación Efectiva del Diseño	Debido a los costos de la ingeniería no recurrente (NRE) y retardos de manufactura, los usuarios de MPGAs deben verificar sus diseños por simulación extensiva antes de la fabricación. Para verificar la funcionalidad del diseño en un sistema, debe simularse durante grandes periodos de tiempo. Los FPGAs reducen estos problemas. En lugar de simular por grandes periodos de tiempo, los usuarios de FPGAs pueden elegir realizar una verificación en el circuito. Los diseñadores pueden implementar el diseño y usar partes funcionales como un prototipo. El prototipo opera a velocidad completa y con excelente precisión del tiempo.
Bajo Costo de Pruebas	Todos los circuitos integrados deben ser probados para verificar la fabricación correcta y empaquetamiento. El test es diferente para cada diseño. Los diseños implementados en un MPGA incurren en costos asociados, además que el desarrollo de test efectivos es difícil, por lo que puede ocurrir que algunos chips defectuosos pasen los tests y solo hasta que fallan en un sistema es como se detectan los errores generando mas costos. En contraste, el programa test es el mismo para todos los diseños FPGAs. Los programas test de los fabricantes verifican que cada FPGA pueda funcionar para cualquier posible diseño que pueda ser implementado en él. Los usuarios solo necesitan test específicos para sus arquitecturas programadas.

13.2. VHDL

El diseño tradicional de sistemas digitales generalmente es de bajo costo y con tiempos de desarrollo cortos, pero es restringido por arquitecturas inflexibles, velocidades de operación y recursos limitados; así como versátiles a la hora de la puesta en marcha. Lo anterior es valido para: memorias, microcontroladores, procesadores digitales de señales (DSPs), etc.

Una solución para estos inconvenientes es el diseño ASIC o de aplicación específica, en contraparte los tiempos de diseño y fabricación son muy extensos y por ende costosos al momento de solucionar un problema en particular. Tomando las ventajas de de los dos tipos de diseño expuestos: bajo costo, tiempo de diseño reducido, flexibilidad y versatilidad; surgen los dispositivos lógicos programables, con la característica particular de poseer todos los recursos del diseño ASIC, concentrados en una pequeña área. Estas ventajas no están completas sin una herramienta adecuada que permita organizar y aprovechar estos recursos, para lo cuál surgieron los Lenguajes de Descripción de Hardware, HDL. El diseño de sistemas digitales se transforma en una descripción de alto nivel de los componentes que lo conforman, luego está configura apropiadamente los recursos del dispositivo, para finalmente obtener el sistema funcional.

Los lenguajes de descripción de hardware se comenzaron a utilizar en los años setentas. Los primeros surgidos no tuvieron gran acogida y fue hasta una década después que aparecieron los lenguajes de VHDL y Verilog, los cuales son en la actualidad los mas utilizados y han desplazados otros lenguajes (Smith,1998).

Historia

La creación de VHDL se inicio en el año de 1981, con el programa de desarrollo de circuitos integrados de muy alta velocidad (VHSIC) del departamento de la defensa de Estados Unidos. En el año de 1982, las compañías IBM, Texas Instruments e Intermetrics obtuvieron la concesión para la realización de lenguaje

y de un conjunto de herramientas para su aplicación. En el año de 1987 el lenguaje VHDL se convierte con la norma 1076 y en el año de 1993 se actualiza con la norma 1164. El objetivo principal de utilizar este lenguaje es especificar y documentar circuitos y sistemas digitales con un lenguaje formal que sea entendido por los diseñadores y computadoras. Entre las principales características del lenguaje se tiene que es ejecutable, lo que permite que la descripción del hardware se materialice en dispositivos programables ; posibilita la descripción del hardware con distintos niveles de abstracción y es independiente de la tecnología. Las diferencias entre VHDL y Verilog son: las unidades de diseño múltiple pueden ser compiladas separadamente en VHDL, mientras que en Verilog , al producirse un cambio sencillo en el orden de compilación la simulación puede cambiar; el usuario puede definir el tipo de datos utilizando VHDL. Los conceptos de librería, que permite compilar proyectos de diseño multiple; y el de paquetes que pueden ser utilizados por cualquier unidad de diseño; solamente existen en VHDL (Smith,1998).

Entidades de diseño en VHDL.

El diseño de sistemas digitales en VHDL se divide en bloques funcionales que se denominan componentes. Cada uno de ellos corresponde a una entidad de diseño que se modela por separado como parte de un sistema. Las entidades de diseño se construyen utilizando cinco formas diferentes de unidades de diseño, las cuales son: *entity*, *package*, *configuration*, *architecture* y *package body* (Stephen, 1994).

- *Entity declaration*: describe la interfaz de la unidad de diseño la cual se comunica con otras entidades del mismo ambiente. La interfaz incluye todas las entradas, salidas y señales bidireccionales en la declaración del puerto.
- *Architecture Body*: una arquitectura describe la composición funcional de un diseño.

-
- *Configuration declaration*: es una unidad de diseño primaria usada para enlazar una entidad a una arquitectura con la finalidad de formar los componentes de un diseño.
 - *Package declaration*: es un dispositivo que permite almacenar declaraciones que son comúnmente usadas para ser accedidas por múltiples unidades de diseño.
 - *Package body*: se relaciona con una declaración tipo paquete y contiene todos los subprogramas de las funciones y procedimientos declarados en el paquete asociado.

Capítulo III

Metodología

1. Caracterización cinemática para la estructura mecánica articulada de los dedos de la P.M. 1.0

Se realizó un análisis del comportamiento biomecánico de la mano humana para definir la cinemática de un mecanismo articulado, cuyo tamaño y movimiento de cierre y apertura sean los mas similares a los de los dedos índice.

La cinemática de los dedos índice, medio, anular y meñique se diseñan de la misma manera, ellas sólo difieren entre si en las medidas. En este apartado se muestra únicamente la cinemática del dedo índice, pues en la de los dedos restantes se sigue la misma metodología que en el dedo índice cambiando las dimensiones de los eslabones de cada dígito.

1.1. Cinemática del dedo índice

Se usaron las dimensiones de las falanges del dedo índice de una persona de estatura $1,70m$ de peso $74kg$ para los cálculos de la cinemática del mismo. En la Figura 3.1 se muestra el dedo del individuo mencionado, el cual se tomó como base para diseño del dígito índice articulado.

Las dimensiones de las falanges que se muestran en la Figura 3.1 se utilizaron en el programa UNIGRAPHICS para la manufactura y simulación del movimiento del mecanismo articulado, lo cual se describe mas adelante, es im-

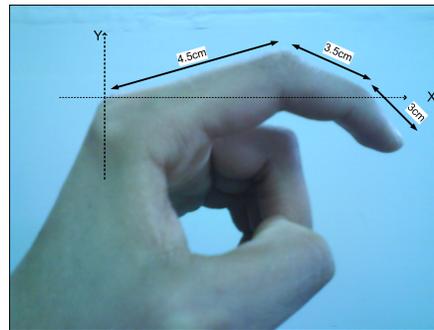


Figura 3.1: Dedo índice

portante mencionar que las dimensiones mencionadas son un poco más grandes de lo que miden en realidad las falanges, ésto con el objetivo de dejar espacio al momento de poner los tornillos en los eslabones para no limitar el movimiento del mecanismo.

La Figura 3.2 muestra un bosquejo de de la estructura mecánica articulada propuesta para el dedo índice, sobre este diseño se trabajó en los cálculos de la cinemática. Cabe mencionar que los cálculos de la cinemática que se muestran en este apartado son para un elemento plano.

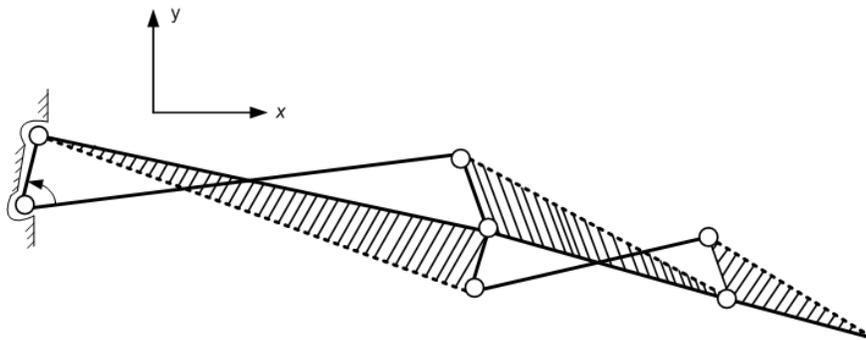


Figura 3.2: Bosquejo de la estructura mecánica para el dedo índice

L a Figura 3.3 muestra el bosquejo anterior, pero en éste se deja ver la existencia de 3 cadenas cinemáticas cerradas, las cuales se han desarrollado por separado para lograr encontrar la posición del punto final (punto H), cadena cinemática uno (CC1), cadena cinemática dos (CC2) y cadena cinemática tres (CC3).

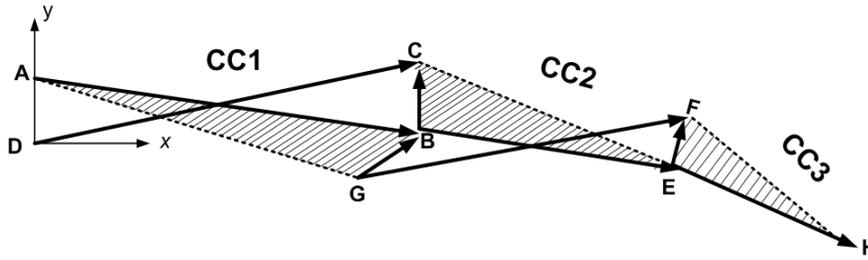


Figura 3.3: Cadenas cinemáticas cerradas

Cálculos de posición

Se realizan los cálculos de posición para conocer la posición del punto **H** de la cadena cinemática, punto correspondiente a la punta de la falange distal.

Cálculos de posición para la primer cadena cinemática La Figura 3.4 muestra la primer cadena cinemática cerrada. En ella es posible observar que el vector \mathbf{R}_{BA} es el impulsor, del cual se conoce tanto la magnitud como la dirección.

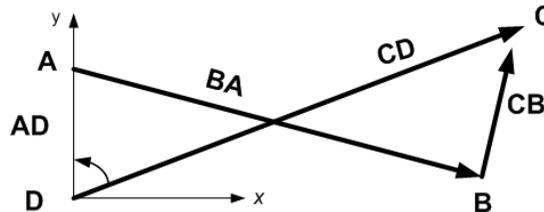


Figura 3.4: Cadenas cinemáticas uno

La Ecuación 3.1 muestra el cierre de circuito de la $CC1$.

$$\mathbf{R}_{BA} + \mathbf{R}_{CB} - \mathbf{R}_{CD} + \mathbf{R}_{AD} = \mathbf{0} \quad (3.1)$$

Se reescribe la ecuación 3.1 para mostrar lo conocido y desconocido de cada vector en la Ecuación 3.2.

$$\overset{\swarrow\swarrow}{\mathbf{R}_{BA}} + \overset{\swarrow 0}{\mathbf{R}_{CB}} - \overset{\swarrow 0}{\mathbf{R}_{CD}} + \overset{\swarrow\swarrow}{\mathbf{R}_{AD}} = \mathbf{0} \quad (3.2)$$

En la ecuación 3.2 se observa que los vectores \mathbf{R}_{BA} y \mathbf{R}_{AD} tiene magnitud y dirección conocidas respectivamente, así que ambos vectores se suman dando como resultado el vector auxiliar $a\mathbf{R}_{BD}$ como se muestra en la Ecuación 3.3.

$$a\mathbf{R}_{BD} = \mathbf{R}_{BA} + \mathbf{R}_{AD} \quad (3.3)$$

En la Figura 3.5 se visualiza la suma gráfica de los vectores \mathbf{R}_{BA} y \mathbf{R}_{AD} y la resultante $a\mathbf{R}_{BD}$.

