



**UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y
DOCTORADO EN INGENIERÍA**

**DISEÑO DE UN MOTOR DE PASOS DE
ALTA POTENCIA Y PROPUESTA DE
CONTROL ADAPTIVO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERIA
(ELÉCTRICA)**

**P R E S E N T A :
PAULO LÓPEZ MEYER**

Director de Tesis: Dr. Ernst Kussul

México D.F., Ciudad Universitaria, Octubre de 2005

A Diana, con todo

Agradecimientos

A mi familia. A mis padres Gilberto y Enriqueta que siguen apoyando; a mis hermanos Gil, Meli, Mayo y Leo que siguen sin preguntar y sin decir que no; a mis otros hermanos Nacho, Ivonne y Adriana que siguen poniendo más de la cuenta.

A la UNAM y a la Facultad de Ingeniería por darme la oportunidad de continuar aprendiendo. Al Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico.

A CONACyT por el apoyo económico brindado para la realización de este posgrado.

Agradezco al Dr. Ernst Kussul enormemente el haber compartido conmigo una pequeña parte de sus conocimientos. También a Don Mario por toda la ayuda y por enseñarme que las herramientas no son para sufrir accidentes.

A Polo, Beto y Gabriel por los buenos ratos y demostrar que en los laboratorios (a veces) se trabaja. A la Dra. Graciela y a la Dra. Tetiana por su invaluable ayuda.

A mis sinodales por prestarme un poco de su tiempo. Dr. Jesús Manuel Dorador González, Dr. Juan Hernández Cordero. y al Dr. Gerardo Espinosa Pérez.

Al Dr. Wunsch de la Universidad de Missouri-Rolla por el apoyo incondicional que recibí de su parte. A Xindi Cai, Rui Xu, Wenin Liu y Jia Wang. A Harriet Melton y Harold Tubbs.

A mis compañeros de laboratorio: Pepe, Héctor, Memo, Angélica, Danny, Eugenio, Gehngis, Mauricio, Oscar, Bogar, Paul y a Jorge. A toda la banda que acaba de entrar, échenle ganas, no se me achicopalen.

A Roberto y Goyo, de Signum Labs, por el apoyo con los circuitos para este trabajo.

A Gil, Asur, Mauricio y Oliver, por el placer de compartir las aulas (y, por supuesto, las tareas). Pequeña gran generación.

Y por supuesto, a Diana, que sigue escuchando con la misma paciencia las mismas cosas sin sentido, y sigue haciendo la misma cara de interesada. Gracias por el infinito amor, la enorme paciencia y la inagotable comprensión.

Índice

Agradecimientos	i
Resumen	ii
Objetivo, Descripción del problema, Alcance del trabajo de Tesis	iii
1.- Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.1.1 Aplicaciones de la Micromecánica.....	2
1.1.2 La Micromecánica en el CCADET.....	2
1.2 Historia de los motores de pasos	4
1.2.1 Miniaturización.....	6
1.2.2 Japón, el mayor productor de motores de pasos.....	6
1.3 Conceptos básicos de los motores de pasos	6
1.3.1 Tipos de motores de paso.....	8
1.3.1.1 Motor de reluctancia variable.....	8
1.3.1.2 Motor de imán permanente.....	8
1.3.1.3 Motor híbrido.....	9
1.3.2 Tamaño y potencia.....	10
1.3.3 Cuando utilizar motores de pasos.....	10
1.3.4 Campo magnético rotativo.....	10
1.3.5 Generación de torque.....	11
1.3.6 Fases, polos y ángulos de paso.....	12
1.3.7 Diferentes modos de paso.....	12
1.3.8 Precisión del ángulo de paso.....	13
1.3.9 Parámetros mecánicos: carga, inercia y fricción.....	13
2.- Diseño de un motor de pasos	15
2.1 Características estáticas	15
2.1.2 Características de Torque Vs Angulo.....	15
2.1.2 Ángulo de carga estático.....	16
2.1.3 Torque de fricción estática.....	17
2.2 Características dinámicas	17
2.2.1 Torque Vs Velocidad.....	17
2.2.2 Ecuación dinámica.....	18
2.2.3 Torque de fricción viscosa.....	19
2.2.4 Aceleración.....	19
2.3 Características eléctricas	20
2.3.1 Componentes electromagnéticos.....	20
2.3.1.1 Resistencia e inductancia de las bobinas.....	20
2.3.2 Manejo de corriente.....	21
2.4 Sistemas de control para un motor de pasos	24

2.4.1 Lazo abierto.....	24
2.4.2 Lazo cerrado.....	25
2.4.2.1 Concepto de ángulo guía.....	25
2.4.2.2 Ángulo guía y torque estático.....	27
2.4.2.3 Ángulos guías grandes para velocidades grandes.....	29
2.4.2.4 Modo de dos fases encendidas.....	29
2.4.2.5 Ángulo guía de encendido y aceleración.....	33
3.- Construcción de un motor de pasos de alta potencia.....	35
3.1 Diseño del rotor.....	37
3.2 Diseño del estator.....	39
3.3 Prototipos.....	41
3.3.1 Implementación de los motores de pasos.....	41
3.3.2 Electrónica de control.....	44
3.3.3 Implementación de los circuitos electrónicos.....	44
3.4 Análisis experimental.....	48
4.- Propuesta de Control Adaptivo basada en Crítica Adaptiva.....	55
4.1 Control Adaptivo.....	55
4.2 Introducción a la Programación Dinámica y a la Crítica Adaptiva.....	56
4.3 Teoría de Control Óptimo.....	57
4.3.1 Función de costo.....	57
4.3.2 Función de utilidad.....	58
4.4 Programación dinámica.....	59
4.4.1 Principio de optimización.....	59
4.4.2 Método de programación dinámica.....	60
4.4.3 Aproximación a la programación dinámica.....	61
4.5 Diseño de Crítica Adaptiva.....	62
4.5.1 Familias de Crítica Adaptiva.....	63
4.5.2 Programación Dinámica Heurística.....	64
4.5.3 Programación Heurística Dual.....	65
4.5.4 Programación Heurística Dual Global.....	67
4.6 Control de un motor de pasos por medio de ACD.....	68
5.- Conclusiones.....	73
Anexo 1. Diseño electrónico para la etapa de potencia	
Anexo 2. Caracterización de un motor de DC	
Anexo 3. Datos experimentales	
Anexo 4. Método de Euler para la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias	
Anexo 5. Planos de los motores implementados	
Bibliografía y Referencias	

Resumen

En los últimos 7 años, el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica (LMM) del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) de la UNAM ha estado trabajando en el desarrollo de prototipos de micromáquinas-herramientas y dispositivos de microensamblado de bajo costo para la producción de sistemas micromecánicos, basándose principalmente en principios de mecánica convencional. La tendencia de esta tecnología es disminuir el tamaño de las máquinas-herramientas en forma de generaciones secuenciales, en donde una generación produce los elementos de su sucesora.

Una de las limitaciones al desarrollar este tipo de tecnologías es el uso de actuadores que sean eficientes en la escala micrométrica. Si bien existen compañías que ofrecen productos para este tipo de aplicaciones, los precios de estos se elevan demasiado.

En este trabajo se propone un diseño de un motor de pasos que permite la generación de un alto torque, para poder ser escalado en sus dimensiones hacia un rango micrométrico.

Por otra parte, es importante pensar en un sistema de control para estos actuadores una vez que sean implementados en sistemas micromecánicos; por esto se considera también en este trabajo el estudio de una teoría de Control Adaptivo conocida como Diseño de Crítica Adaptiva.

Numerosos trabajos muestran que con las tecnologías informáticas actuales, basadas en redes neuronales y procesamientos paralelos, es posible implementar sistemas de control bajo principios de Crítica Adaptiva que han resultado altamente confiables en diferentes aplicaciones.

Objetivo

Diseñar un motor de pasos de alta potencia para poder ser implementado en sistemas micromecánicos, así como implementar los prototipos de los diseños propuestos y realizar su caracterización.

Descripción del problema

Uno de los inconvenientes al desarrollar sistemas micromecánicos es el empleo de actuadores con un alto grado de eficiencia y de funcionalidad; de aquí surge la necesidad de desarrollar nuevas tecnologías de actuadores que por una parte sean lo suficientemente funcionales, y por otra, que resulte costeable su implementación.

Alcance de este trabajo de tesis

En este trabajo se propone un arreglo para construir un motor de pasos de alta potencia, capaz de generar un torque elevado por unidad de volumen de rotor, para poder ser implementado en sistemas micromecánicos. Se construyeron y se probaron 2 prototipos con características diferentes para poder determinar el comportamiento de este diseño. Por otra parte, se considera también el estudio de una teoría de Control Adaptivo para el manejo de este tipo de actuadores y sus aplicaciones en aplicaciones micromecánicas; esta teoría, conocida como Crítica Adaptiva, ha tomado impulso en los últimos años con el surgimiento de tecnologías de procesamiento capaces de realizar operaciones con un gran número de datos en forma paralela, y se ha demostrado su eficiencia en diferentes aplicaciones como son control de vehículos en movimiento, manipuladores de robots, misiles inteligentes, etc., en donde el sistema, o planta, está sujeta a diferentes disturbios presentes en el ambiente.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes

A nivel mundial, y a lo largo del tiempo, el desarrollo de sistemas mecánicos ha venido evolucionando y en especial, las aplicaciones de estos en sistemas milimétricos y micrométricos; de aquí que el desarrollo de la micromecánica en los últimos 20 años se ha convertido en un importante campo de estudio debido a la necesidad de generar sistemas compactos de alta eficiencia, bajo consumo de espacio y energía. El desarrollo de estos nuevos sistemas micromecánicos inicio formalmente a mediados de la década de 1980 y desde entonces ha tenido un alto impacto en el ámbito científico e industrial.

En la actualidad existe la tendencia de miniaturizar las técnicas de producción y de maquinaria que funcionen de acuerdo a la necesidad de generar productos óptimos [1-3]. Partiendo de esto, existen 3 corrientes en el mundo enfocadas a la investigación y desarrollo de sistemas micromecánicos:

- MicroElectromechanical Systems, MEMS (EUA)
- MicroSystem Technology, MST (Europa)
- MicroMachine Technology, MMT (Japón)

La tecnología líder en el desarrollo de estos sistemas, desde una perspectiva comercial, esta basado en dispositivos MEMS; en los últimos años se han invertido grandes cantidades de dinero en el desarrollo e investigación de estos sistemas y se ha abierto la gama de aplicaciones en numerosas industrias como la automotriz, aeroespacial, óptica, comunicaciones, etc.

Para producir MEMS se utilizan tecnologías relacionadas con el área de microelectrónica. La más común de estas tecnologías está basada en fotolitografía y con esta se pueden producir diferentes microdispositivos sobre silicio, como micromotores, microaceleradores, microactuadores, microintercambiadores de calor, microválvulas, etc.

Los métodos actuales para producir MEMS sólo permiten producir microdispositivos de 2 dimensiones, por lo que no se pueden producir partes cónicas, tornillos ni otros componentes con formas tridimensionales; esto dificulta los procesos de ensamblaje y por ello, para la mayoría de los casos de diseño micromecánico basado en MEMS, se deben replantear los diseños desarrollados sobre conceptos de mecánica convencional.



1.1.1 Aplicaciones de la micromecánica

El campo de la micromecánica se ha visto envuelto en diferentes aplicaciones que abarcan casi todas las áreas de la ciencia y la tecnología. No es raro encontrar microdispositivos para aplicaciones en metrología, óptica, química, biología, etc.

En medicina la demanda de microsistemas ha aumentado en aplicaciones como microscopía, diagnóstico, intervenciones quirúrgicas, etc. La reducción en el tamaño de los instrumentos permite inspeccionar partes internas del cuerpo humano reduciendo posibles daños, así como también se elevan la precisión y la eficiencia.

En robótica existe un gran interés en el desarrollo de la micromecánica, debido a que la posibilidad de diseñar aplicaciones utilizando microrobots es prácticamente infinita. Un ejemplo es la implementación de pequeños robots de mantenimiento para inspección y reparación en lugares estrechos e/o inaccesibles.

Se han desarrollado también aplicaciones en donde es necesario sensor continuamente el estado de un sistema; para esto se tienen dispositivos micromecánicos que actúan como acelerómetros, giroscopios, sensores de presión, sensores de gas, etc.

Como se puede observar, la aplicación de sistemas micromecánicos tiene un campo infinito por delante; la limitante actual es la escasez de los medios de producción adecuados que permitan desarrollar estos sistemas de una manera más factible y menos complicada.

1.1.2 La Micromecánica en el CCADET

Basándose en los conceptos de micromecánica, en el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica (LMM) del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) de la UNAM, se ha desarrollado el primer prototipo en México de un centro de maquinado, que consiste en una micromáquina-herramienta. Debido a su bajo costo y su alta precisión, este prototipo ha generado diversas expectativas a nivel mundial [4-7].

La propuesta del LMM consiste en la producción de dispositivos micromecánicos de bajo costo basados en principios de mecánica convencional. Esto permite utilizar toda la teoría desarrollada sobre sistemas mecánicos como son el tratamiento de materiales, ensamble de dispositivos mecánicos, diseño de equipo, etc. El protocolo que se está siguiendo parte de un escalamiento generacional de máquinas-herramientas en el que una generación produce a la generación siguiente con dimensiones menores a las de su predecesora.