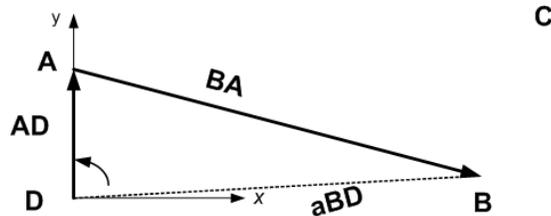


Figura 3.5: Vector resultante $a\mathbf{R}_{BD}$

Teniendo la resultante $a\mathbf{R}_{BD}$ se obtiene la Ecuación 3.4.

$$a\mathbf{R}_{BD} + \mathbf{R}_{CB} - \mathbf{R}_{CD} = \mathbf{0} \quad (3.4)$$

Despejando $a\mathbf{R}_{BD}$ se tiene la Ecuación 3.5.

$$a\mathbf{R}_{BD} = -\mathbf{R}_{CB} + \mathbf{R}_{CD} \quad (3.5)$$

Observando la Ecuación 3.5 es posible darse cuenta que se utiliza el *caso2c* para resolver las incógnitas de las direcciones de los vectores \mathbf{R}_{CB} y \mathbf{R}_{CD} utilizando las fórmulas 2.24 y 2.25 descritas en el capítulo 2.

Cálculos de posición para la segunda cadena cinemática Para resolver la cadena cinemática dos (*CC2*) que se muestra en la Figura 3.6 fue necesario resolver la *CC1*, pues el nuevo impulsor es el vector \mathbf{R}_{CB} y se debe conocer su magnitud y dirección.

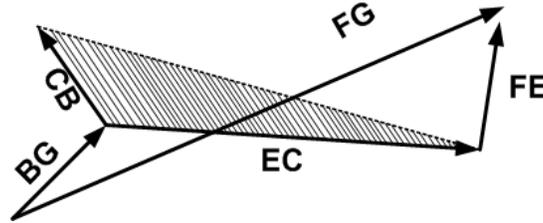


Figura 3.6: Cadena cinemática cerrada dos

En la Ecuación 3.6 se muestra el cierre de circuito de la CC2.

$$\mathbf{R}_{EC} + \mathbf{R}_{FE} - \mathbf{R}_{GF} + \mathbf{R}_{BG} = \mathbf{0} \quad (3.6)$$

Se reescribe la ecuación 3.6 en la ecuación 3.7 para mostrar lo que es conocido de cada vector.

$$\overset{\swarrow \swarrow}{\mathbf{R}_{EC}} + \overset{\swarrow 0}{\mathbf{R}_{FE}} - \overset{\swarrow 0}{\mathbf{R}_{GF}} + \overset{\swarrow \swarrow}{\mathbf{R}_{BG}} = \mathbf{0} \quad (3.7)$$

En la ecuación 3.7 se aprecia que los vectores \mathbf{R}_{BG} y \mathbf{R}_{EC} tiene magnitud y dirección conocidas, lo que hace posible sumar ambos vectores, donde la resultante es el vector $a\mathbf{R}_{BC}$ como lo muestra la Ecuación 3.8.

$$a\mathbf{R}_{BC} = \overset{\swarrow \swarrow}{\mathbf{R}_{BG}} + \overset{\swarrow \swarrow}{\mathbf{R}_{EC}} \quad (3.8)$$

En la Figura 3.7 se muestran la suma gráfica de los vectores \mathbf{R}_{BG} y \mathbf{R}_{EC} que tienen como resultado el vector $a\mathbf{R}_{BC}$.

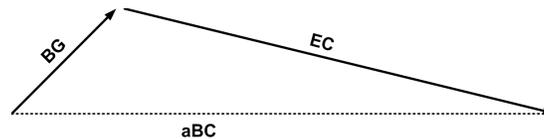


Figura 3.7: Vector resultante $a\mathbf{R}_{BC}$

En la ecuación 3.9 se reescribe el cierre de circuito de la CC2 agregando la resultante $a\mathbf{R}_{BC}$.

$$a\overset{\swarrow\swarrow}{\mathbf{R}}_{BC} + \overset{\swarrow 0}{\mathbf{R}}_{FE} - \overset{\swarrow 0}{\mathbf{R}}_{FG} = \mathbf{0} \quad (3.9)$$

La ecuación 3.10 visualiza el vector resultante $a\mathbf{R}_{EG}$ de la suma de los vectores $a\mathbf{R}_{BE}$ y $a\mathbf{R}_{BG}$.

$$a\overset{\swarrow\swarrow}{\mathbf{R}}_{EG} = a\overset{\swarrow\swarrow}{\mathbf{R}}_{BE} + \overset{\swarrow\swarrow}{\mathbf{R}}_{BG} \quad (3.10)$$

La Figura 3.8 muestra el vector resultante $a\mathbf{R}_{EG}$ de la suma de los vectores $a\mathbf{R}_{BE}$ y \mathbf{R}_{BG} .

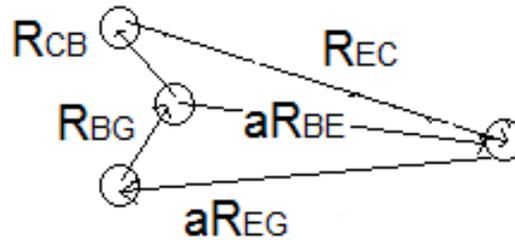


Figura 3.8: Vector resultante $a\mathbf{R}_{EG}$

La Figura 3.9 muestra un reacomodo en la $CC2$ en base a los cálculos anteriormente descritos.

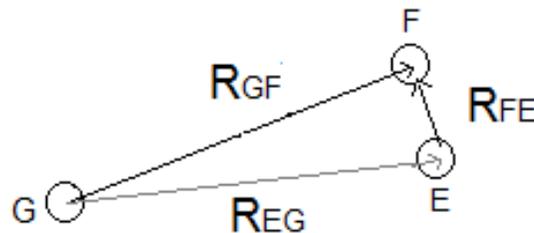


Figura 3.9: Vector resultante $a\mathbf{R}_{EG}$

Se realiza un nuevo cierre de circuito en base a la Figura 3.9, arrojando como resultado la Ecuación 3.11.

Despejando ${}^a\mathbf{R}_{BC}$ se tiene la Ecuación 3.11.

$${}^a\mathbf{R}_{BC} = \mathbf{R}_{FG}^{\swarrow 0} - \mathbf{R}_{FE}^{\swarrow 0} \quad (3.11)$$

En la ecuación 3.11, nuevamente se cae en el *caso2c* y se aplican las fórmulas 2.24 y 2.25 para encontrar las direcciones de cada vector.

Cálculos de posición para la tercera cadena cinemática Habiendo resuelto la *CC2* es posible proceder con el análisis de la *CC3*. En la Figura 3.10 se muestra la *CC3*.

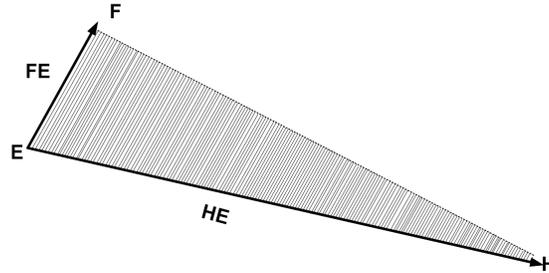


Figura 3.10: Tercer cadena cinemática.

El análisis de *CC3* es muy sencillo, es necesario observar la Figura 3.10 para darse cuenta que el eslabón \mathbf{R}_{HE} lleva la misma dirección que \mathbf{R}_{FE} mas un ángulo. Con esto se conoce tanto la dirección como la magnitud, por lo que no se aplica ninguno de los casos y se procede a programar las ecuaciones obtenidas de los cálculos de posición para obtener gráficas del punto \mathbf{H} que es el punto de interés.

2. Diseño del mecanismo para el dedo índice en CAD

Al tener la cinemática del dedo índice se procedió a realizar el diseño de cada uno de los eslabones del mecanismo, tomando en cuenta las medidas de

Tabla 3.1: Medidas de los eslabones del mecanismo.

Eslabón	Medida
Proximal	45mm
Media	35mm
Distal	30mm
Auxiliar1	40mm
Auxiliar2	30mm

la Tabla 3.1. El diseño se realizó en el programa UNIGRAPHICS NX6.0 de *Siemens*, cada eslabón fue diseñado por separado. En la Figura 3.11 se muestran los eslabones diseñados que funcionan como falanges, además de los eslabones de ayuda para el ensamble del mecanismo.

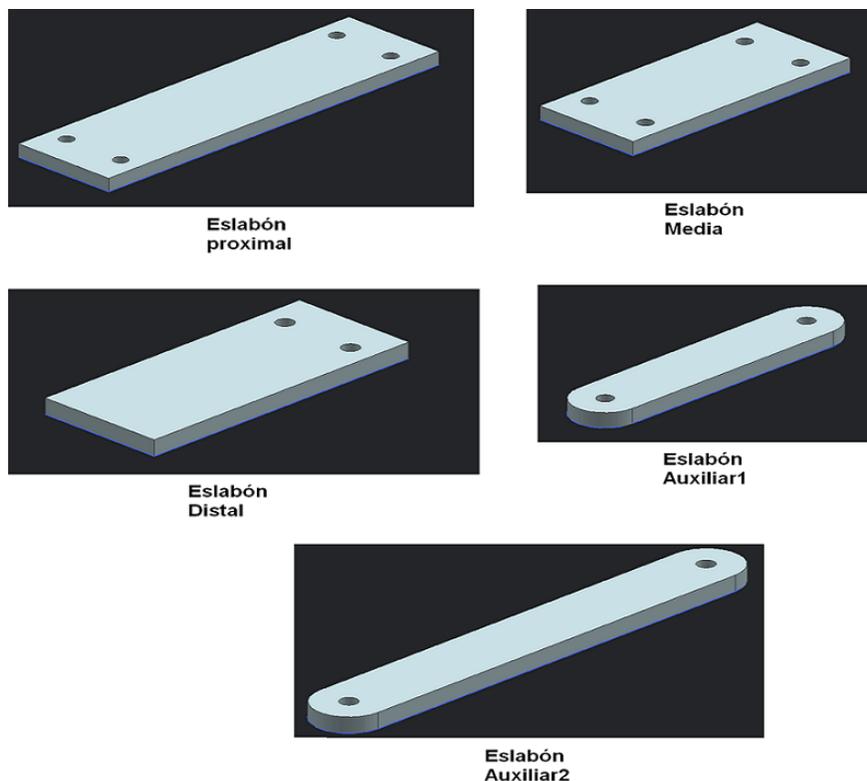


Figura 3.11: Falanges y eslabones de ayuda.

3. Adquisición de señales mioeléctricas

La primera parte del trabajo para llevar a cabo la adquisición de señales mioeléctricas es definir el modelo de adquisición a utilizar, dado que se trata de señales analógicas se optó entonces por un modelo típico de adquisición de señales analógicas: captación de la señal (sensado) y acondicionamiento (amplificado y filtrado).

La Figura 3.12 muestra el esquema general del sistema, que consiste en un bloque de captación de señal, donde los elementos primarios de medición se encargan de detectar las señales de EMG generadas a partir de las contracciones musculares de la persona, las cuales se someten a un bloque de amplificación para aumentar sus amplitudes, ya que como se ha mencionado, son señales de dimensión pequeña y posteriormente se introducen a una etapa de filtrado donde se eliminan señales de interferencia que puedan distorsionarlas o simplemente no sean de interés.