Esto es, utilizando máquinas-herramientas convencionales (generación 0) se produce una segunda generación con menores dimensiones (primera



generación de micromáquina-herramienta), que a su vez produce una tercera generación y así sucesivamente.



Figura 1.1.- Escalamiento generacional de máquinas-herramientas en el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica del CCADET.

Está demostrado que al disminuir las dimensiones de las máquinas-herramientas se obtienen algunas ventajas sobre la producción como son [8]:

- Reducción de errores por deformaciones térmicas
- Reducción de errores por deformaciones elásticas
- Reducción de errores por vibraciones
- Ahorro de energía y de material
- Disminución de fuerzas inerciales

Así, se obtienen mejores resultados cuando el tamaño de las piezas producidas es comparable al de la máquina-herramienta que las produce. Por otra parte, el hecho de preservar los principios de la mecánica convencional en el escalamiento de máquinas-herramientas para las aplicaciones de manufactura da como resultado un decrecimiento en los costos y en los tiempos de producción.

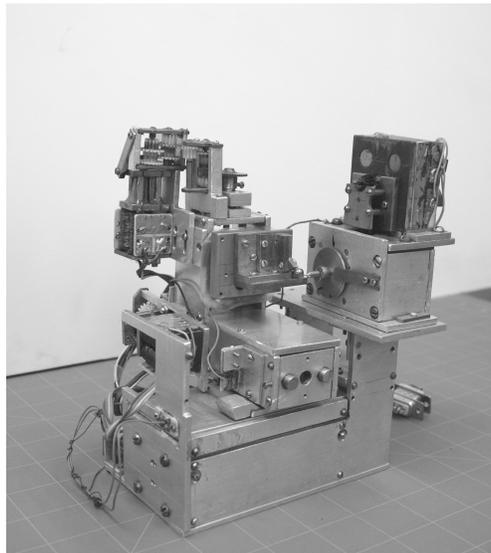


Figura 1.2.- Prototipo de primera generación de micromáquina-herramienta desarrollado en el LMM del CCADET, UNAM.

Uno de los principales problemas previstos para las primeras generaciones de micromáquinas-herramientas es el empleo de microactuadores que funcionen eficientemente tanto en la generación de torque como en precisión de posicionamiento y alcance de altas velocidades. Teniendo en cuenta esta desventaja, se deben diseñar nuevos actuadores que permitan la implementación de las futuras generaciones.

Por otra parte, medida que se disminuyen las dimensiones de las máquinas-herramientas se incrementa la necesidad de contar con control preciso sobre el trabajo que se está realizando, debido a que en la mayoría de los casos es difícil el manipular a simple vista piezas o elementos en el orden de las micras, así como también controlar que los procesos de manufactura estén cumpliendo los parámetros de repetibilidad, exactitud y precisión.

Este trabajo de investigación se enfoca en el diseño de un motor de pasos altamente eficiente en la generación de torque, de tal manera que se le pueda aplicar un escalamiento en sus dimensiones para poder realizar micromotores de pasos; así también, se propone el estudio de un sistema de Control Adaptivo basado en Crítica Adaptiva usando redes neuronales, como una alternativa para controlar el desempeño de dicho actuador.

1.2 Historia de los motores de pasos

Un motor de pasos es un actuador eléctrico que convierte señales eléctricas en movimiento mecánico. Comparado con otros dispositivos que realizan funciones similares, un sistema de control basado en motores de pasos presenta numerosas ventajas, entre ellas:

- No se requiere de retroalimentación para control de posición o de velocidad.
- Si se presenta error de posición, este no es acumulativo.
- Compatibilidad con equipo electrónico e informático moderno.

Un artículo publicado en 1927 en JIEE contenía el artículo *“The application of electricity in warships”* [9], donde se describía un motor de pasos de reluctancia variable usado para el control remoto de dirección de disparo en los tubos de los torpedos y cañones de los barcos de Guerra Británicos. Por otro lado, en un artículo publicado en la IEEE, *“Transactions on Automatic control”* [10], se menciona que la Fuerza Naval de los Estados Unidos de América (*US Navy*) empleó motores de pasos para propósitos similares.

Aún cuando aplicaciones prácticas de motores de pasos fueron hechas en la década de 1920, prototipos de motores de reluctancia variable se presentaron en años anteriores. En 1919 se otorgó una patente del Reino Unido a C. L. Walker, un ingeniero civil en Aberdeen, Escocia, por la invención de una estructura de motor de paso que podía realizar movimientos en pequeños pasos de ángulos [11]. Walter también presentó en las especificaciones de la patente un plan para la construcción de un tipo de motor de pasos que es



conocido hoy en día como de reluctancia variable *multi-stack*, así como planos para la construcción de un motor lineal. No fue, sin embargo, hasta la década de 1950 que modernos motores de pasos que empleaban estos principios se presentaron comercialmente.

C.B. Chicken y J. H. Thain obtuvieron en 1920 la patente de los Estados Unidos por la invención de un motor de pasos que produce un gran torque por unidad de volumen del rotor [12]. Esta estructura, en la que los dientes del rotor pasan entre 2 núcleos electromagnéticos opuestos, es conocida hasta hoy en día como el mejor arreglo para obtener un incremento de torque; no fue sino hasta 1970 que un motor de pasos con este principio fue usado como motor de pasos de potencia en máquinas de control numérico producidas por la empresa Japonesa Fanuc Ltd.

El ejemplar de enero de 1957 de *“Control Engineering”* [13] contenía el artículo *“The power stepping motor- a new digital actuator”* que marcaría las pautas para las modernas aplicaciones de los motores de pasos. Se describía aquí un motor de pasos usado en una máquina cortadora que realizaba maquinados automáticos.

Debido a que las máquinas de control numérico requieren de gran torque y potencia de salida para su manejo, en Japón se utilizaron motores de pasos electrohidráulicos entre 1960 y 1974 [14].

El auge en la manufactura de motores de pasos en EUA comenzó en la década de 1960. Fue en estos días cuando se introdujeron al mercado los motores de paso de imán permanente, en adición a los existentes de reluctancia variable.

Desde principios de la década de 1960, los fabricantes de computadoras tomaron nota de las posibles aplicaciones de los motores de pasos como actuadores en dispositivos terminales e impulsaron el desarrollo de motores de gran desempeño y alta confiabilidad. J. P. Pawletko tomo la iniciativa e introdujo los motores de pasos a los productos de IBM.

Antes de empezar la década de 1970 ya se podían encontrar motores de pasos con excelentes características dinámicas; después se observó un rápido crecimiento en el número de motores de pasos utilizados en la industria de las computadoras, lo que originó la producción en masa de esta tecnología.

Como en diferentes campos, el progreso tecnológico asociado a los motores de pasos se llevo a cabo a la par con la llegada de los transistores y otros dispositivos basados en semiconductores. En un principio, para el control de los motores de pasos se utilizaban contactos mecánicos o relevadores. Después fueron empleados los bulbos, pero gradualmente fueron reemplazados por dispositivos de estado sólido como los trístores y transistores.

A pesar de que los dispositivos de estado sólido ofrecían gran facilidad de manejo año tras año, el sistema de control que incluía los circuitos lógicos seguía siendo demasiado caro. Así, siendo visto con grandes expectativas,



solo un pequeño número de motores de pasos fueron utilizados en la década de 1960.

1.2.1 Miniaturización

En 1964 el transistor tipo MOS apareció como una alternativa costeable, y para el año siguiente se podía contar por igual con circuitos integrados. En los años subsecuentes, el desarrollo de circuitos integrados de mediana escala (MSI) y de larga escala (LSI) dio lugar a la miniaturización del circuito lógico que formaba parte del sistema de control de los motores de pasos, junto con un incremento en la confiabilidad y disminución en los costos.

Fue durante la época de 1970-1980 que se observó un crecimiento explosivo en el uso de motores de pasos, y para finales de esta década se comenzaron a integrar microprocesadores al sistema de control.

Por otro lado, la exitosa producción de imanes basados en tierras raras desencadenó la miniaturización en los diseños. Cuando se utilizaba *Alnico* como imán principal en los motores de pasos híbridos, este no podía ser de una longitud menor a 10 mm; pero con los nuevos imanes se podían tener motores para posicionamiento en las cabezas de los discos duros con imanes de 1 mm de longitud y grosor.

1.2.2 Japón, el mayor productor de motores de pasos

Desde que Sanyo Denki se convirtió en el mayor proveedor de motores de pasos utilizados por productos de IBM en la década de 1970, muchas compañías japonesas se vieron envueltas en la producción de esta tecnología [14].

Existen principalmente 4 factores económicos que son esenciales para la existencia de la industria de precisión, como lo es la tecnología de los motores de pasos:

- Un mercado con necesidades de alta tecnología
- Experiencia en la manufactura de materiales y componentes
- Capacidad para tener a la mano maquinaria de alto desempeño y de producción específica
- Soporte de recursos humanos

Aunque existen países como los EUA, Suecia y Alemania con un fuerte mercado en el desarrollo de estas tecnologías, Japón ha sido el país que ha liderado el mercado de la industria de motores de pasos.

1.3 Conceptos básicos de los motores de pasos

Control de movimiento, en términos mecánicos, significa el control preciso de un movimiento según su velocidad, distancia, carga, inercia, o una combinación



de todos ellos. Existen numerosos sistemas de control de movimiento electrónicos como son: motores de DC con escobillas, DC sin escobillas, Servo motores, motores de pasos, entre otros.

Un motor de pasos es un dispositivo electromagnético que convierte pulsos eléctricos digitales en movimientos mecánicos discretos. El eje de un motor de pasos gira en incrementos de pasos cuando comandos eléctricos son aplicados al motor en una secuencia adecuada; es por esto que la rotación del motor tiene una relación directa con estos pulsos de entrada; la velocidad de rotación esta relacionada con la frecuencia de los pulsos y la rotación total esta relacionada con el número de pulsos aplicados.

En teoría, los motores de pasos son una maravilla debido a su simplicidad; son actuadores eléctricos que no tienen escobillas o contactos. Básicamente, es un motor síncrono con un campo magnético electrónicamente conmutado para rotar alrededor de un imán. Los sistemas que contemplan este tipo de motores presentan 3 elementos básicos [15]:

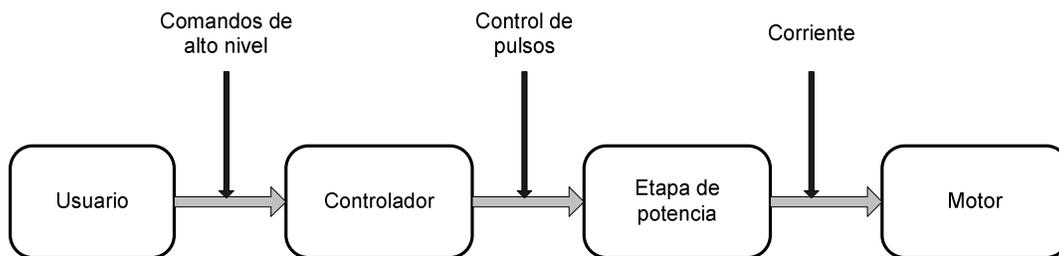


Figura 1.3. Elementos de un sistema de motores de pasos.

El controlador es un microprocesador capaz de generar pulsos de pasos. En adición, también se utiliza este elemento para realizar comandos más sofisticados, como control sobre el sentido de rotación del motor, tipo de modo de control (*full/half step drive*), etc.

La etapa de potencia convierte las señales provenientes del controlador en potencia necesaria para energizar las bobinas del motor. Existen varios tipos de etapas de potencia, con diferentes rangos de Corriente/Amperaje así como tecnologías de conexión. No todas las etapas de potencia son convenientes para hacer funcionar cualquier motor, así que al diseñar un sistema de control de movimiento se debe tomar muy en cuenta esta selección.

Entre las ventajas de estos motores está el bajo costo, alta confiabilidad, alto torque a velocidades bajas y una simple y rígida construcción que opera prácticamente en cualquier ambiente. Aunque también se pueden presentar desventajas al usar esta tipo de motores; entre las principales es el efecto de resonancia que se puede presentar en ciertos rangos de velocidad de operación y el decremento del torque conforme se incrementa la velocidad.

Una de las ventajas principales de un motor de pasos es la capacidad de obtener un control de alta precisión de la posición del motor utilizando un



sistema de lazo abierto; este tipo de control da como resultado no utilizar un sistema de retroalimentación sobre la posición del eje del motor, lo que elimina la necesidad de implementar sensores y dispositivos de retroalimentación que en algunos casos resultan costosos. La posición del eje del motor se puede conseguir con solo seguir el conteo de los pulsos eléctricos de entrada generados por el controlador.

1.3.1 Tipos de motores de pasos

Existen básicamente 3 tipos de motores de pasos: de reluctancia variable (VR), imán permanente (PM), e híbridos (HM). Estos difieren entre sí por las características de construcción basada en el uso de imanes permanentes y/o rotores de hierro con estatores de acero laminado.

1.3.1.1 Motores de reluctancia variable.

El motor de pasos VR consiste en un rotor dentado de acero suave y un estator embobinado; no utiliza imanes permanentes y como resultado, el motor se puede mover libremente sin percepción de detención si el motor está apagado. Cuando las bobinas del estator son energizadas con corriente directa (DC) los polos se magnetizan y la rotación ocurre debido a que los dientes del rotor son atraídos hacia los polos del estator.