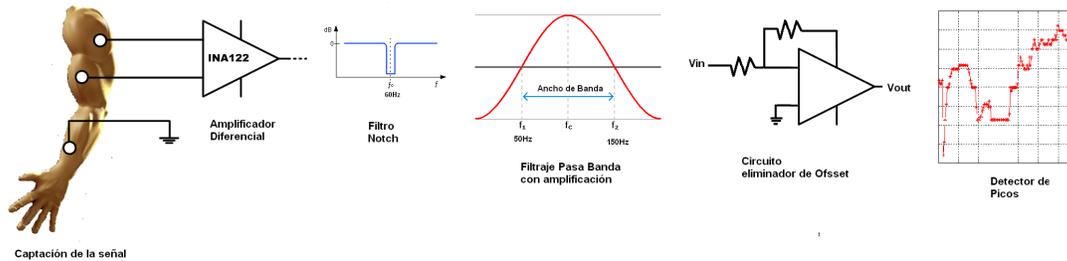


Figura 3.12: Esquema general del sistema de procesamiento del biopotencial

3.1. Captación de la señal mioeléctrica

Las señales mioeléctricas son producidas como respuesta a un movimiento muscular, donde el nivel de esfuerzo está determinado por el número de fibras musculares activadas durante la contracción del músculo. Los electrodos para biopotenciales convierten corrientes iónicas (presentes en los tejidos vivos) en corrientes

de electrones (las únicas que pueden circular por conductores metálicos). Ésto se contrapone a la idea de que los electrodos son simples puntos de contacto. El potencial eléctrico de una unidad motora puede ser medido utilizando electrodos de aguja o de superficie. Los electrodos de aguja son mucho más selectivos, es decir, pueden monitorear respuestas individuales de las fibras musculares. Los electrodos de superficie en cambio, se emplean cuando desea obtenerse la respuesta global del músculo y es precisamente este tipo de electrodo el que se utilizó, pues se deseaba conocer el comportamiento del músculo en general al realizar diversos movimientos con la mano. En particular se utilizaron electrodos superficiales del tipo flotante, cuya característica principal es su estabilidad ante los movimientos, ya que poseen una pasta conductora que es la que realmente está en contacto con la piel y no el electrodo en sí. En cuanto a la ubicación de los electrodos, el electrodo de referencia se colocó en el músculo pronador redondo, músculo encargado del movimiento extensor del antebrazo; el primer electrodo de registro se ubicó en el músculo palmar largo, músculo encargado de la flexión de la mano, y por último, el segundo electrodo de registro se situó en el flexor radial del carpo, músculo que interviene también en la flexión de la mano. Es importante hacer notar que lo ideal sería monitorear los músculos que intervienen directamente en la apertura y cierre de la mano, sin embargo, éstos no se encuentran superficialmente y son por lo tanto difíciles de monitorear con electrodos superficiales. La Figura 3.13 muestra la colocación de los electrodos antes descrita.

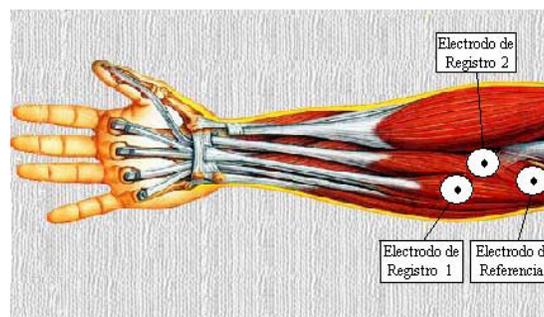


Figura 3.13: Colocación de electrodos

La señal mioeléctrica detectada en la superficie de la piel es de una amplitud de $50\mu V$ a $5mV$ y una respuesta de frecuencia de 20 a $500Hz$ (Bronzio). Debido a que la señal es de muy baja amplitud y muy fácil de contaminar por el ruido de la línea de alimentación, la instrumentación para amplificar esta señal debe tener alta impedancia de entrada y distorsionar lo menos posible la señal.

Con estas consideraciones en mente se ha diseñado el circuito de acondicionamiento de señal que se describe en seguida. Consta de dos etapas: amplificador de instrumentación y filtro pasabanda.

3.2. Amplificación

Dentro de la actividad muscular voluntaria, los potenciales de unidad motriz (PUM) son el objeto principal de estudio. Consisten en sumar distintos potenciales de acción en grupos de fibras musculares que se están contrayendo casi sincronizadamente. Su duración está comprendida entre 2 y $15ms$ y su amplitud entre $100\mu V$ y $2mV$, aunque estas magnitudes dependen mucho del tipo de electrodos empleados y del músculo considerado, es decir, el número de fibras de la unidad motriz (Pompin, 1988). Se pretende entonces cuantificar una diferencia de potencial generada entre dos zonas de un músculo, por lo que el dispositivo requerido para realizar lo mencionado es un amplificador diferencial; sin embargo, dado que estas diferencias de potenciales suelen ser de dimensiones pequeñas, generan corrientes pequeñas, lo que implica entonces que el dispositivo amplificador debe presentar una alta impedancia de entrada, esto se consigue mediante amplificadores operacionales en la configuración denominada amplificador de instrumentación. Pompin menciona también que con un amplificador de instrumentación se pueden tener fácilmente ganancias de tensión de 1000, e incluso superiores, rechazos en modo común (CMRR) de más de $80dB$, resistencias de entrada de $1G\Omega$, corrientes de entrada de $1nA$ y anchos de banda más que suficientes para las señales de interés. El equipo de Muñoz (2007), por ejemplo, utilizó

un amplificador de instrumentación con una ganancia de 130 y de respuesta lineal en el rango de $0,05Hz$ hasta $1000Hz$.

Como se mencionó anteriormente, en esta investigación se utilizó el amplificador de instrumentación *INA122* para amplificar la señal mioeléctrica. En la Figura 3.14 se muestra la configuración del amplificador, cuya resistencia de ganancia se conecta entre las patas uno y ocho.

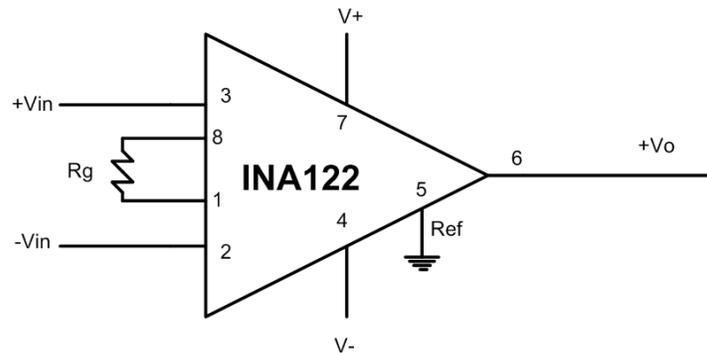


Figura 3.14: Conexiones básicas del *INA122*

3.3. Filtrado Notch

El filtro Notch se caracteriza por rechazar una frecuencia determinada que este interfiriendo a un circuito, el diseño del filtro Notch para esta investigación se calcula para la frecuencia de $60Hz$, ya que como se ha mencionado en el capítulo anterior es precisamente en $60Hz$ donde se encuentra la mayor cantidad de ruido. El señal captada y amplificada se ve expuesta a ruido tanto ambiental como de la red eléctrica. La Figura 3.15 muestra el diseño del filtro Notch para eliminar frecuencias de $60Hz$

3.4. Filtrado pasa banda

Betancourt *et al.* (2004), mencionaron que se ha podido encontrar la frecuencia útil de las señales mioeléctricas en el rango de 0 a $500Hz$, con la mayor cantidad de energía concentrada entre los 50 y $150Hz$. El cuerpo humano

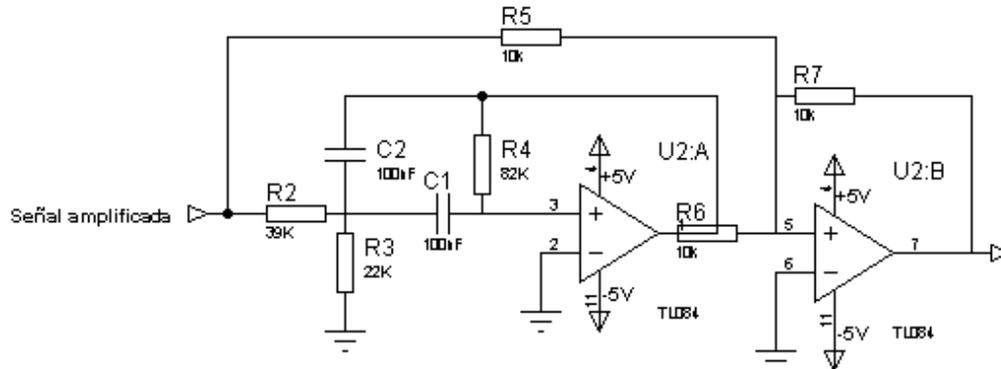


Figura 3.15: Diseño del filtro Notch

es una excelente antena para el ruido ambiental, especialmente a $60Hz$ que es precisamente el rango donde se encuentra la mayor cantidad de energía de las señales de EMG. Farfán *et al.* (2007), utilizaron filtros pasa altas ($10Hz$) y pasa bajas ($500Hz$), mientras que Betancourt utilizó el mismo tipo de filtros pero con frecuencias de corte de 15 y $450Hz$ respectivamente.

Para iniciar el diseño del filtro se fijó el ancho de banda de interés, en este caso con una $f_l = 45Hz$ y una $f_h = 160Hz$.

Utilizando la Ecuación 2.52 se encontró que el ancho de banda del filtro es $B = 115Hz$. Una vez conocido el ancho de banda se obtuvo la frecuencia resonante mediante la Ecuación 2.53 que arrojó una $f_r = 84,85Hz$. El siguiente paso fue la obtención del factor de calidad Q , quien definió si el filtro pasa banda era de banda angosta o de banda ancha y se obtuvo aplicando la Ecuación 2.56, entonces $Q = 0,737$, lo que indicó que el filtro era de banda angosta. Ya definido el tipo de filtro se propuso un valor de $C = 0,33\mu F$ y se tomó en cuenta $B = 115$ para despejar R de la Ecuación 2.57 y se obtuvo la Ecuación 3.12, donde $R = 4192,35\Omega$.

$$R = \frac{0,1591}{BC} = \frac{0,1591}{115 * 0,33\mu F} \quad (3.12)$$

Dado que el valor de R no es comercial, se hizo una aproximación de $R = 3,9K\Omega$ y mediante la Ecuación 2.58 se calculó el valor de $R_r = 45,71K\Omega$ que se aproximó a $R_r = 47K\Omega$, dado que se realizaron aproximaciones de los elementos resistivos al realizar el cálculo de la frecuencia resonante f_r mediante la Ecuación 2.53, indicó que la frecuencia resonante $f_r = 90,96Hz$ y se calculó mediante la Ecuación 2.52 el ancho de banda real del filtro para los valores de C y R comerciales y se obtuvo $B = 123Hz$; se procedió entonces a calcular las frecuencias de corte f_l y f_h mediante las Ecuaciones 2.54 y 2.55, lo que dio como resultado una frecuencia de corte inferior $f_l = 48,29Hz$ y una frecuencia de corte superior $f_h = 171,29Hz$, rango que comprende de manera aceptable el ancho de banda indicado para la mayor actividad mioeléctrica ($50 - 150Hz$). El esquema final para el filtro utilizado se muestra en la Figura 3.16, mencionando también que este tipo de filtro tiene una ganancia unitaria en la frecuencia de resonancia.