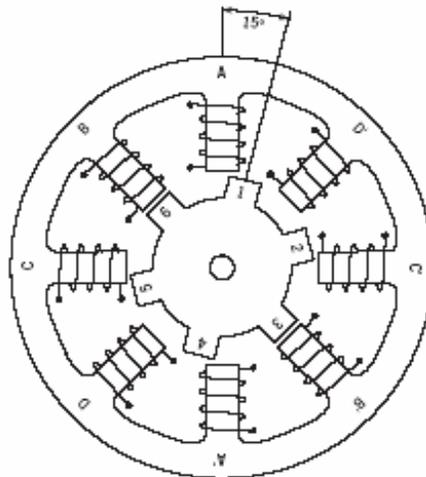


Figura 4. Vista transversal de un motor de pasos de reluctancia variable.

Este tipo de construcción es utilizado en aplicaciones no industriales que no requieren un alto grado de torque, así como de microdeslizamientos de posición.

1.3.1.2 Motor de imán permanente.

El motor PM presenta, como su nombre lo indica, imanes permanentes que conforman el rotor. Se utiliza en aplicaciones con velocidades relativamente bajas y grandes ángulos de paso; su simple construcción y bajo costo lo hacen

ideal para aplicaciones no industriales como por ejemplo el posicionamiento de giro en una impresora.

A diferencia de los otros tipos de motores de pasos, el motor PM no presenta dientes en el rotor y en su lugar se encuentra alternado con polos Norte-Sur magnéticos situados en línea paralela con el eje. Estos polos magnéticos proveen un incremento en la intensidad de flujo magnético, por lo que se mejora el desempeño del torque al compararse con los motores VR.

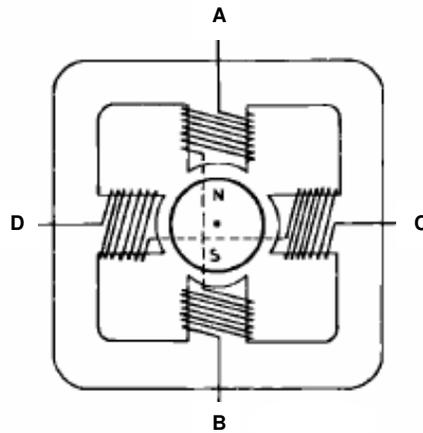


Figura 5. Vista transversal de un motor de pasos de imán permanente.

1.3.1.3 Motor Híbrido

El motor HM combina lo mejor de las características de los motores VR y PM. Su construcción consiste en multi-dentación en los polos del estator e imanes magnéticos en el rotor. Los dientes del rotor ayudan a una mejor orientación del campo magnético lo que incrementa las características dinámicas cuando se compara con los motores VR y PM. Aunque tiene un mayor costo, también provee un mejor desempeño en velocidad y resolución.

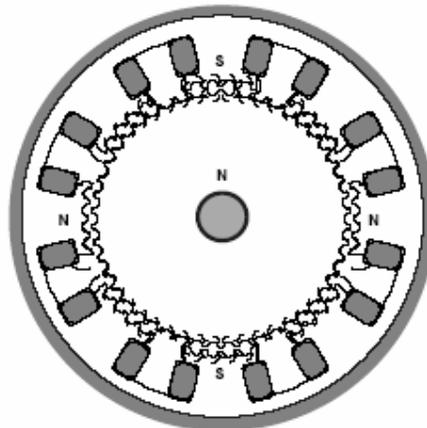


Figura 6. Vista transversal de un motor de pasos híbrido.

Los motores más comunes de HM presentan 200 dientes en el rotor y realizan pasos angulares de 1.8 grados. Otro tipo de motores HM están disponibles en configuraciones de 0.9 y 3.6 pasos angulares. Debido a que estos motores poseen alto torque estático y dinámico, funcionan muy bien a altas velocidades y son utilizados en una infinidad de aplicaciones industriales.

1.3.2 Tamaño y potencia

Aparte de clasificar a los motores de acuerdo a resolución y características de construcción, los motores de paso también se pueden clasificar según el tamaño de su marco bajo el estándar NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) [16], que corresponde al diámetro aproximado del cuerpo del motor. Por ejemplo, un motor de pasos de tamaño NEMA 11 tiene aproximadamente un diámetro de cuerpo de 1.1 pulgadas (28 mm) y un tamaño NEMA 23 tiene un diámetro de cuerpo de 2.3 pulgadas (58 mm). La longitud del cuerpo del motor puede variar dentro de la misma clasificación del tamaño del marco, y como regla general, el desempeño de torque de un motor con un tamaño de marco particular se incrementa al incrementar la longitud del cuerpo.

Los niveles de potencia para motores de pasos controlados por medio de circuitos integrados varían en un rango aproximado de 1 Watt para motores muy pequeños hasta 10-20 Watts para motores más grandes. Para determinar el máximo nivel de disipación de potencia del motor se puede aplicar la relación $P=V \times I$. Por ejemplo: un motor de tamaño NEMA 23 puede requerir para su operación 6V y 1A por fase. Por lo tanto, con 2 polos energizados, el motor tiene una disipación de 12 Watts. En la práctica se determina un nivel de disipación de potencia donde el motor sufre un calentamiento de entre 65°C y 70 °C. Por lo tanto, el motor se puede montar sobre un disipador para aumentar el nivel de potencia y así usar el motor al máximo de disipación, lo que lo hace más eficiente desde el punto de vista de tamaño, potencia de salida y costo. Si el motor esta funcionando por debajo de su máximo nivel de disipación de potencia, este puede ser reemplazado por un motor de menor tamaño, lo que en la mayoría de los casos, puede ser menos costoso.

1.3.3 Cuando utilizar un motor de pasos.

Un motor de pasos es la mejor opción cuando se requiere un control de movimiento preciso. Se pueden utilizar con ventaja sobre las demás tecnologías de movimiento mecánico cuando se precisa controlar ángulo de rotación, velocidad, posición y sincronía. Debido a las ventajas inherentes mencionadas anteriormente, los motores de pasos se han abierto paso en diferentes aplicaciones modernas; algunas de estas incluyen impresoras, máquinas de dibujo, equipo de oficina, discos duros de computadora, equipo médico, máquinas de fax, dispositivos autómatas y robots, etc.

1.3.4 Campo magnético rotativo.

Cuando la bobina en una fase es energizada con corriente DC, un flujo magnético se genera en el estator. La dirección de este flujo magnético está



determinada por la regla de la mano derecha: si el embobinado se representa en la mano con los dedos apuntando en sentido de la corriente DC sobre la bobina (el dedo pulgar a 90° de los dedos), entonces el pulgar indica la dirección del campo magnético.

La siguiente figura muestra la orientación de flujo magnético cuando la fase B está energizada con su respectiva dirección de corriente.

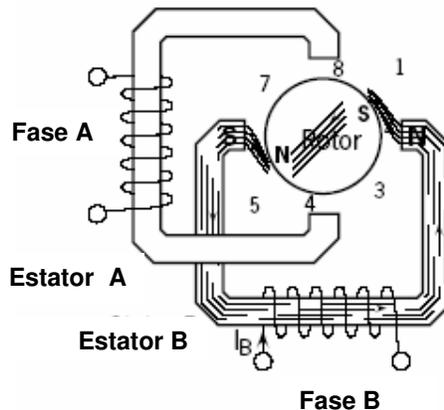


Figura 7.- Flujo magnético a través de un motor de pasos de 2 polos.

El rotor se alinea por sí mismo de tal manera que la oposición del flujo magnético sea mínima. En este caso, el motor realiza un giro en sentido horario de tal manera que el polo S se alinea al polo N del estator en la posición 2, y de igual manera el polo N del rotor se alinea con el polo S del estator en la posición 6. Para hacer que el rotor gire, se ve entonces que se debe introducir una secuencia de energización al estator con cierto orden, de tal manera que se origine un flujo magnético rotativo que el rotor pueda seguir debido a la atracción magnética.

1.3.5 Generación de torque

El torque producido por un motor de pasos depende de diferentes factores:

- La velocidad de los pulsos de pasos
- El manejo de corriente DC en las bobinas del estator
- El tipo de diseño de control del motor

En un motor de pasos, el torque es generado cuando el flujo magnético del rotor y estator se encuentra desalineado entre ellos. Para obtener un mejor flujo magnético, el estator se debe construir con material de alta permeabilidad magnética. La presencia de esta alta permeabilidad causa que el flujo magnético sea confinado en su mayor parte por la orientación definida según la estructura del estator en la misma manera que la corriente es confinada a los conductores de un circuito electrónico. Esto da como resultado la concentración del flujo en los polos del estator. El torque producido por el motor es proporcional a la intensidad del flujo magnético generado cuando la bobina está energizada.

La relación básica que define la intensidad del flujo magnético está definida por la ecuación:

$$H = (N \times i) / l, \quad (1.1)$$

donde N es el número de vueltas de la bobina, i es la corriente en A, H es la intensidad de flujo magnético en Teslas, y l es la longitud del camino del campo magnético.

Esta relación muestra que la intensidad de campo magnético y por consecuencia el torque, es proporcional a la longitud del camino del flujo magnético. De esta base, se puede ver que una dimensión del marco NEMA en un motor de pasos puede tener diferentes posibilidades de torque con solo cambiar los parámetros en las bobinas del estator.

1.3.6 Fases, polos y ángulos de paso

Normalmente los motores de pasos tienen 2 fases, pero también existen motores de 3 y 5 fases.

Un motor bipolar con 2 fases tiene una bobina por fase y la corriente que circula por ellas cambia de polaridad según la operación del motor; un motor unipolar tiene una bobina con un *tap* central por fase y la corriente siempre circula en un mismo sentido. También hay motores con 2 bobinas separadas por cada fase, y pueden ser controlados en modo unipolar o bipolar según sea el caso.

Un polo puede ser definido como una de las regiones donde la densidad de flujo magnético es concentrada. Ambos, el rotor y el estator presentan estos polos. Los motores de pasos actuales contienen diferentes arreglos en el número de polos para variar el número de pasos y de ángulo de paso por revolución.

La relación que existe entre el número de polos del rotor y los polos del estator, junto con el número de fases lo que determina el ángulo de paso de un motor de pasos. Esto se muestra en la siguiente ecuación:

$$\text{Ángulo de paso} = 360 / (N_{ph} \times Ph) = 360 / N, \quad (1.2)$$

donde N_{ph} es el número de polos en el rotor, Ph es el número de pasos y N es el total de polos para todas las fases juntas.

1.3.7 Diferentes modos de paso

Un motor de pasos puede ser controlado de diferentes maneras:

- *Full step*.- Este modo de control consiste en energizar una o dos fases del motor de pasos a la vez, lo que da lugar a que cada pulso de entrada sea un paso de motor. También se pueden energizar dos fases a la vez



- *Half step*.- En este modo, una bobina es energizada seguido de la energización de dos bobinas; haciendo esto alternadamente se logra que el rotor gire con pasos de medio ángulo de paso. Este modo de operación resulta bastante práctico para aplicaciones industriales.
- *Microstep*.- Se controla la corriente en la bobina de tal manera que se subdivide el número de posiciones entre los polos del estator. Este modo típicamente se utiliza en aplicaciones que requieren un posicionamiento preciso y una resolución alta sobre un amplio rango de velocidades.

1.3.8 Precisión del ángulo de paso

Una de las razones del porque los motores son tan populares como dispositivos de posicionamiento es debido a su precisión y repetibilidad. Típicamente los motores de pasos presentan precisiones en sus ángulos de paso entre 3% y 5%; este error además es no acumulativo entre paso y paso. Dicha precisión esta en función de la exactitud en la manufactura de las partes mecánicas que componen a los motores.

1.3.9 Parámetros mecánicos: carga, inercia y fricción

El desempeño de un sistema de motor de pasos también es dependiente de los parámetros mecánicos de la carga a la que esta sujeto. Estos parámetros son típicamente friccionales, inerciales o una combinación de los dos.

La fricción es la resistencia al movimiento debido a las irregulares de las superficies que se encuentran en contacto. Un mínimo del torque es necesario para sobre pasar esta fricción (al menos igual a la fuerza de fricción). Un incremento en la fricción debido a la carga disminuye los niveles de velocidad del motor, así como la aceleración y se origina un aumento en el error de posición.

La inercia es la resistencia que se presenta en un movimiento a los cambios de velocidad. Una alta inercia debido a la carga requiere un alto torque de inercia inicial, lo mismo que para el frenado. El aumento de la inercia de carga aumenta la inestabilidad de la velocidad, así como el tiempo para llegar a una cierta velocidad deseada. Es importante considerar estos parámetros cuando se diseña un motor de pasos, debido a que estos influyen en la operación del motor.

Hasta aquí se ha descrito, de manera introductoria, la tecnología de los motores de pasos. En el siguiente capítulo se definen las principales características de operación de estos actuadores eléctricos, que servirán para definir y caracterizar el comportamiento del de motor de pasos diseñado en el capítulo 3.



Capítulo 2

Diseño de un motor de pasos

Los motores de pasos presentan características muy singulares que los distinguen de las demás tecnologías de movimiento; es importante estudiar estas características para realizar un diseño más adecuado en el que este actuador es requerido [14-19].

2.1 Características estáticas

2.1.1 Características de Torque Vs Ángulo

Las características de torque contra ángulo de un motor de pasos están definidas por la relación entre el desplazamiento del rotor y el torque que es aplicado al eje del rotor que origina dicho desplazamiento. Un motor de pasos ideal presenta un torque de forma senoidal respecto al desplazamiento, como se muestra en la siguiente figura:

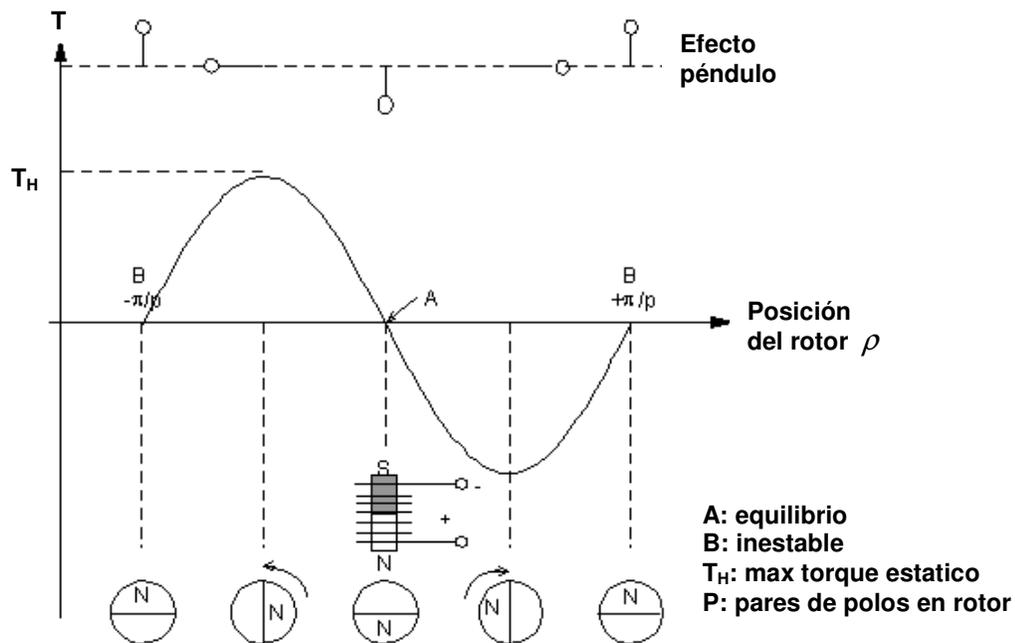


Figura 2.1.- Torque estático Vs Ángulo.

Asumiendo que no existen cargas estáticas o friccionales sobre el rotor, la figura anterior muestra como el torque de restauración varía con la posición del rotor a medida que es alejado de su posición de equilibrio. Conforme el rotor se aleja de esta posición, el torque firmemente se incrementa hasta alcanzar un máximo. Este valor es llamado torque de mantenimiento (*Holding torque, T_H*) y

representa la carga máxima que puede ser aplicada al eje sin causar una rotación continua. Si el eje es alejado más allá del punto T_H , el torque cae dentro de una región de inestabilidad; dentro de esta regiones genera un torque en dirección opuesta que ayuda al eje a brincar a la siguiente posición de equilibrio. Este comportamiento se puede demostrar usando el efecto péndulo, mostrado en la misma figura (figura 2.1). El torque requerido para girar el eje en un cierto ángulo puede ser calculado usando la siguiente ecuación:

$$T(\theta) = -T_H \text{sen}(p \cdot \theta), \quad (2.1)$$

donde θ es el ángulo de desplazamiento del rotor, y p es el número de pares de polos en el rotor. Esta característica de torque es importante porque explica algunos comportamientos que se observan en el desempeño del motor; dicta la rigidez del sistema o como cambia la posición del eje cuando una carga es aplicada a un rotor estacionario. El eje debe desviarse hasta que el torque generado sea igual a la carga aplicada, por lo tanto, la posición estática varía con la carga.

2.1.2 Ángulo de carga estático

Se define como la diferencia de ángulo entre la posición del rotor sin carga y la posición final de este al aplicar una carga.

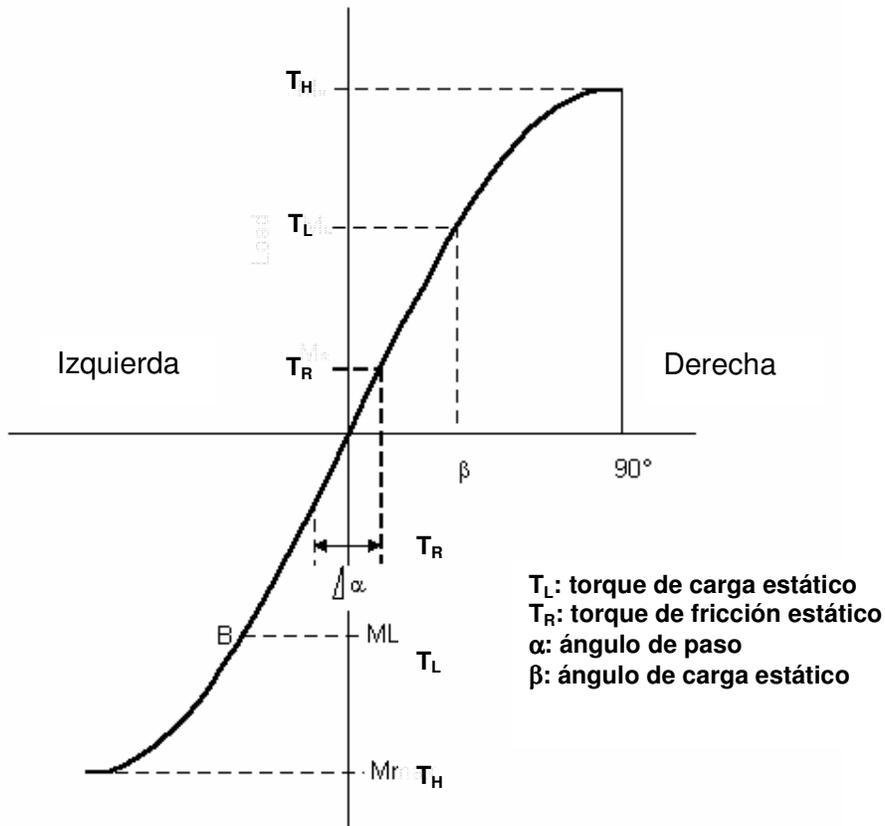


Figura 2.2.- Ángulo de carga estático.

Basándose en la aproximación senoidal de la curva de torque estático (figura 2.1), el torque de carga estático (dado en el ángulo de carga estático) puede ser calculado usando la siguiente formula:

$$C(\theta) = -\frac{dT}{d\theta} = -p \cdot T_H \cdot \cos(p \cdot \theta), \quad (2.2)$$

2.1.3 Torque de fricción estático

El torque de fricción estático es la carga implementada en el eje a través de tolerancias mecánicas en la aplicación. La figura 2.2 muestra como para una carga dada (T_L) el torque de fricción estático (T_R) necesita ser considerado si se requiere un posicionamiento preciso.

2.2 Características dinámicas.

Las características relacionadas con los motores en movimiento o justo en el momento de su arranque se conocen como características dinámicas.

2.2.1 Torque Vs. Velocidad.

Esta característica, junto con el método de control, es clave para la selección del motor adecuado en la aplicación que se pretende desarrollar. De igual manera, la relación entre el torque y la velocidad son dependientes del tipo de motor de pasos, del modo de operación y el método de control. La siguiente figura muestra una curva típica de torque Vs velocidad.

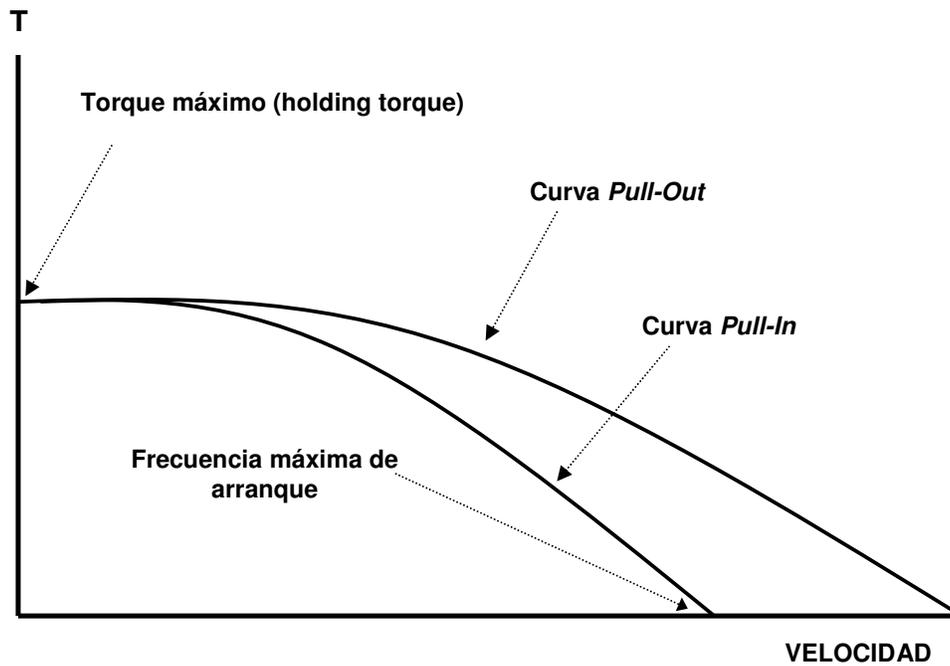


Figura 2.3. Torque Vs Velocidad.



Para comprender mejor la figura anterior se definen los siguientes aspectos:

- *Curva Pull-In*: Se define así al área como la región de arranque y parado del motor; es la máxima frecuencia a la cual el motor puede arrancar/parar instantáneamente, con una carga aplicada, sin perder la sincronía de operación.
- *Curva Pull-Out*: Se define como la frecuencia máxima a la que el motor puede operar sin perder sincronía; debido a que esta curva se encuentra fuera del área de la curva pull-in, es necesario acelerar y desacelerar para entrar a esta región.
- Frecuencia máxima de arranque: se define como la frecuencia de control máxima en la que un motor sin carga puede arrancar y parar sin perder pasos.
- Máximo rango *pull-out*: Se define como la frecuencia máxima (rango de pasos) en la que un motor sin carga puede funcionar sin perder pasos.
- Máximo torque de arranque: se define como el torque máximo de fricción producido por una carga con la que un motor puede arrancar y sincronizar un tren de pulsos con una frecuencia tan baja como 10 Hz.

2.2.2 Ecuación dinámica

Cuando un motor de pasos está sincronizado con un tren de pulsos, el torque producido por el motor es igual al contrario del torque de la carga, que a su vez es la suma del torque para acelerar el rotor/inercia de carga y el torque de fricción. Lo anterior se puede expresar en una ecuación dinámica fundamental:

$$T_M = J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_f, \quad (2.3)$$

donde T_M es el torque producido por el rotor

J es la inercia del rotor y la carga combinados.

ω es la velocidad angular del motor

D es la constante de fricción viscosa

T_f es la fricción de torque de carga independiente de la velocidad.

El torque del motor esta en función de la velocidad, de la fuerza magnética, del ángulo de torque, así como de otros parámetros de maquinado. En la ecuación anterior se asume que:

- No se utiliza reductores mecánicos
- El motor no tiene componentes oscilatorias en el rango de velocidades empleadas



El primer término del lado derecho de la ecuación (2.3) es el torque requerido par acelerar la inercia del rotor y la carga combinados. Cuando el torque del rotor es transmitido a la carga por medio de engranes, cintas o cajas de transmisiones, la inercia J no es la inercia de la carga en si misma, sino la cantidad reflejada en el eje.

Al utilizar parámetros de frecuencia como función de la velocidad, la ecuación (2.3) se expresa como:

$$T_M = \theta_s J \frac{df}{dt} + \theta_s Df + T_f, \quad (2.4)$$

donde θ_s es el ángulo de paso y f es la frecuencia de los pasos.

2.2.3 Torque de fricción viscosa

El torque de fricción que aparece en objetos en rotación varia en función de la velocidad como se muestra en la siguiente figura:

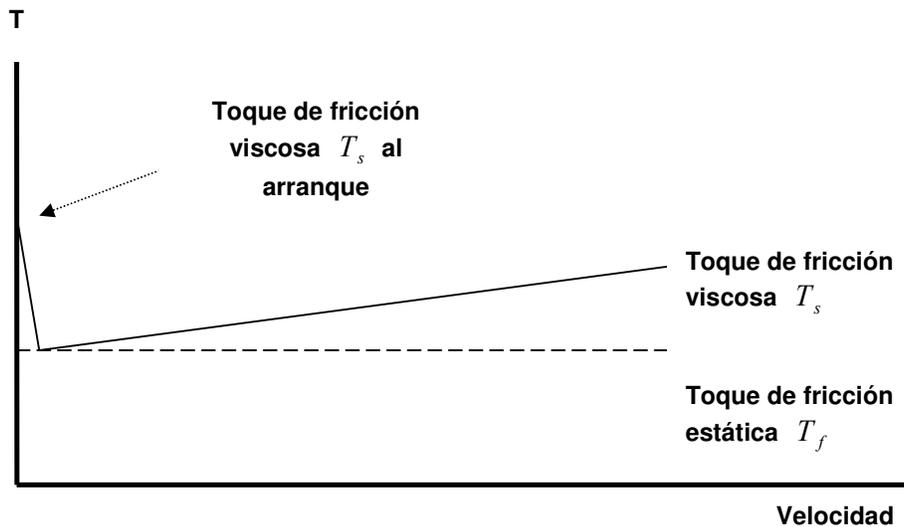


Figura 2.4.- Torque de fricción.