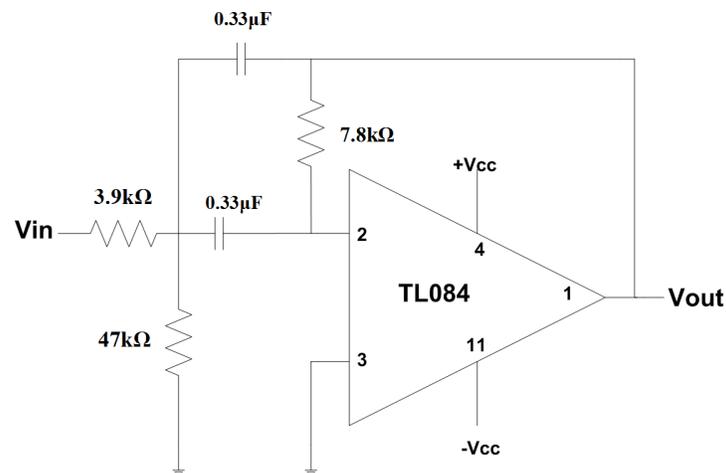


Figura 3.16: Diseño del filtro Pasa Banda

3.5. Diseño en conjunto del procesamiento de la señal mioeléctrica

La Figura 3.17 muestra la conexión de las etapas mostradas en la Figura 3.12. Se capta la señal mioeléctrica colocando los electrodos en los músculos de

interés, posteriormente la señal pasa a un amplificador de instrumentación ($U1$), después pasa a un filtro Notch de $60Hz$ formado por $U2 : A$ y $U2 : B$, para eliminar ruidos de interferencia eléctrica, después pasa a un filtro pasa banda ($U2 : C$) de 60 a $150Hz$, rango de señal a medir, y de ahí a un segundo amplificador ($U2 : D$). Con $U3$ se calcula el RMS de la señal obtenida y la salida se filtra y se amplifica ($U4 : A$ y $U4 : B$) para dejar una señal positiva cuyo nivel depende de la intensidad de la señal de entrada, debido a que la señal que se obtuvo permanecía en a parte negativa, se hizo uso de un circuito eliminador de offset ($U4 : C$)

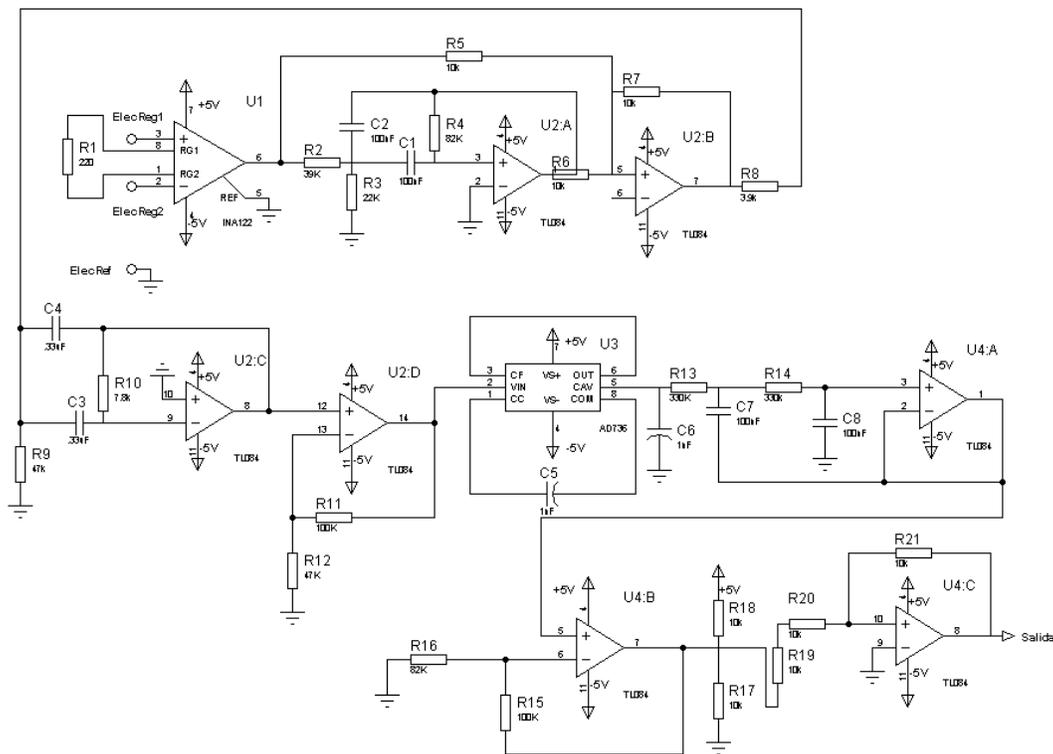


Figura 3.17: Diseño del procesamiento del biopotencial

Cabe mencionar que la salida del circuito mostrado en la Figura anterior (3.17) la salida es enviada a *MatLab* para detectar los picos de la misma y ser reenviada a la *Spartan* como referencia de control del mecanismo.

4. Regulador PID

El regulador PID en la forma de ecuación de diferencias (2.41) puede ser procesada por la estructura digital de la Figura 3.18 que muestra dos bancos de registros que almacenan los valores de la entrada y la salida. Los coeficientes se almacenan en una ROM. La unidad MAC (Multiplicación-Acumulación) realiza el cálculo de la salida. El limitador se usa para asegurar que la señal de salida no tendrá sobreflujo, aun cuando el valor del cálculo de la MAC exceda la capacidad del convertidor de salida.

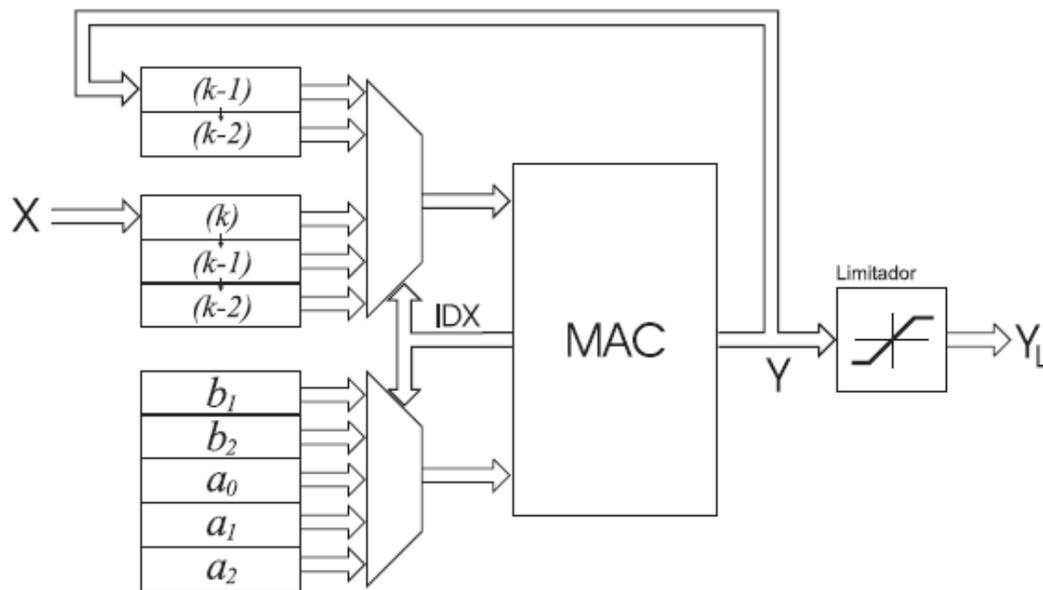


Figura 3.18: Estructura digital del PID.

En este proyecto se hace uso del regulador PID descrito en VHDL por Morales (2007).

5. Proceso de sintonización

La planta del servomotor con su respectiva carga se muestra en la Ecuación 3.13.

$$G(s) = \frac{0,021057}{(1 + 1,451s)(1 + 0,001s)} \quad (3.13)$$

Para llevar a cabo la sintonización, se proponen los parámetros de diseño de margen de fase (MF) y tiempo de respuesta (T_r), respectivamente, dichos parámetros se muestran en la Ecuación 3.14.

$$\begin{aligned} MF &= 45^\circ \\ T_r &= 10ms \end{aligned} \quad (3.14)$$

sustituyendo los parámetros propuestos en la Ecuación 2.44 que se observa en el capítulo anterior, se obtiene una w de 100.

Ahora, sustituyendo $s = jw = j100$ en (3.13) se obtiene (3.15).

$$G(jw) = \frac{0,021057}{(1 + 149,51s)(1 + 0,1s)} \quad (3.15)$$

Se procede a calcular el ángulo de la planta y del controlador. La ecuación para obtener el margen de fase se observa en (3.16).

$$MF = 180^\circ + \phi_{planta} + \phi_{controlador} \quad (3.16)$$

Calculando margen de la planta

- para el polo $s_1 = -149,51$ se obtiene su ángulo como se muestra en (3.17).

$$\phi_1 = \arctan(-149,51) = -89,61678199^\circ \quad (3.17)$$

- para el polo $s_2 = -0,1$ se obtiene su ángulo como se muestra en (3.18).

$$\phi_2 = \arctan(-0,1) = -5,710593137^\circ \quad (3.18)$$

Finalmente, se obtiene el ángulo de la planta en (3.19).

$$\phi_{planta} = -89,61678199^\circ - 5,710593137^\circ = -95,32737513^\circ \quad (3.19)$$

Calculando margen del controlador Este ángulo se obtiene despejando $\phi_{controlador}$ de (3.16), por lo que el resultado se visualiza en (3.20).

$$\varphi_{controlador} = MF - 180^\circ + 95,32737513^\circ = -39,6762847^\circ \quad (3.20)$$

Teniendo la función de transferencia del controlador PID en (3.21).

$$PID = \frac{K_D(s + A)(s + B)}{s} \quad (3.21)$$

y conociendo las relaciones en (3.22).

$$\begin{aligned} AB &= \frac{K_I}{K_D} \\ A + B &= \frac{K_P}{K_D} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Se comienza por proponer $A = 1000$ y obtener los ángulos que aporta cada polo y el cero del controlador PID, como lo muestra la Ecuación 3.23.

$$-39,6762847^\circ = \arctan\left(\frac{w}{A}\right) + \arctan\left(\frac{w}{B}\right) - 90^\circ \quad (3.23)$$

Y despejando B de (3.23) se tiene como resultado $B = 0,001$.

$$-18,51159865 = \arctan\left(\frac{w}{A}\right) + \arctan\left(\frac{w}{B}\right) - 90^\circ \quad (3.24)$$

Al despejar B se obtiene un resultado de 0,001994656 y se despeja K_D

de $H(s)G(s) = 1$, conociendo K_D , se procede a despejar K_I y K_P de (3.22). Las constantes del controlador PID se observan en 3.25.

$$\begin{aligned}K_P &= 5492,48654942 \\K_I &= 502399,322175036 \\K_D &= 4,684933277\end{aligned}\tag{3.25}$$

Para encontrar los coeficientes de la ecuación de diferencias (2.41), se utilizaron las formulas de la Ecuación 2.40, teniendo como resultado lo siguiente.

$$\begin{aligned}a_0 &= 1513,55276 \\a_1 &= -18237,33379 \\a_2 &= 4128,579666 \\b_1 &= 1 \\b_2 &= 0\end{aligned}$$

6. Etapa de potencia

El FPGA manda un pulso y el bloque de potencia es el encargado de alimentar al motor, pues la salida del FPGA es de 3,3 volts y con una corriente de muy baja magnitud. La etapa de potencia se realizó con el puente H *L298B*, su diagrama de conexiones se muestra en la Figura 3.19

La etapa de control esta constituida prácticamente por un circuito darlington, en su configuración básica. Un transistor puede funcionar de dos maneras principalmente: una es el de amplificador y la otra es la de interruptor. Esta última es la configuración adaptada pues solo es necesario saturar al transistor para que funcione como un interruptor, la justificación de agregar estos transistores es para aumentar la corriente de salida del FPGA. Se hizo uso del transistor *TIP122*, cuyo diagrama de conexiones, es visualizado en la Figura 3.20.