El torque de fricción estático T_s aparece al inicio, y disminuye después del arranque para entonces incrementarse proporcionalmente con la velocidad. El componente proporcional a la velocidad corresponde al segundo término del lado derecho de la ecuación dinámica es debido a la fricción viscosa. El torque de fricción estática, T_f en la figura anterior, corresponde al último término de la ecuación de movimiento.

2.2.4 Aceleración

Cuando la fricción viscosa puede ser despreciada, la ecuación dinámica se convierte en:



$$T_M - T_f = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.5)$$

Si el torque del motor es constante dentro de un rango definido de velocidades bajo consideración, la integración de la ecuación anterior es:

$$\omega = \{(T_M - T_f) / J\}t + \omega_1, \quad (2.6)$$

y la frecuencia de pasos es:

$$f = \frac{T_M - T_f}{\theta_s J} t + f_1, \quad (2.7)$$

donde ω_1 es la velocidad angular antes de comenzar la aceleración
 f_1 es la frecuencia de pasos antes de comenzar la aceleración.

2.3 Características eléctricas

2.3.1 Componentes electromagnéticos

Para un tamaño de motor de pasos dado, siempre se tiene un tamaño de espacio limitado disponible para las bobinas. En el proceso de optimización del sistema de control, una eficiente utilización de este espacio, así como el acoplamiento entre la etapa de potencia y los parámetros de las bobinas, son de gran importancia.

2.3.1.1 Resistencia e inductancia de las bobinas.

Las bobinas que forman parte de un motor de pasos están constituidas por un número de vueltas determinado de alambre de cobre para formar los polos del estator. La resistencia R e inductancia L son dos propiedades físicas inherentes en cualquier bobina, y sus valores dependen de sus características de construcción (alambre de cobre, número de vueltas, longitud, etc.). Estos factores también limitan el desempeño del motor en muchas de sus características. En la siguiente figura se muestra el circuito equivalente a una bobina conectada a una fuente de voltaje.

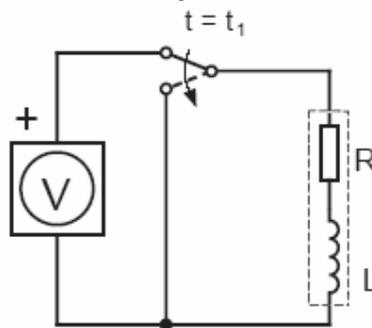


Figura 2.5.- Circuito equivalente de una bobina.

La resistencia de las bobinas es responsable de la mayor parte de la energía perdida por disipación, lo que origina el calentamiento de este. La inductancia hace que las bobinas se opongan a los cambios de corriente, y por lo tanto limitan las operaciones a altas velocidades.

Bajo ciertas condiciones de diseño, como por ejemplo un volumen dado de cobre o cierto espacio determinado para la bobina, los únicos parámetros que pueden ser alterados son el número de vueltas de alambre de cobre que conforma el devanado de una bobina o el diámetro de este; para esto se deben de tener en cuenta varias consideraciones.

Considerando la bobina de la siguiente figura, se pueden obtener todos los parámetros físicos a partir de ciertos cálculos.

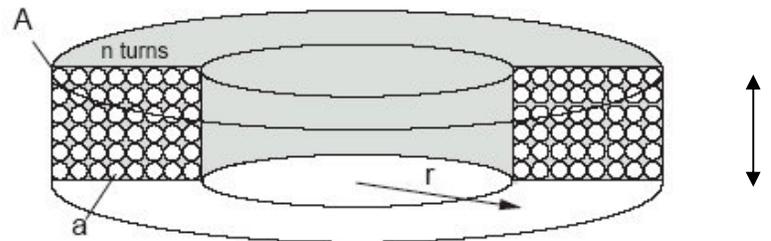


Figura 2.6.- Vista transversal de una bobina.

Se conoce la longitud de la bobina l , el área transversal del alambre a , el área transversal del devanado A , y el radio medio del devanado r , que es la mitad de la diferencia entre el diámetro de la bobina y el diámetro del núcleo.

Primero se calcula el número de vueltas con la expresión $N = (l \cdot r / a) \cdot \pi / 4$, y partir de esto se obtienen los valores de la resistencia y la inductancia.

$$R = \frac{2\pi \cdot \varphi \cdot N^2}{l} \quad \text{y} \quad L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A}{l}, \quad (2.8)$$

donde $\varphi = 0.017 \times 10^{-6} \Omega \cdot m$ es la resistencia característica del cobre, y μ es el valor de la permitividad magnética del material del núcleo.

2.3.2 Manejo de corriente

Cuando un voltaje V es conectado a la bobina, la corriente I en este se incrementa de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$I(t) = (V / R) \cdot (1 - e^{-tR/L}), \quad (2.9)$$

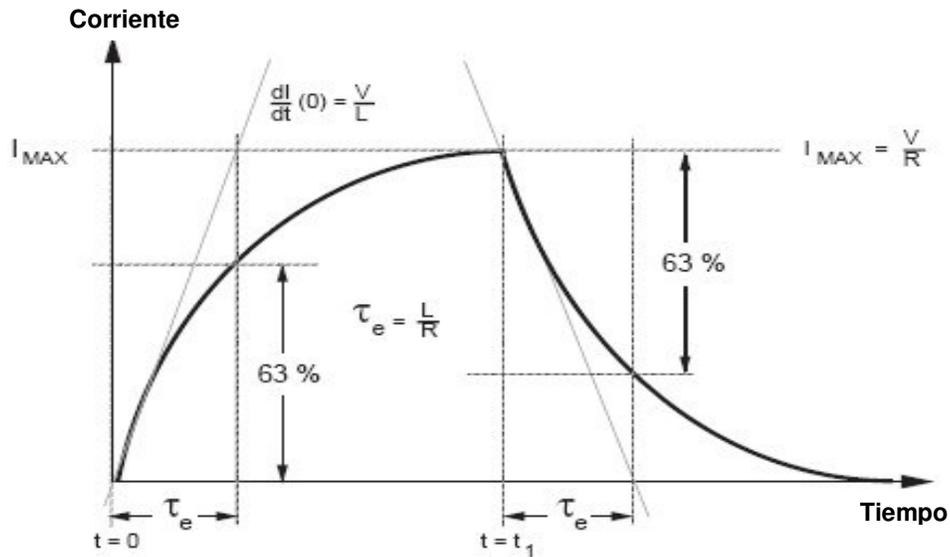


Figura 2.7.- Corriente Vs tiempo en la bobina.

Inicialmente, la corriente presenta un levantamiento de acuerdo a $\partial I / \partial t(0) = V / L$, y conforme se aproxima a su valor final, va disminuyendo hasta alcanzar $I_{MAX} = V / R$. Se llama constante eléctrica de tiempo a τ_e , que representa el 63% del valor final de la corriente; se define a esta constante con la razón $\tau_e = L / R$.

Cuando se desconecta el voltaje de la bobina en el instante t_1 , la corriente empieza a decrecer de acuerdo a la ecuación:

$$I(t) = (V / R) \cdot e^{-(t-t_1)R/L}, \quad (2.10)$$

con un decrecimiento inicial de $\partial I / \partial t(t_1) = -V / L$. Lo descrito anteriormente se puede observar en la figura 2.7.

Cuando una señal de voltaje cuadrada es aplicada a la bobina, la corriente sufre un retardo en alcanzar su valor máximo y su valor mínimo dependiendo del ancho de la señal utilizada.

En la figura 2.8, después de cierta frecuencia (2.8 B) la corriente nunca alcanza su máximo valor (2.8 C); como el torque del motor es relativamente proporcional a la corriente, el máximo toque se reduce conforme la frecuencia de los pasos del motor se incrementa.

Para sobreponerse a la inductancia y ganar mayor desempeño a más altas velocidades existen dos posibilidades: incrementar el levantamiento de la corriente y/o disminuir τ_e .

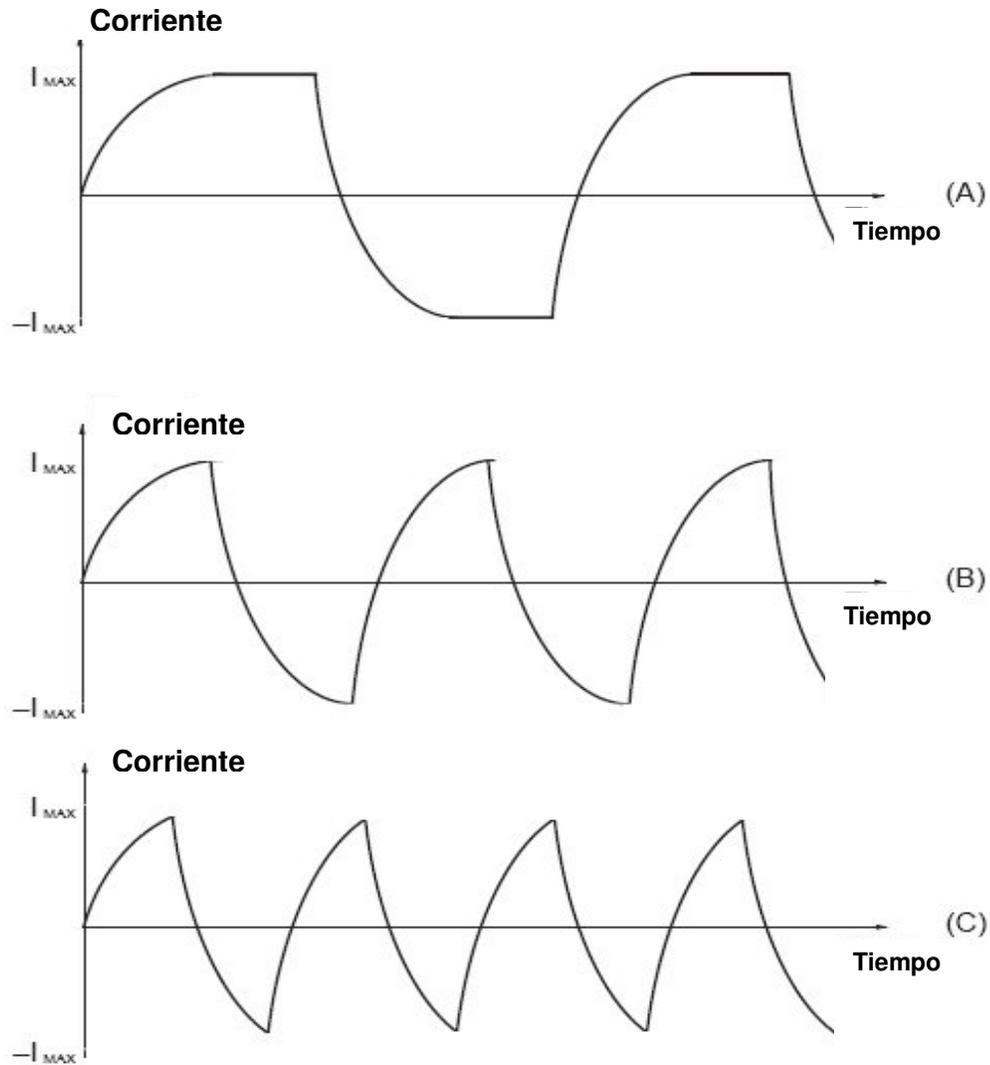


Figura 2.8.- Gráfica de salida de corriente en la bobina con 3 diferentes frecuencias de entrada de una señal cuadrada.

Debido a que un aumento en la resistencia siempre origina una mayor pérdida de potencia por disipación, es preferible que la razón V/L se incremente para obtener mayores velocidades. Para un mejor manejo de corriente en las bobinas se puede tomar en cuenta lo siguiente:

- Utilizar el mayor nivel de voltaje posible
- Mantener una baja inductancia

De esto se deduce que un motor con baja inductancia/resistencia presenta un mayor desempaño de corriente. El factor limitante del motor es la disipación de energía y no la corriente. Para utilizar el motor eficientemente, la disipación debe estar en el máximo nivel permitido.

Las 3 características (estática, dinámica y eléctrica) descritas en este capítulo definen el diseño de un motor de pasos; en el capítulo 3 serán consideradas para la caracterización del motor de pasos de alta potencia propuesto.

2.4 Sistemas de control para motores de pasos.

2.4.1 Lazo abierto

Debido al principio de operación de un motor de pasos, estos se usan en aplicaciones de velocidad y posicionamiento sin necesidad de lazos de retroalimentación. Estos actuadores eléctricos son únicos respecto a los de DC o AC, porque no son controlados directamente desde la fuente de alimentación; los motores de pasos utilizan para el control de sus parámetros circuitos electrónicos (etapa de potencia) sobre una fuente de alimentación de DC.

Con la ayuda de esta etapa de potencia, el control de velocidad y de posición del motor de pasos se simplifica; solo se necesita introducir una secuencia de pulsos en ellos para poder operar al motor adecuadamente y llevar un conteo del número de pulsos y de su frecuencia. Esta secuencia lineal de pulsos entra al secuenciador lógico, que los distribuye en un orden adecuado para cada una de las fases que constituyen el motor.

El siguiente diagrama de bloques muestra un sistema de control de lazo abierto para un motor de pasos de 4 fases.

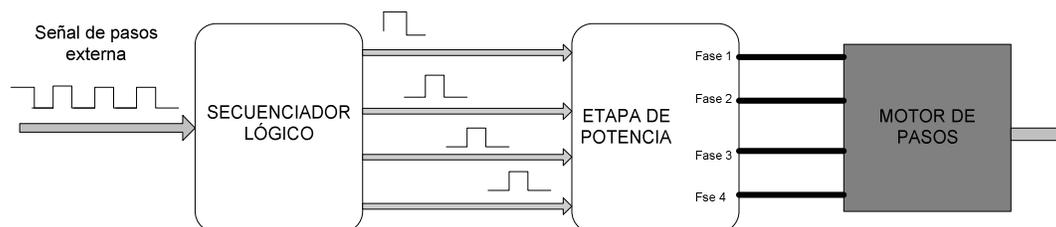


Figura 2.9.- Control en lazo abierto para un motor de pasos.

A pesar de que un sistema de control de lazo abierto en un motor de pasos es económicamente ventajoso en muchos aspectos, no está libre de algunas limitaciones. Por ejemplo, las revoluciones del rotor se vuelven oscilatorias e inestables en ciertos rangos de velocidad, y debido a este comportamiento, la velocidad y la aceleración de un motor de pasos controlado en lazo abierto no pueden ser tan rápidas como un motor de DC controlado con un sistema de retroalimentación (servo motores).

Cuando es imprescindible que un motor de pasos tenga una aplicación en donde se requiere superar estas limitantes, resulta muy efectivo utilizar un sistema de lazo cerrado.



2.4.2 Lazo cerrado

El desempeño de un motor de pasos en lazo abierto está limitado hasta cierto punto. Un motor de pasos en lazo abierto puede fallar al tratar de seguir un tren de pulsos con una frecuencia muy alta o cuando el momento de inercia de la carga es muy grande.

El comportamiento de un motor de pasos puede ser mejorado en gran medida si se emplea un medio de retroalimentación de posición y/o frecuencia para determinar las fases adecuadas a ser conmutadas en los tiempos adecuados; este tipo de control se denomina a lazo cerrado. La siguiente figura muestra la operación de un motor de pasos bajo este tipo de control.

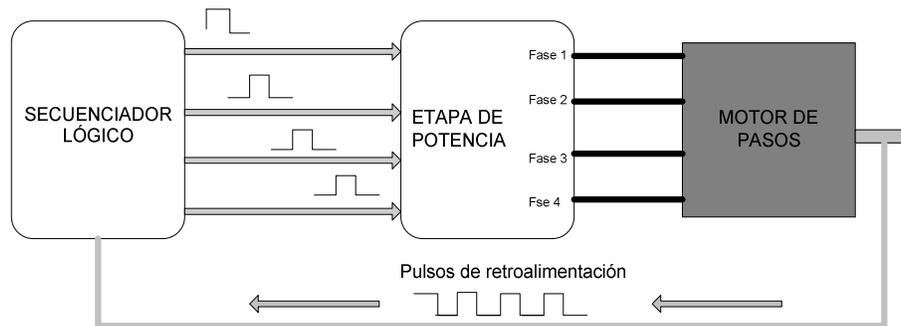


Figura 2.10.- Control en lazo cerrado para un motor de pasos.

En este tipo de control es necesario el empleo de un sensor para la detección de la posición del rotor. En la actualidad, el método más usado para sensar es un codificador óptico acoplado al eje del motor; otro sistema utilizado, aunque más avanzado, es el seguimiento de las ondas senoidales generadas por las corrientes en las bobinas del estator (*sensorless control*).

El control a lazo cerrado presenta ventajas sobre el lazo abierto no solo en que se evita el error por pérdida de pasos, sino que también el movimiento de rotación puede ser más rápido y suave.

2.4.2.1 Concepto de ángulo guía

Suponiendo que el motor de pasos está en funcionamiento o a punto de arrancar, un codificador óptico usado como sensor de retroalimentación detecta la posición del rotor y envía esta información al secuenciador lógico. Entonces el secuenciador lógico determina la fase adecuada a ser encendida a partir de la información recibida.

La relación que existe entre la posición actual del rotor y la fase/fases a ser encendidas se especifica en términos de un valor de ángulo guía. Como ejemplo, se tiene un motor de 3 fases y su secuencia de encendido es:

$$Ph1 \rightarrow Ph2 \rightarrow Ph3 \rightarrow Ph1 \rightarrow \dots$$



utilizando el modo de una fase encendida. $Ph1$ se encuentra en un momento encendida y el rotor se detiene en la posición de equilibrio. En ese momento se enciende $Ph2$ y $Ph1$ se apaga para arrancar el giro del motor. Para este caso, el ángulo guía tiene un valor de 1 paso.

En el preciso momento en el que el codificador óptico detecta que el rotor llegó a una posición de equilibrio $Ph(N)$, el secuenciador lógico, trabajando bajo un ángulo guía de 1 paso, genera la señal para encender la fase $Ph(N+1)$ para continuar con el movimiento.

Un motor de pasos con un sistema de control en lazo cerrado se comporta como un motor de DC sin escobillas, en el que las bobinas adecuadas a ser encendidas son automáticamente seleccionadas por un sensor de posición acoplado al motor. Igual que en un motor de DC, la velocidad de un motor de pasos controlado en lazo cerrado varía con la carga (figura 2.11); mientras más grande sea la carga, menor será la velocidad de rotación.

Numero de pasos

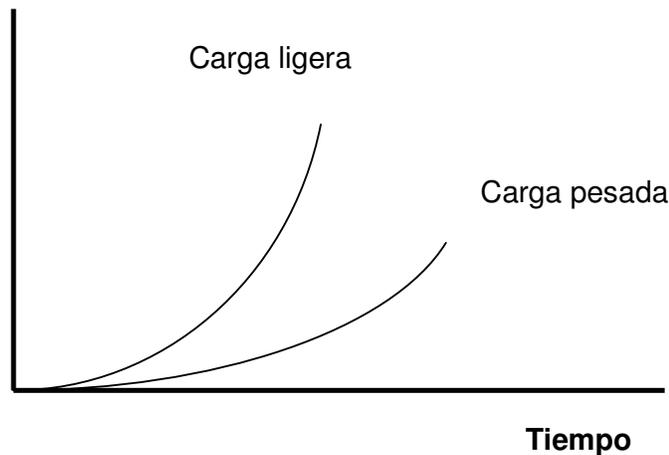


Figura 2.11.- Ejemplo de un movimiento recorrido en un motor de pasos controlado en lazo cerrado con diferentes cargas.

Sin embargo, un ángulo guía de 1 paso no siempre es usado porque no asegura una rotación continua cuando se tiene una carga. La razón es la siguiente; un motor se dirige hacia una posición de equilibrio de una fase encendida y debido a que el torque estático se decrementa a medida que el rotor se acerca a la posición de equilibrio, el motor puede, antes de llegar a la posición de equilibrio, detenerse en una posición en la que el torque estático y la fricción de torque sean iguales y opuestas.

Ahora, debido a que el ángulo guía es de 1 paso, la siguiente fase no se enciende, lo que significa que el motor no va a seguir avanzando. Si la conmutación de encendido se realiza en una posición del rotor antes de llegar a la posición de equilibrio el motor puede continuar en rotación. En este caso se tiene un ángulo guía mayor a 1 paso.

2.3.2.2 Angulo guía y torque estático

Las curvas de Torque Vs Ángulo para un motor de 3 fases pueden ser aproximadas por las curvas senoidales que se muestran en la figura 2.12. Cuando el motor esta girando en modo de una fase encendida con un ángulo guía de 1 paso, el torque estático varía con el tiempo.

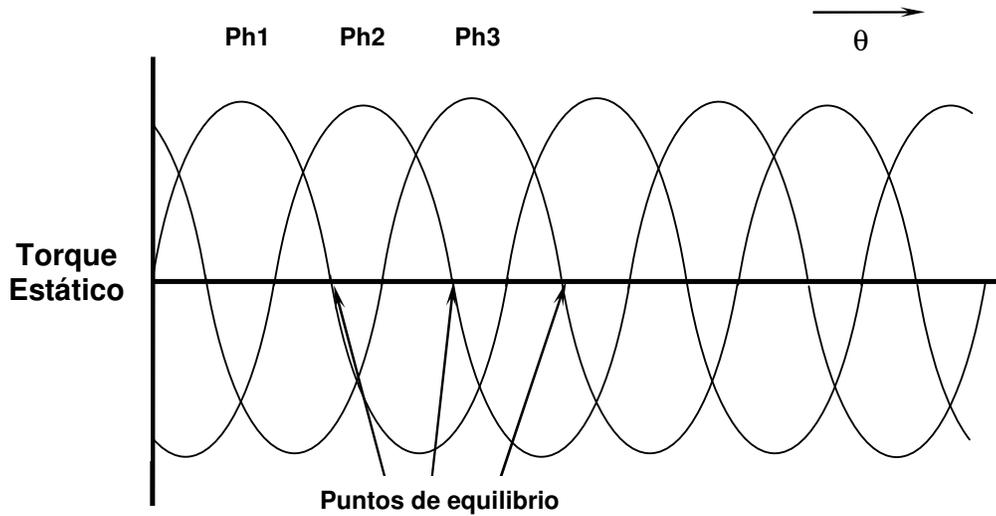


Figura 2.12.- Características generales de la relación entre el ángulo guía y el torque estático en un motor de pasos de 3 fases.

Cuando el rotor alcanza la posición de equilibrio de la fase encendida, en ese momento, esta se apaga para encender la siguiente (figura 2.13).

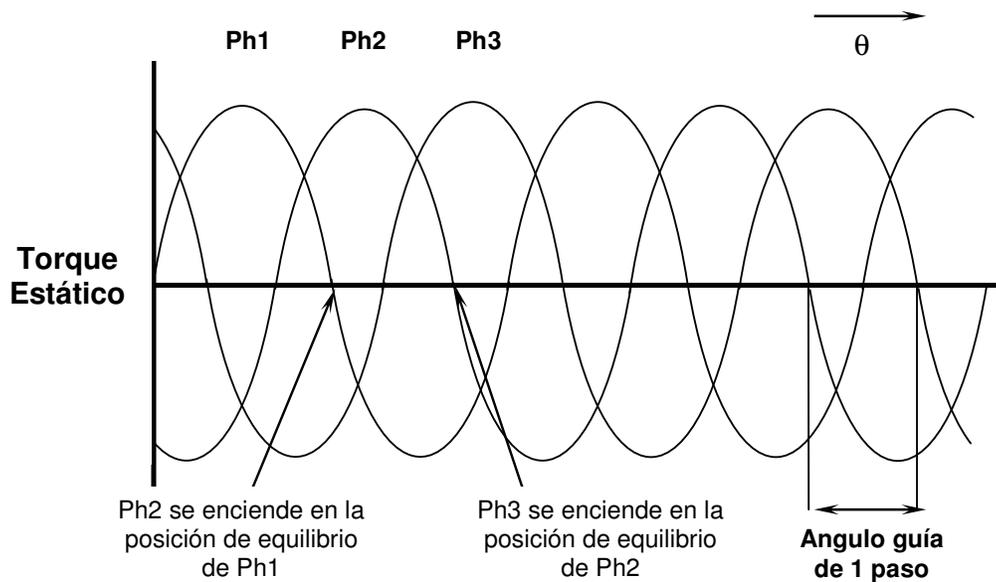


Figura 2.13.- Angulo guía de 1 paso.