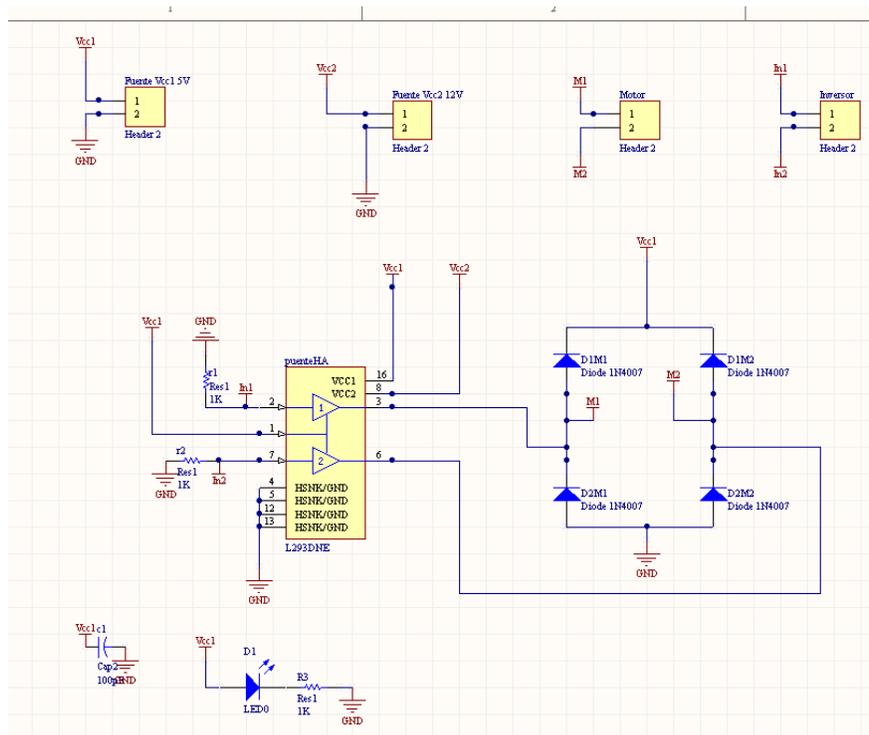


Figura 3.19: Etapa de potencia.

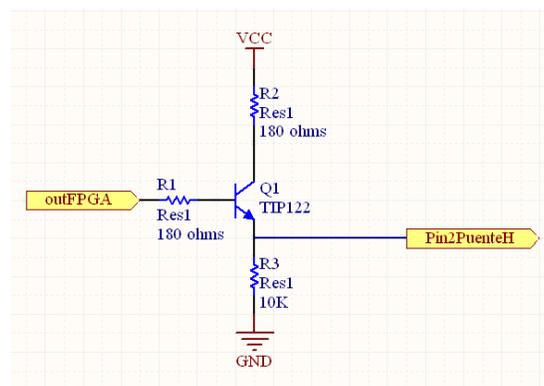


Figura 3.20: Conexiones TIP122.

7. Descripción VHDL del sistema

La Figura 3.21 muestra un diagrama a bloques de los componentes que integran la descripción en VHDL del sistema.

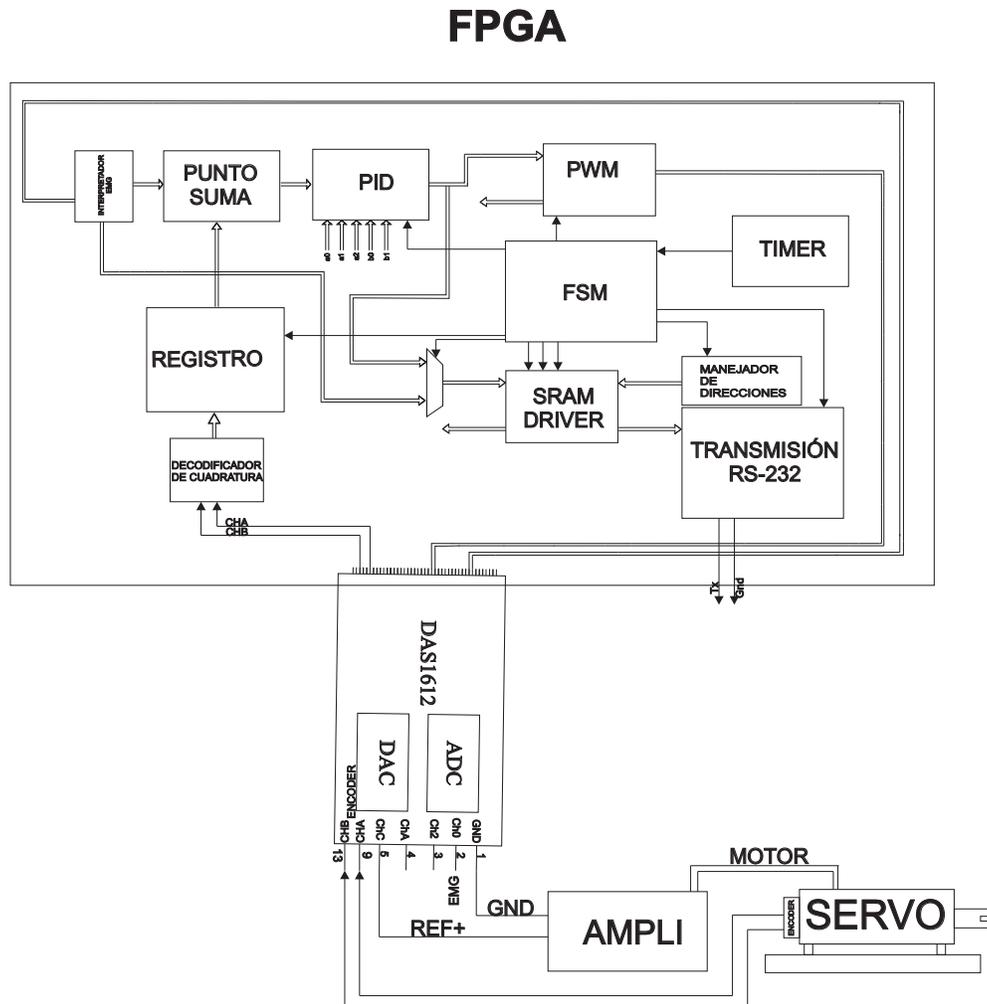


Figura 3.21: Bloques de la descripción del sistema en VHDL.

Capítulo IV

Resultados

1. Simulación de la cinemática del mecanismo para el dedo índice

Se programaron en *Visual Studio 2008* las ecuaciones de posición desarrolladas en el capítulo anterior. Además se simuló el mecanismo diseñado para el dedo índice, a continuación se muestra la Figura 4.1, en la cual se observa una secuencia de movimientos que es capaz de realizar el mecanismo, también se observa en dicha figura un mecanismo extra de cuatro barras, es importante mencionar que ese mecanismo extra fue propuesto sólo con fines de simulación puesto que no es implementado físicamente.

El programa que se utilizó para desarrollar la cinemática del mecanismo tiene una sección en la cual es posible graficar la posición. La Figura 4.2 muestra el entorno en el que se lleva a cabo el proceso de graficar.

El programa permite guardar los datos de posición en archivos con extensión *.xls*, se adquirieron los mencionados datos y se hicieron las gráficas en *MatLab*, esto debido a que en el programa no se visualizan completas las gráficas. La Figura 4.3 muestra la gráfica de posición para el mecanismo tanto en el eje x como en el eje y en el punto H, como se mencionó en el capítulo anterior.