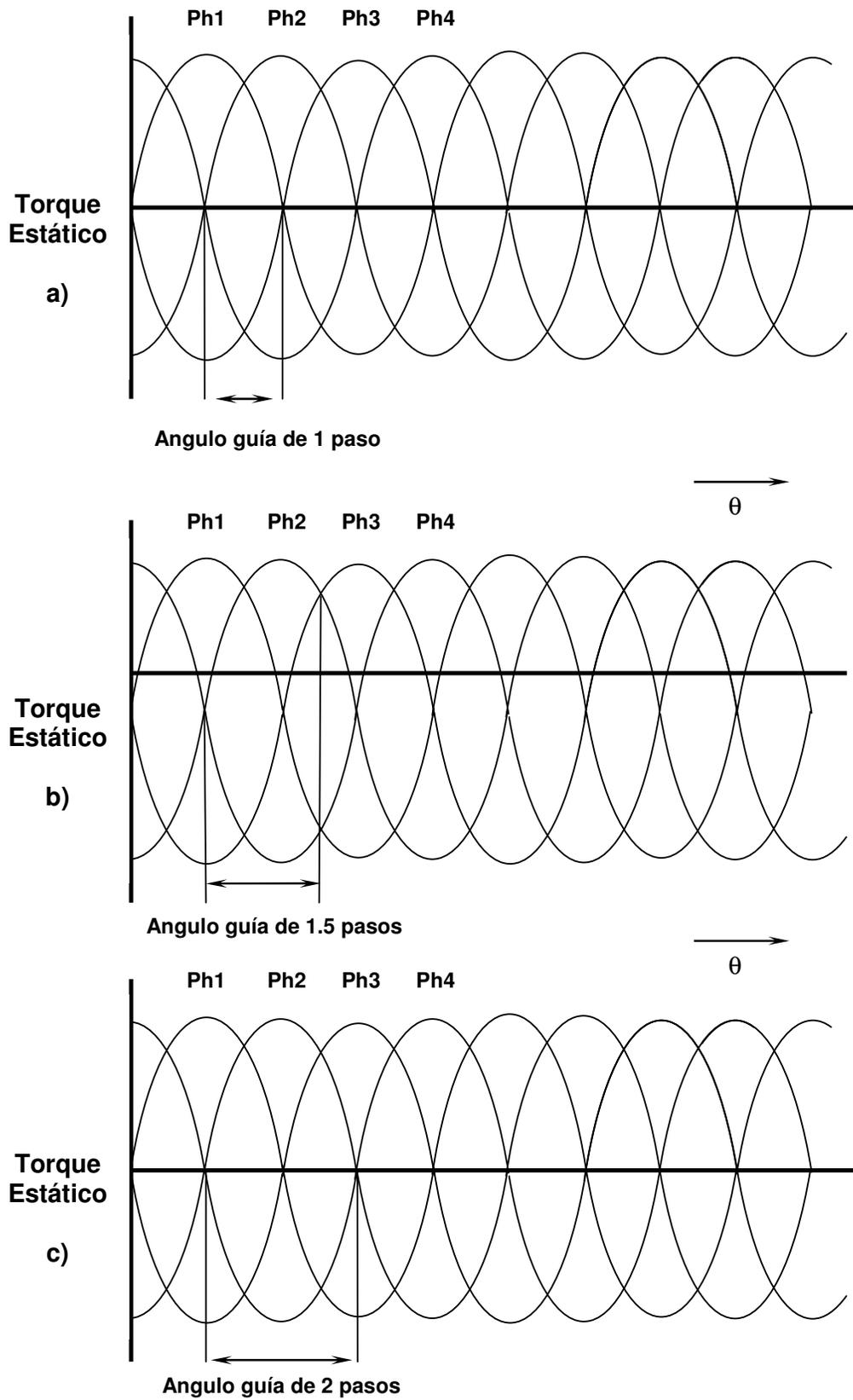


Figura 2.14.- Ángulo guía y el torque estático para un motor de 4 fases.



Las 3 figuras anteriores muestran el caso para un motor de 4 fases, en donde la media de torque se incrementa cuando el ángulo guía es de 1.5 pasos.

2.3.2.3 Ángulos guías grandes para grandes velocidades

Tomando como referencia las curvas de la figura 2.12 se puede observar que la media del torque estático desarrollado en un motor de 3 fases es cero si el ángulo guía es de 2 pasos. Por otra parte, usando como referencia las curvas de la figura 2.14, un motor de 4 fases con un ángulo guía de 2.5 pasos produce igual una media de torque estático de cero. Esto es verdad solo cuando la velocidad de rotación del motor es extremadamente baja. Cuando un motor está en rotación, estos ángulos guías producen una media de torque lo suficientemente grande para mantener al motor a una cierta velocidad o para acelerarlo. Esto es debido a la constante de tiempo eléctrica de las bobinas del estator.

En la aproximación senoidal de las figuras 2.12 y 2.13 se asume que las corrientes en las bobinas llegan a su máximo valor en cuanto se enciende determinada fase. En realidad, existe un tiempo de retraso antes de que la corriente llegue a su máximo valor.

En la figura 2.8 se observa la relación de corriente para 3 velocidades de pasos diferentes. La corriente que fluye por las bobinas, cuando estas se encienden, producen un torque positivo útil para acelerar al motor. Por otro lado, la corriente que circula por las bobinas cuando estas se apagan pueden causar un torque de retardo.

Cuando la frecuencia es baja, el efecto de este torque de retardo es imperceptible, pero a medida que la frecuencia se incrementa, el periodo para un torque positivo se hace comparablemente pequeño y el promedio de torque decrece. Aquí el torque máximo no es muy grande debido a que el ángulo guía esta en un valor de 1 paso.

La media de torque y la velocidad máxima se pueden incrementar si se aumenta el valor de ángulo guía, debido a que el retardo de tiempo en la corriente se desplaza al adelantar el encendido de las bobinas.

2.3.2.4 Modo de dos fases encendidas.

El ángulo guía puede ser aplicado también para un modo de dos fases encendidas. La figura 2.15a muestra las curvas de torque estático como función del ángulo, aproximadas por curvas senoidales, cuando 2 de 3 fases son encendidas en un motor de pasos de 3 fases. Cuando el rotor llega a una posición de equilibrio, con $Ph1$ y $Ph2$ encendidas, $Ph1$ entonces se apaga y $Ph3$ se enciende, bajo un ángulo guía de 1 paso. La figura 2.15b muestra el caso para un ángulo guía de 1.5.



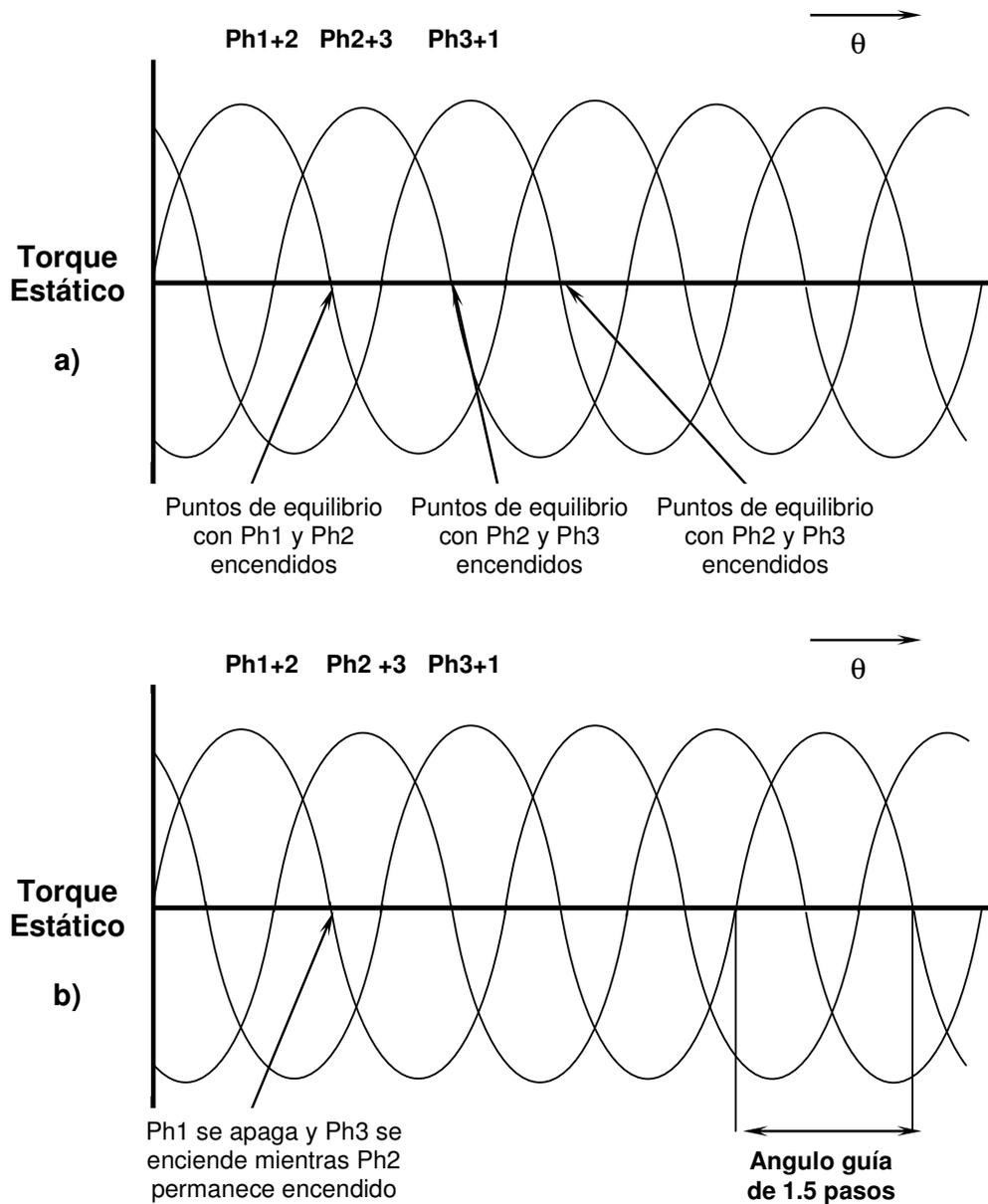


Figura 2.15.- Ángulo guía en modo de 2 fases encendidas para un motor de 3 fases.

En muchas aplicaciones, solo se tiene un límite para valores de ángulos guía. Por ejemplo, sin un codificador tiene una resolución de 200 pulsos por revolución y el número de pasos del motor es de 200, se puede tener un número de ángulos de paso de 0, 1, y 3 pasos. Otra posible elección es de 0.5, 1.5, 2.5 y 3.5.

Escoger una posibilidad o otra depende del acoplamiento del sensor de retroalimentación y si se utiliza una fase o 2 fases de encendido. Sin embargo, para ambos casos se pueden usar 8 valores diferentes de ángulo guía.



Una de las posibles relaciones entre la señal del codificador óptico y la posición de equilibrio para un modo de una fase encendida se muestra en la figura 2.16.

El codificador óptico está acoplado al rotor de tal manera que la posición de equilibrio ocurra en el centro de los pulsos generados por el codificador A. La señal B se encuentra desfasada 90° comparada con la señal A y se utiliza para generar la señal de reloj que es usada como señal de conmutación.

Se utilizan también 2 generadores de reloj, CG1 y CG2. CG1 dispara pulsos lógicos cuando la señal B se decrementa dentro del intervalo de del nivel lógico alto de la señal A. CG2 dispara pulsos lógicos cuando se incrementa la señal B dentro del intervalo del nivel lógico bajo de la señal A. Esto es, CG1 genera una señal de reloj para un sentido de giro y CG2 para el otro sentido. Las posiciones del rotor en las que se generan esto pulsos de reloj generados son los puntos de conmutación (*Switch*).

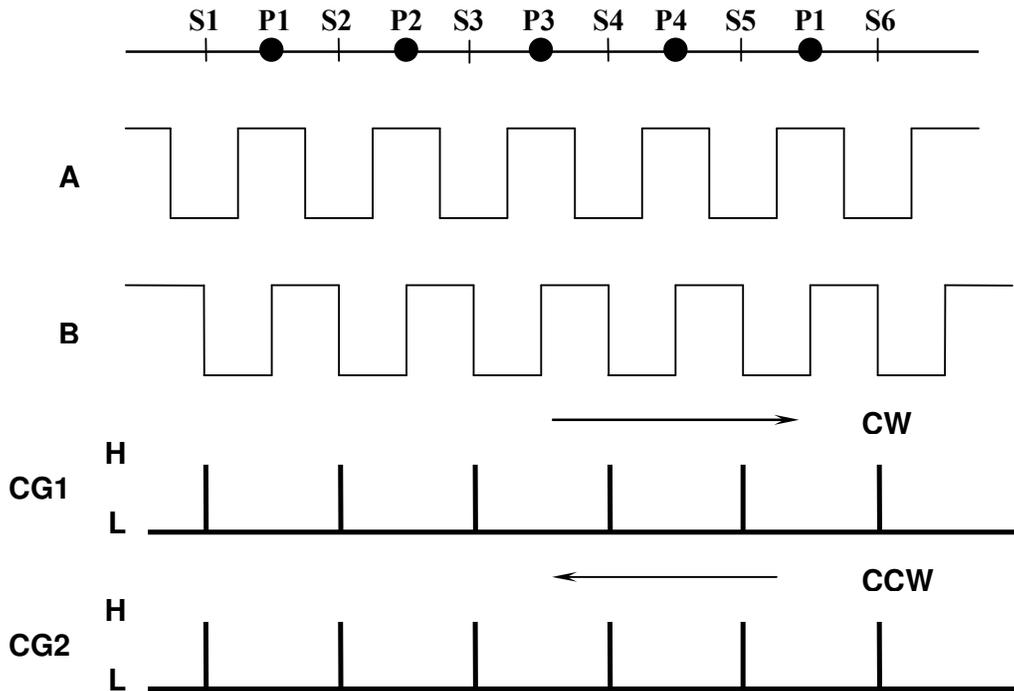


Figura 2.16. Relación entre la salida del codificador óptico y las posiciones de equilibrio para el modo de una fase encendida. P son las posiciones de equilibrio y S son los puntos de conmutación.

Una relación entre los posibles ángulos guías, la posición de equilibrio para el modo de una fase encendida, y las fases a ser excitadas se da en la tabla 2.1 para los 2 sentidos que puede tomar el rotor.