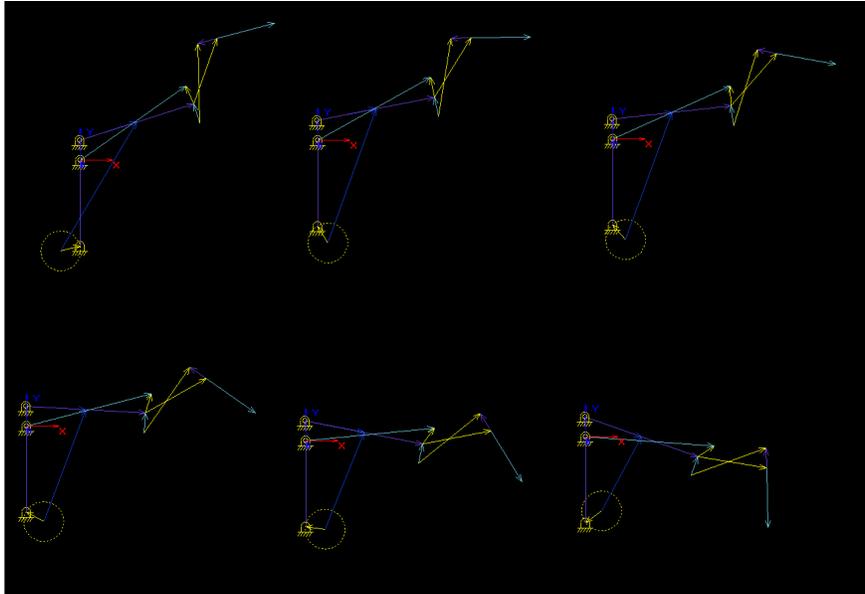


Figura 4.1: Simulación del mecanismo para el dedo índice

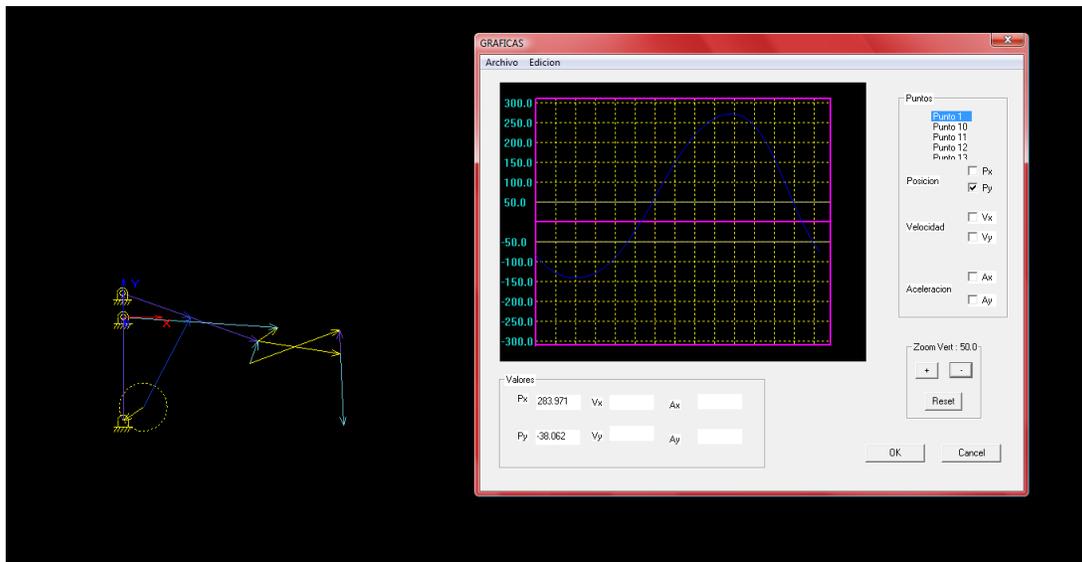


Figura 4.2: Entorno para graficar

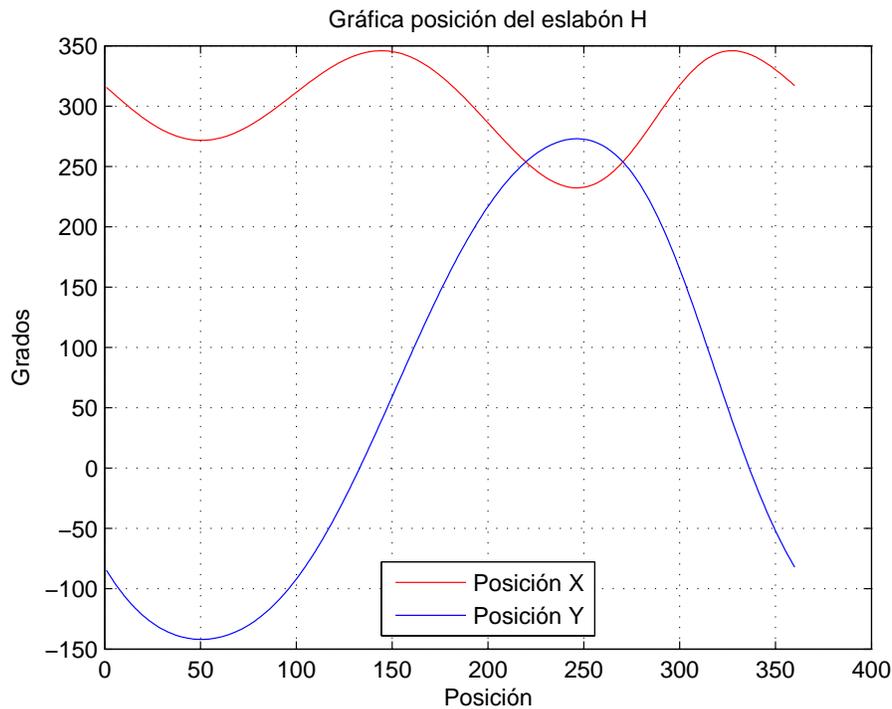


Figura 4.3: Gráfica de posición del mecanismo para el dedo índice

2. Ensamble del mecanismo

Al contar con el diseño de cada eslabón se realizó el ensamble de los mismos en el mencionado programa UNIGRAPHICS. En la Figura 4.4 es posible observar el mecanismo para el dedo índice ensamblado.

La Figura 4.5 muestra una secuencia de movimientos que es capaz de realizar el mecanismo anteriormente mostrado.

Por otro lado, en la Figura 4.6 se observa el mecanismo visto físicamente.

3. Procesamiento de la señal mioeléctrica

La gráfica mostrada en la Figura 4.7 corresponde al procesamiento de la señal mioeléctrica. El primer par de gráficas pertenece a la la señal amplificada-filtrada, la señal roja se atribuye al biopotencial amplificado y azul al filtrado

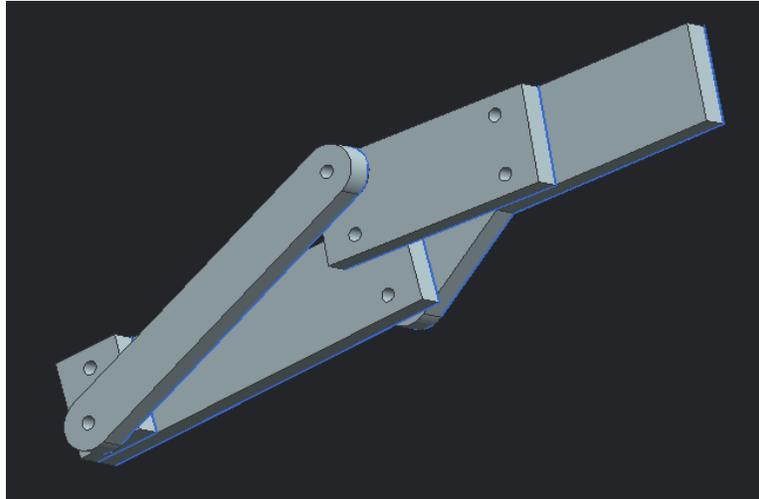


Figura 4.4: Ensamble del mecanismo para el dedo índice.

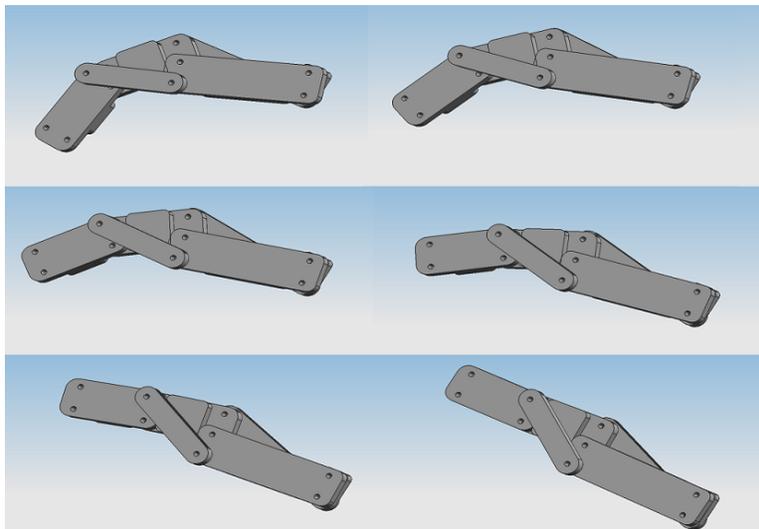


Figura 4.5: Secuencia de movimientos del mecanismo para el dedo índice.



Figura 4.6: Ensamble del mecanismo para el dedo índice.

de ranura a $60Hz$ y al filtrado pasa banda de $50Hz$ a $150Hz$. El segundo par de gráficas compite a la señal filtrada-amplificada, en esta etapa se vuelve a amplificar la señal de salida debido a que se perdió un poco de amplitud en la etapa anterior. La señal roja está filtrada y la azul amplificada. El último par de gráficas concierne a la señal RMS-salida, en esta etapa hay algunas operaciones ocultas, después de calcular el valor RMS de la señal se procede a filtrarla y amplificarla (roja), obteniéndose eventualmente la señal de salida (azul).

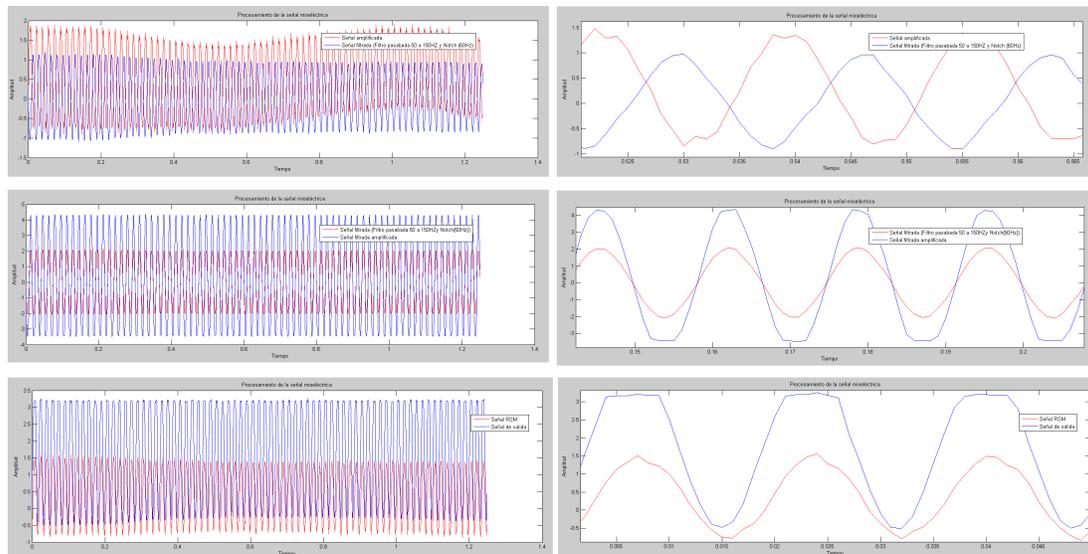


Figura 4.7: Procesamiento de la señal mioeléctrica.

La última operación de procesamiento que se le aplica al biopotencial es una detección de picos positivos y negativos, de esta operación sólo se toma el vector arrojado por los máximos picos y se envía a la *FPGA* como referencia de control. Cabe mencionar que la detección de picos fue llevada a cabo en *MatLab*, Se hizo un programa que recibe la señal muestreada en *FPGA* para obtener el vector de referencia. En la gráfica (Figura 4.8) se muestra la detección de picos.

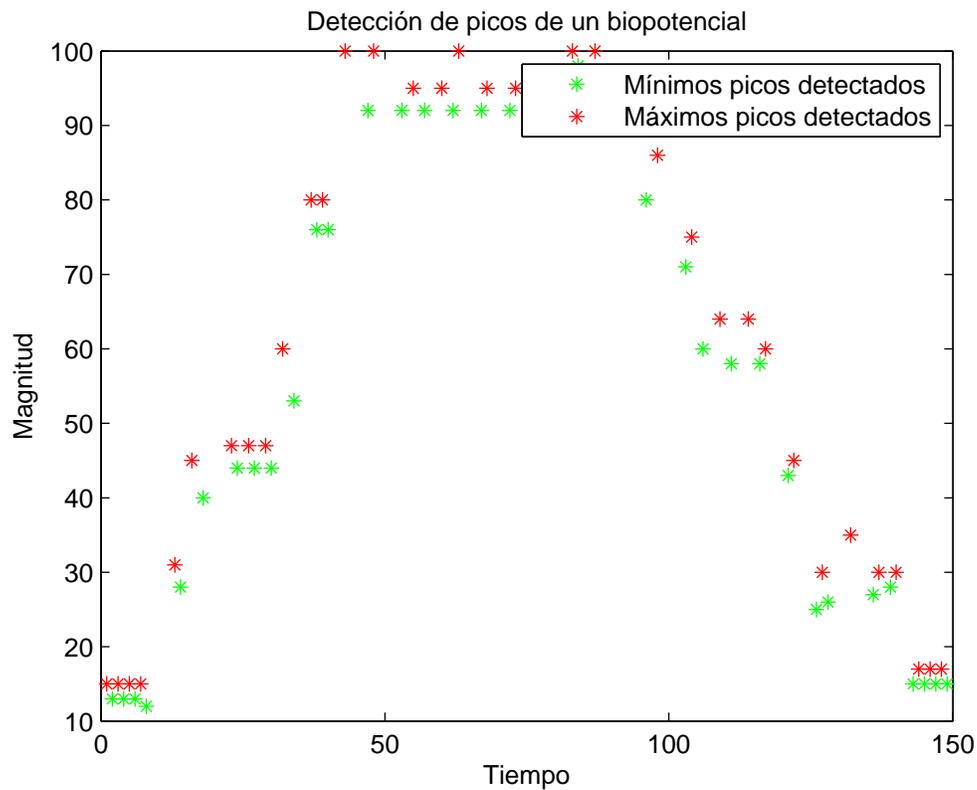


Figura 4.8: Detección de picos máximos y mínimos del biopotencial.

4. Control del sistema

En la Figura 4.9 se visualiza el sistema de control del mecanismo para el dedo índice físicamente. Se comienza por adquirir la señales mioeléctricas de la etapa de acondicionamiento de la señal, posteriormente esta la señal EMG

adquirida es enviada a la PC via *RS232*, los datos son recibidos en *MatLab*, donde es descompuesta en dose señales, entrada y salida, a la salida se le aplica una función de detector de picos positivos y negativos, los picos positivos se guardan en un vector y se envían al *FPGA* nuevamente por *RS232* como referencia de control. Una vez recibida la señal de referencia EMG en *FPGA* se introduce al controlador, la salida de este se conecta a un transistor para aumenta su corriente y de ahí es conectada a la etapa de potencia para mover el mecanismo; finalmente la retroalimentación del sistema se da mediante el encoder.

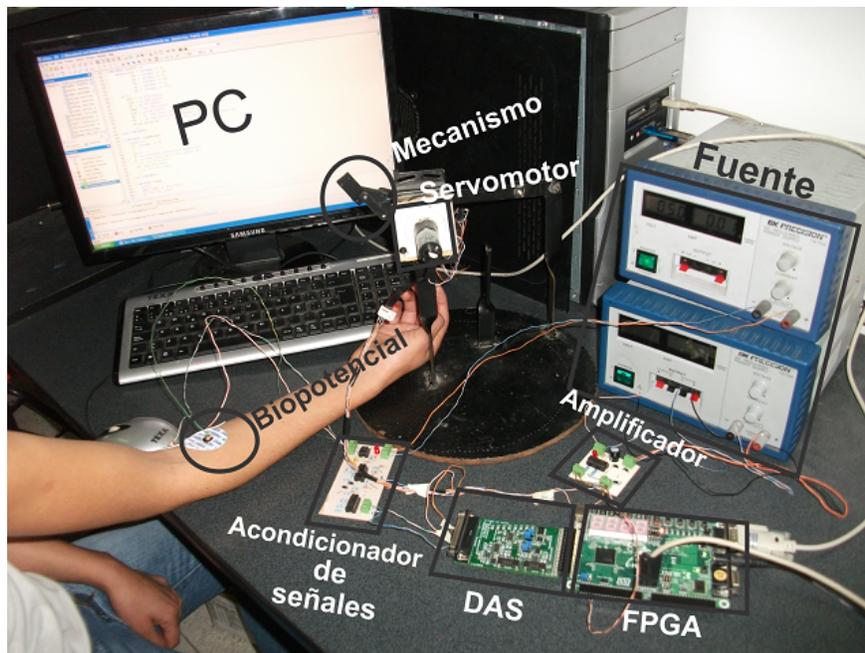


Figura 4.9: Sistema para el controlar el mecanismo del dedo índice.

Se controló dedo mecánico mediante señales mioeléctricas, obteniéndose una secuencia de apertura y cierre del mecanismo como lo haría un dedo natural. La gráfica de la Figura 4.11 muestra dos señales, la señal roja pertenece a la referencia y la azul al control, se observa que la señal de control sigue a la referencia con gran precisión.

La gráfica que se visualiza en la Figura ?? hace notar las variaciones que tiene la señal de control para seguir la señal de referencia. Aunque se observa

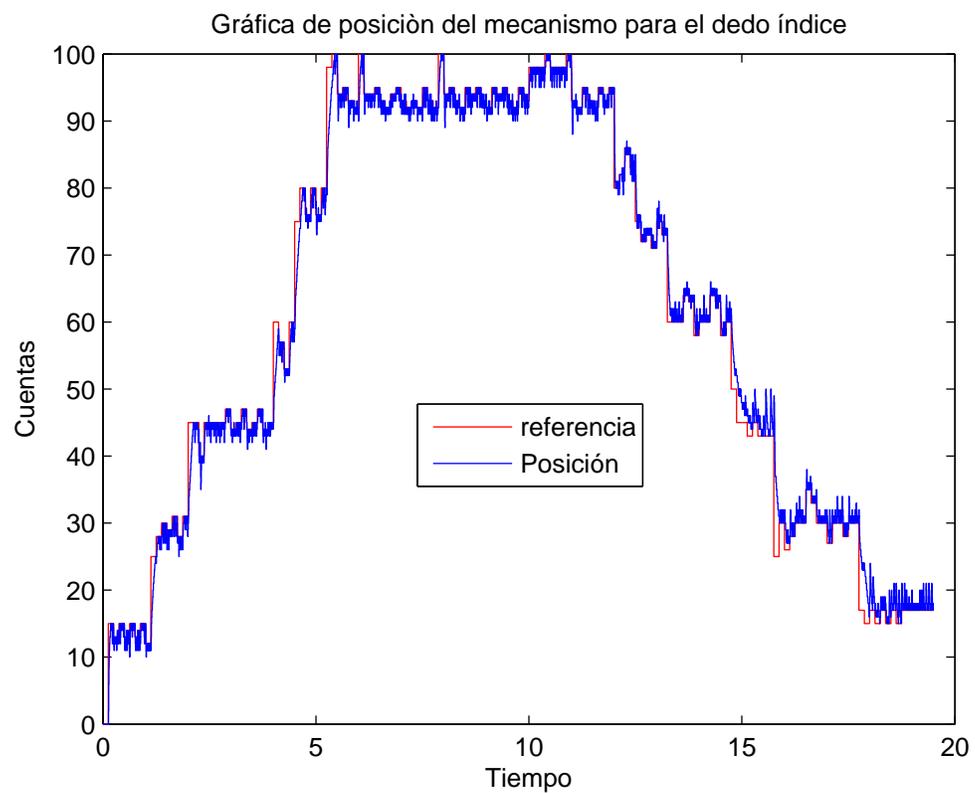


Figura 4.10: Gráfica del control de posición del mecanismo para el dedo índice.

bastante variación el comportamiento del controlador es bastante aceptable.

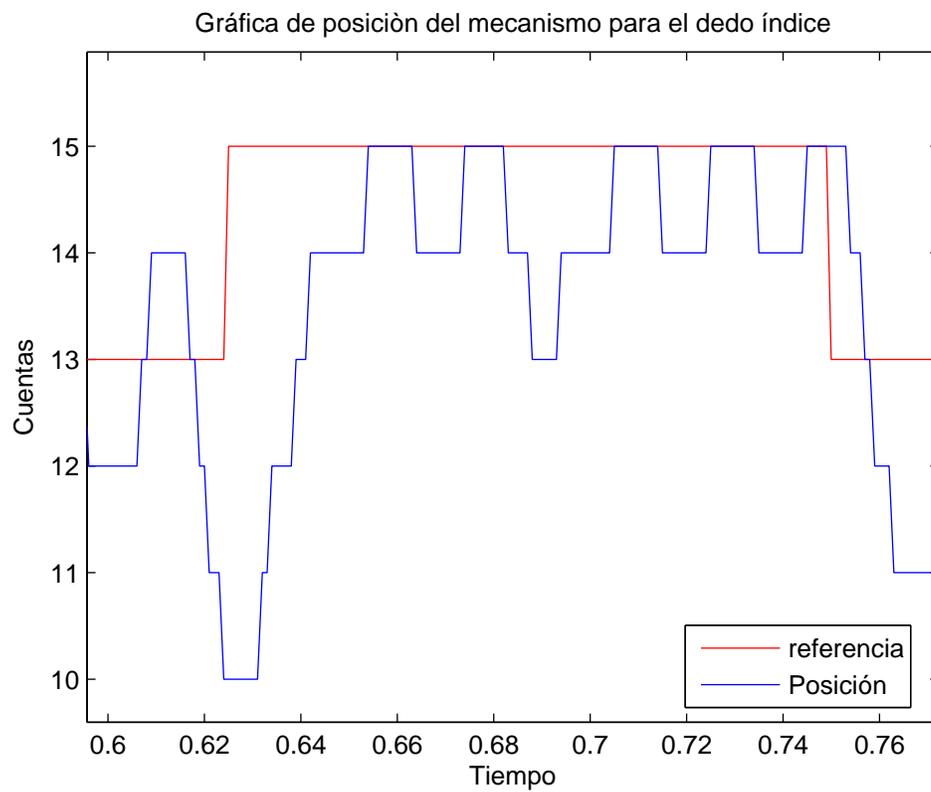


Figura 4.11: Variaciones en la señal de control.

Capítulo V

Conclusiones

El resultado final del trabajo es un sistema que permite adquirir Señales mioeléctricas y analizarlas para controlar un dedo índice mecánico mediante FPGA.

La presente tesis se enmarca en el área de la Biomecatrónica, que concierne al campo multidisciplinario de interacción de dispositivos mecánicos con el sistema muscular. En este campo científico-tecnológico se integra anatomía y fisiología, mecánica, tecnologías de interfaz y sensores y teoría de control. Uno de los objetivos más importantes de este campo es su aplicación para la asistencia a la discapacidad motora.

La más importante ha sido la electrónica aplicada a pulsos musculares (la mioeléctrica), la cual es la base del control y es la punta de lanza en el desarrollo de interfaces hombre-máquina automatizadas. Este documento pretende dar una opción real de introducir a este tipo de tecnologías a aquellas personas que se encuentran en el rango de posibles usuarios y que por supuesto está enfocado a la rehabilitación y reintegración de personas “sin importar la clase social”. La señales EMG obtenidas son de niveles de voltaje muy pequeños, inferiores a los $100mV$, recurriendo a una etapa de amplificación se debe tener presente que esta opere dentro de la región lineal del circuito evitando llegar a las regiones de saturación. Esta amplificación conlleva al deterioro de la relación señal-ruido. El bloqueo de la interferencia de la red eléctrica ($60Hz$) se realizó tomando en cuenta la característica de alto de CMRR del amplificador de instrumentación para no in-

terferir las señales adquiridas, pues también entran en este rango de frecuencias. Al analizar los movimientos *abrir* y *cerrar* se revela que cada uno de ellos posee características propias en amplitud como en frecuencia que permiten identificaciones correctas para ser empleadas en el control de una mano mecánica. Es evidente que el nivel de voltaje se eleva al instante de generarse cualquier movimiento. se observa un impotencias de menor amplitud al sostener dichos movimientos, el cual depende en gran medida de la fuerza con que es aplicado. Dicho de otra manera en la señal mioeléctrica se ha detectado una parte dinámica y una parte estable del movimiento. La parte dinámica es referida al momento en que se están contrayendo los músculos del antebrazo para llevar a cabo el movimiento deseado; una vez ejecutado el movimiento, los músculos mantienen cierta tensión para sostener la posición de articulaciones durante el tiempo restante de la adquisición de la señal. Es importante resaltar que las amplitudes de los equipotenciales difieren para cada persona, de igual manera se destaca que en este proyecto se realizó el estudio para amputados entre el codo y la muñeca pues hay un gran número de amputaciones que se dan en esta zona; si se quisiera analizar una zona de amputación distinta a la desarrollada hay que estudiar la correcta colocación de los electrodos, ya que de este análisis depende una buena adquisición de los biopotenciales. Las señales mioeléctricas generadas por la actividad muscular, no solo sirven para la detección de patologías asociadas al músculo que las genera , desde hace tiempo se les ha estado dando aplicaciones diferentes a las del diagnóstico médico como la de control de dispositivos periféricos (prótesis).

Se realizó la cinemática para el mecanismo del dedo índice, se hizo sólo para este dedo debido a que la cinemática del resto de los dedo se calcula exactamente igual, la única diferencia es que cambian las longitudes de sus eslabones, teniendo esto en cuenta no es necesario hacer simulación de toda la mano, el calculo de la cinemática fue necesario para el diseño del mecanismo del dedo índice, este se simuló en *VisualStudio* y en *Unigraphics*, en ambos programas fue posible apreciar los alcances y las limitaciones de movimiento con que dicho mecanismo

cuenta.

El mecanismo se manufacturó en *NYLAMID*, este material fue fácil de maquinar, es de bajo costo y además proporciona ligereza y mecánica.

Se hizo uso de un servomotor de corriente directa con caja reductora para aumentar el torque, el servomotor puede ser alimentado desde 6V hasta 24V, se alimentó con 10V y la corriente máxima demandada fue de 1A, con estas características se valida el uso del puente H *L293* como etapa de potencia puesto que no se exceden sus límites tanto de alimentación como de corriente.

El controlador PID usado en esta investigación había sido implementado en varias ocasiones en control de servomotores funcionando con gran precisión. En este proyecto no fue la excepción, por el contrario tubo una excelente respuesta ante una referencia mioeléctrica.

Si se observa la gráfica de la Figura 4.11 es posible darse cuenta de que la señal de salida del controlador sigue a la referencia, pero que hay algo de ruido en la señal de control, por lo que se propone como trabajo a futuro agregar una etapa de generador de perfiles para suavizar las trayectorias que sigue el controlador.

El usar la *Spartan3* para el control del mecanismo con biopotenciales fue una acertada elección, ya que fueron necesarios demasiados recursos y respondió con rapidez a todas las operaciones matemáticas.

Los objetivos propuestos han sido cumplidos satisfactoriamente. Los resultados obtenidos, como salidas del proceso de diseño y desarrollo son aceptables y promisorios en vista de la implementación definitiva.

En general, este trabajo servirá como marco de referencia para desarrollos e investigaciones futuras en el área de los dispositivos prostéticos, el cual sería un importante aporte al conocimiento científico global en sistemas biónicos. Específicamente el conjunto normalizado de interfaces permitirá a posteriores iniciativas en el área optimizar la fase de integración en el proceso de desarrollo de una prótesis robótica, así como la creación de una base teórica para aplicaciones en otras áreas.

Apéndice A

Código *MatLab* EMG como referencia de control

Se anexa en este apéndice el código en *MatLab* para recibir las señales mioeléctricas del FPGA y se hace detección de picos, esta señal es reenviada la Spartan como referencia de control.

Listado 1: EMGRxTx.m

```
1
2  %Este programa se encarga de recibir la
3  %adquisición de señales mioeléctricas
4  %y detecta picos máximos y mínimos de la misma
5  clc
6  close all;
7  clear all;
8  s1 = serial('COM5', 'BaudRate', 9600);
9  set(s1, 'Parity', 'none') ;      % Set parity as none
10 set(s1, 'Databits', 8) ;         % set the number of data bits
11 set(s1, 'StopBits', 1) ;        % set number of stop bits as 1
12 set(s1, 'Terminator', 'LF') ;   % set the terminator value to carriage return
13 set(s1, 'InputBufferSize', 80000) ;
14 set(s1, 'OutputBufferSize', 80000) ; % Buffer for read operation, default it is
    512
15 s1.Timeout = 5000 ;
16 Ts = 0.001;
17 N = 2500
18 FD = fopen('EMG.txt', 'w');
19 fopen(s1)
20 get(s1, 'Status')
```

```

21
22 for j=1:N
23     j
24     idn(:,j) = fread(s1,2, 'uchar');
25 end;
26
27 fclose(s1);
28 delete (s1);
29 clear s1;
30
31 for j=1:N
32     datox(j) = idn(1,j)*256+idn(2,j);
33 end
34
35 for j=1:N
36     if(datox(j)<= 2048)
37         datox(j) = datox(j);
38     else
39         aux =(4096-datox(j));
40         datox(j) = - aux;
41     end
42 end
43
44 datoa = datox(:,1:2:N-1)*10/2048;
45 datob = datox(:,2:2:N)*10/2048;
46 t = 0: Ts: ((N-1)/2)*Ts;
47 x = datob;
48 %DETECTOR DE PICOS
49 [maxtab, mintab] = peakdet(x, 1, t);
50 figure
51 plot(mintab(:,1), mintab(:,2), 'g *');
52 hold on
53 plot(maxtab(:,1), maxtab(:,2), 'r *');
54 title('Detección de picos de un biopotencial')
55 legend('Mínimos picos detectados', 'Máximos picos detectados')
56 xlabel('Tiempo')
57 ylabel('Magnitud')
58 %termina detector de pico
59
60 %se mandan las referencias a la Spartan
61 for i=1:NData
62     fwrite(s1,0,'uint8', 'sync')%Dat0
63     pause(0.001)

```

```
64     fwrite(s1,maxtab(i), 'uint8', 'sync')%Dat1
65     pause(0.001)
66     end
67 %se termina el envio
68
69     figure
70     plot(t,dataoa,'r')
71     hold on
72     plot(t,datob,'blue')
73     title('Procesamiento de la señal mioeléctrica')
74     legend('Señal de entrada','Señal de salida','Location','Best')
75     xlabel('Tiempo')
76     ylabel('Amplitud')
77
78 FD = fopen('EMG.txt', 'w');
79 for j=1:N/2
80     fprintf(FD, '%f', dataoa(j))
81     fprintf(FD, ' ')
82     fprintf(FD, '%f', datob(j))
83     fprintf(FD, '\r\n');
84 end
85     fclose(FD);
```

Apéndice B

Código *MatLab* Función para detectar pico de la señal EMG

Se anexa en este apéndice el código en *MatLab* para detectar los picos de la señal mioeléctrica.

Listado 1: EMGRxTx.m

```
1  %Funcion para deteccion de picos de una señal muestreada
2  function [maxtab, mintab]=peakdet(v, delta, y)
3      maxtab = [];
4      mintab = [];
5      v = v(:);
6
7      if nargin < 5
8          y = (1:length(v))';
9      else
10         y = y(:);
11         if length(v)~= length(y)
12             error('Input vectors v and y must have same length');
13         end
14     end
15
16     if (length(delta(:))>1
17         error('Input argument DELTA must be a scalar');
18     end
19
20     if delta <= 0
21         error('Input argument DELTA must be positive');
22     end
23
```

```
24 mn = Inf; mx = -Inf;
25 mnpos = NaN; mxpos = NaN;
26
27 lookformax = 1;
28
29 for i=1:length(v)
30     this = v(i);
31     if this > mx, mx = this; mxpos = y(i); end
32     if this < mn, mn = this; mnpos = y(i); end
33
34     if lookformax
35         if this < mx-delta
36             maxtab = [maxtab ; mxpos mx];
37             mn = this;
38             mnpos = y(i);
39             lookformax = 0;
40         end
41     else
42         if this > mn+delta
43             mintab = [mintab ; mnpos mn];
44             mx = this;
45             mxpos = y(i);
46             lookformax = 1;
47         end
48     end
49 end
```

Apéndice C

Código *MatLab* recepción de datos

Se anexa en este apéndice el código en *MatLab* para recibir los datos del controlador enviados por el FPGA.

Listado 1: RxData.m

```
1
2  % To construct a serial port object:
3  clc;
4  clear all;
5  close all;
6  s1 = serial('COM5', 'BaudRate', 9600);
7  set(s1, 'Parity', 'none') ;
8  set(s1, 'Databits', 8) ;
9  set(s1, 'StopBits', 1) ;
10 set(s1, 'Terminator', 'LF') ;
11 set(s1, 'InputBufferSize', 80000) ;
12 s1.Timeout = 5000 ;
13 % To connect the serial port object to the serial port:
14 Ts = 0.001;
15 N = 29000
16 FD = fopen('SALIDA.txt', 'w');
17 fopen(s1)
18 get(s1, 'Status')
19 for j=1:N
20     j
21     idn(:,j) = fread(s1,2,'uchar');
22 end;
23 fclose(s1);
24 delete (s1);
25 clear s1;
```

```
26 for j=1:N
27     datox(j) = idn(1,j)*256+idn(2,j);
28 end
29 for j=1:N
30     if(datox(j)<= 32767)
31         datox(j) = datox(j);
32     else
33         aux =(65536-datox(j));
34         datox(j) = - aux;
35     end
36 end
37 dataoa = datox(:,1:2:N-1);
38 datob = datox(:,2:2:N);
39 for j=1:N/2
40     if(dataoa(j)<= 2047)
41         dataoa(j) = dataoa(j);
42     else
43         aux =(4096-dataoa(j));
44         dataoa(j) = - aux;
45     end
46 end
47 t = 0: Ts: ((N-1)/2)*Ts;
48 figure
49 plot(t,dataoa,'r')      %%roja controlador
50 hold on
51 plot(t,datob,'blue')   %%azul referencia
52 FD = fopen('SALIDA.txt','w');
53 for j=1:N/2
54     fprintf(FD, '%f', dataoa(j))
55     fprintf(FD, ' ')
56     fprintf(FD, '%f', datob(j))
57     fprintf(FD, '\r\n');
58 end
59 fclose(FD);
```

Bibliografía

- [1] XII Censo general de población y vivienda. 2000. Discapacidad en México.
<http://cuentame.inegi.org.mx/poblacion/discapacidad>
- [2] Alonso Rodríguez A. M. 1995. Teoría de Máquinas de CC y Motores de Colector. Servicio de Publicaciones. E.T.S. ING. Industriales. UPM. Madrid.
- [3] Antsaklis, P. J. and Passino, K. M. 1993. “An Introduction to Intelligent and Autonomous Control” (Preface and Overview), Kluwer Academic Publishers, USA.
- [4] Basmajian John V., De Luca Carlo J. 1985. “Muscles Alive Their Function revealed by electromyography” Fifth Edition, William and Wilkins.
- [5] Betancourt Gustavo, Giraldo Eduardo, Franco Fredy. 2007. Reconocimiento de patrones de movimiento a partir de señales electromiográficas, Universidad Tecnológica de Pereira, Colombia.
- [6] Bronzino Joseph D. 2000. “The Biomedical Engineering Handbook” Second Edition. CRC Press.
- [7] Calvo Rodés R. 1964. “Metales y Aleaciones: Su constitución, estructura, propiedades y tratamiento”. Quinta edición.
- [8] Chappell P.H, Kyberd P.J. 1994. The Southampton Hand: An intelligent myoelectric prosthesis J. of Rehabilitation Research and Development.

-
- [9] Coughlin Robert y Driscoll Frederic. 1999. “Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales”, México.
- [10] Cram Jeffrey R., Glenn S. Kasman. 2000. Introduction To Surface Electrmyography. Aspen Publishers.
- [11] Dechev N. W. L., Cleghorn; Naumann S. 1999. Multiple finger, passive adaptive grasp prosthetic hand. Mechanism and Machine Theory. Submitted for Publication.
- [12] Farfán Fernando, Politti Julio y Felice Carmelo, 2007. Evaluación de Patrones Temporales y Espectrales para el Control Mioeléctrico, Universidad Nacional de Tucumán, Argentina.
- [13] Kalpakjian Serope, Schmid Steven R. 2006. “Manufacturing Engineering and Technology”, K Fifth Edition. Pretince Hall.
- [14] King F. 2002. “ El aluminio y sus aleaciones” , Limusa. Edición en español.
- [15] León Ponce M. 2003. Tesis: Desarrollo de un sistema para la identificación de un siete movimientos de la mano basado en la señal mioeléctrica del antebrazo. CINVESTAV.
- [16] Lenman Jar, 1983. Clinical Electromyography, Pitman Books Ltd.
- [17] López J., 2007. Electromiografía, SEPEAP, España.
- [18] Mompin José, 1988. “Introducción a la Bioingeniería”, Ed. Marcombo.
- [19] Muñoz Edgar, Paruma Oscar, Flores Juan, 2007. Aplicaciones de las Señales Mioeléctricas para el Control de Interfaces Hombre-Máquina, Universidad del Cauca, Colombia.
- [20] Netter Frank H., MD. 2003. “ Atlas of human anatomy” Forth edition. Saunders.

-
- [21] Proakis J.G, Manolakis D.G. 1998. "Tratamiento digital de señales. Principios, algoritmos y aplicaciones" Quinta edición. Prentice Hall.
- [22] Rashid M. H. 1999. "Circuitos microelectrónicos, análisis y diseño". Primera edición. Thomson.
- [23] Rahman T., Ramanathan R., Stroud S., Sample W., Seliktar R., Harwin W., Alexander M., Scavina M., 2001. Towards the Control of a Powered Orthosis for People with Muscular Dystrophy.