CW		S1	S2	S3	S4	S5	S6
Angulo Guía		P1	P2	P3	P4		P1
1	0.00	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4		4, 1
2	0.50	1	2	3	4		1
3	1.00	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1		1,
4	1.50	2	3	4	1		2
5	2.00	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2		2, 3
6	2.50	3	4	1	2		3
7	3.00	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3		3, 4
8	3.50	4	1	2	3		4

CCW		S1	S2	S3	S4	S5	S6
Angulo Guía		P1	P2	P3	P4		P1
1	0.00	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1		1, 2
2	0.50	2	3	4	1		2
3	1.00	2, 3	3, 4	4, 1	1,		2, 3
4	1.50	3	4	1	2		3
5	2.00	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3		3, 4
6	2.50	4	1	2	3		4
7	3.00	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4		4, 1
8	3.50	1	2	3	4		1

Tabla 2.1.- Relación de ángulos guía, posición de equilibrio y fases a ser encendidas en un motor de pasos de 4 fases bajo un arreglo de conmutación en modo de dos fases encendidas.

Si se toma como ejemplo un ángulo guía de 1.5 pasos (tabla 2.1, primer renglón), cuando el rotor cruza el punto de conmutación *S2*, *Ph2* se apaga y *Ph3* se enciende. La distancia del punto *S2* a la siguiente posición de equilibrio para *Ph3* encendida es 1.5 pasos.

Si *Ph4* se enciende en *S2*, el ángulo guía es 2.5 pasos (tabla 2.1, sexto renglón). Sin embargo, el modo de una fase encendida solo cubre valores de ángulo guía de 0.5, 1.5, 2.5, y 3.5 pasos.

Si *Ph2* y *Ph3* son encendidos en *S2* en un sentido (tabla 2.1, tercer renglón), el ángulo guía es de 1 paso, debido a que la siguiente posición de equilibrio donde *Ph2* y *Ph3* están encendidas está en el punto *S3*, que esta a un paso de *S2*. El modo de excitación de dos fases encendidas cubre valores de ángulo guía de 0, 1, 2 y 3 pasos.

En la tabla 2.1, los puntos de conmutación ocurren en la posición de equilibrio del modo de dos fases encendidas. Si el codificador se acopla de tal manera que los puntos de conmutación ocurran en las posiciones de equilibrio del modo de una fase encendida, se tienen las relaciones entre el ángulo guía y las fases a encender que se muestran en la tabla 2.2.



CW		S2 S3 S4 S5 S6									
Angulo Guía	P4	P ₄₁	P1	P ₁₂	P2	P ₂₃	P3	P ₃₄	P4	P ₄₁	P1
1	0.00	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1
2	0.50	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2
3	1.00	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2
4	1.50	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3
5	2.00	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3
6	2.50	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4
7	3.00	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
8	3.50	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1

CCW		S2 S3 S4 S5 S6									
Angulo Guía	P4	P ₄₁	P1	P ₁₂	P2	P ₂₃	P3	P ₃₄	P4	P ₄₁	P1
1	0.00	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2
2	0.50	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3
3	1.00	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3
4	1.50	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4
5	2.00	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
6	2.50	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1
7	3.00	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1
8	3.50	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2	2, 3	3, 4	4, 1	1, 2

Tabla 2.2.- Relación de ángulos guía, posición de equilibrio y fases a ser encendidas en un motor de pasos de 4 fases bajo un arreglo de conmutación en modo de una fase encendida.

2.3.2.5 Ángulo guía de encendido y de aceleración

Cuando un sistema esta diseñado para que la posición del rotor en un punto intermedio se encuentre entre 2 puntos sucesivos de conmutación, el ángulo guía para el arranque o el frenado es menor que el ángulo guía de rotación en 0.5 pasos. Esto ocurre, por ejemplo, en la tabla 2.2, cuando la posición final esta dada en modo de una fase encendida.

Para posicionar el rotor en *P1*, solo *Ph1* debe ser encendida, y de la misma manera, *Ph2* debe ser encendida para posicionar al rotor en *P2* (tabla 2.1, segundo renglón). Cuando el motor esta frenando en este modo, el ángulo guía es de 0 pasos. Pero si el motor se encuentra en rotación, el ángulo guía es 0.5 pasos.

Suponiendo que el motor inicialmente esta en *P1* con *Ph1* encendida, el motor arranca con un ángulo guía de valor de 2 pasos. Ahora las fases encendidas son *Ph2* y *Ph3*, y la posición de equilibrio es *S3*, a 1.5 pasos de *P1*; el ángulo guía de arranque es entonces menor a 2 pasos por 0.5 pasos.



Esta diferencia de ángulos guías entre el arranque y la rotación tiene la ventaja de que un motor de pasos de 4 fases puede arrancar en una dirección deseada con un ángulo guía de 2 pasos. Esto es importante porque si se establece un ángulo guía de 2 pasos en el arranque, el sentido de rotación es arbitrario. Cuando un motor bajo frenado es acelerado, el ángulo guía debe ser mas grande que 1 paso. Para desacelerar el rotor, el ángulo guía debe estar en un valor de 0 pasos, o a algún valor pequeño positivo o negativo.

El estudio de este criterio de control de lazo cerrado se puede utilizar para generar parámetros necesarios para la propuesta de Control Adaptivo del capítulo 4, en donde se necesita la mayor cantidad de información del estado de funcionamiento del motor disponible (posición, velocidad, etc.).



Capítulo 3

Construcción de un motor de pasos de alta potencia

En el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica (LMM) actualmente se trabaja en el desarrollo de actuadores altamente eficientes basados en 3 tecnologías diferentes: electrónica, hidráulica y neumática. Cada una de estas 3 tecnologías presenta algunas ventajas particulares sobre las otras, así como respectivas desventajas.

Bajo su tradicional operación a lazo abierto, los motores de pasos son el medio más simple y económico para control de posición y movimiento en diferentes aplicaciones; por otra parte, esta tecnología de movimiento presenta la gran ventaja sobre las demás en su fácil integración con sistemas de control basados en electrónica e informática debido a su principio de funcionamiento.

Sin embargo, los motores de pasos presentan como desventajas principales una baja eficiencia de potencia, deficiente operación a altas velocidades, y se pueden presentar problemas de resonancia en algunas frecuencias de operación [20].

En este trabajo se propone la implementación de un motor de pasos de alta potencia, utilizando un arreglo tipo sándwich [12], en el cual el rotor se encuentra insertado entre las bobinas del estator, como se muestra en la siguiente figura:

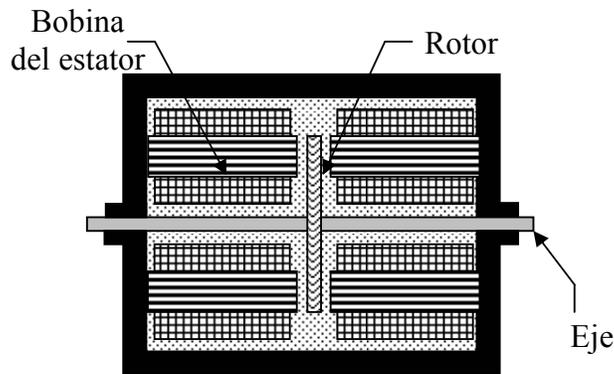


Figura 3.1.- Esquema del arreglo de motor tipo sándwich.

La principal ventaja de este arreglo está en que los polos magnéticos de los imanes del rotor pasan entre 2 núcleos electromagnéticos opuestos, lo que da lugar a una disipación del campo magnético relativamente pequeña respecto al área de los imanes, permitiendo así obtener un mayor desempeño de torque y,

como consecuencia, una potencia más elevada (mayor torque por unidad de volumen del rotor) [14].

Usando este modelo, en el LMM se han implementado diferentes motores de pasos para diferentes aplicaciones; algunos de estos se muestran en la figura 3.2.

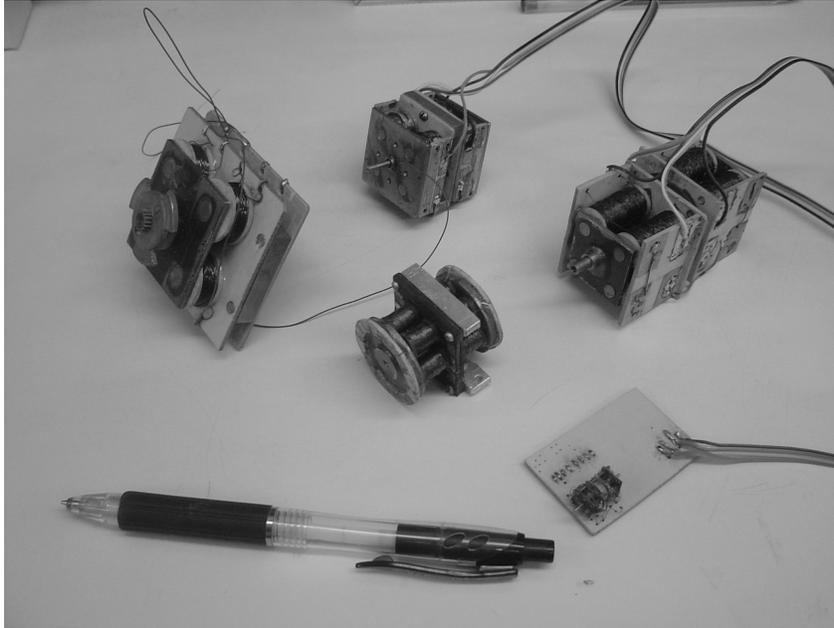


Figura 3.2.- Diferentes motores de pasos implementados en el LMM del CCADET para diferentes aplicaciones utilizando la estructura de sándwich.

El objetivo de desarrollar este tipo de actuadores, como ya se ha mencionado, es escalar las dimensiones de un motor de pasos lo suficientemente eficiente para poder ser utilizado en diferentes diseños de dispositivos micromecánicos.

La propuesta consiste en implementar un motor de pasos de imán permanente, en lugar de uno de reluctancia variable, porque estos resultan más económicos y sobre todo más fáciles de construir; este motor contiene una estructura con un arreglo de un estator segmentado en 2 partes con 4 bobinas cada uno, y 6 imanes permanentes que alternan su polaridad para formar el rotor; se tiene entonces en términos generales:

- Un motor de pasos bipolar de 2 fases
- Un ángulo de paso de 30 grados
- 12 pasos por revolución del rotor

También se propone no utilizar sistemas de rodamiento auxiliares en el diseño, como podrían ser valeros acoplados a la flecha del motor para una mejor rotación de este, esto es con el propósito de facilitar la implementación de los primeros micromotores.

3.1 DISEÑO DEL ROTOR

Para aumentar la potencia de un motor de pasos es necesario incrementar la densidad de torque de este (torque por unidad de volumen) [20]; existen diferentes formas para esto; aumentar el número de polos magnéticos (figura 3.3) o dientes en el rotor, incrementar la proporción del diámetro del rotor (figura 3.4), el uso de mejores materiales magnéticos, así como realizar mejores procesos de diseño en la estructura del motor.

En un principio será difícil el construir micromotores con una gran cantidad de polos magnéticos o dientes, debido a que no se cuenta con el equipo especializado para lograr tales maquinados. Los primeros micromotores deben ser construidos con un número pequeño de polos magnéticos para su fácil implementación, por lo que la primera sugerencia no es muy práctica.

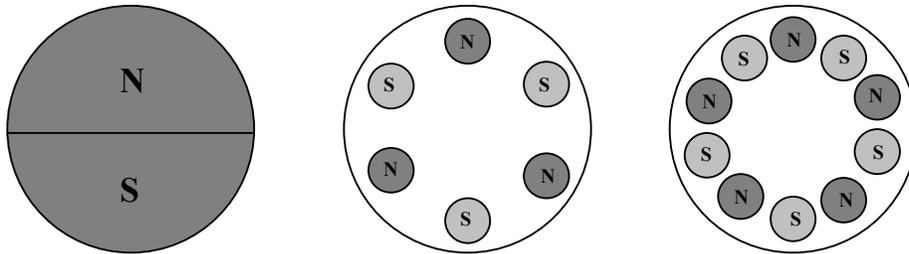


Figura 3.3.- Incremento en los polos magnéticos en el rotor.

La segunda sugerencia resulta también un poco práctica, debido a que la intención es construir motores más pequeños, y no aumentar el cuerpo del rotor.

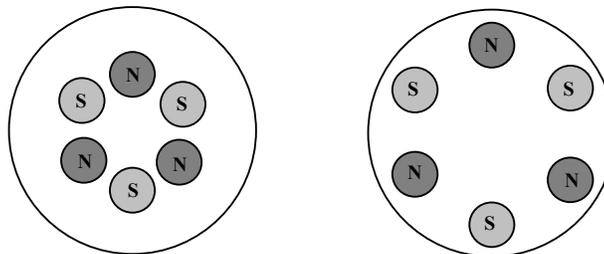


Figura 3.4.- Incremento del diámetro del cuerpo del rotor.

Otro problema consiste en el uso de imanes permanentes. En el mercado nacional es relativamente sencillo encontrar imanes de Neodimio; otro tipo de material magnético es un poco más complicado de conseguir y, como en muchos casos, el costo de estos resulta más elevado.

Una de las soluciones que se proponen consiste en decrementar la separación entre los imanes permanentes que forman al rotor al mínimo; esto reduce la disipación del campo magnético y para obtener un mejor arreglo en el rotor, a los imanes se les da una geometría para formar un anillo magnético con 3 dipolos magnéticos (figura 3.5c).

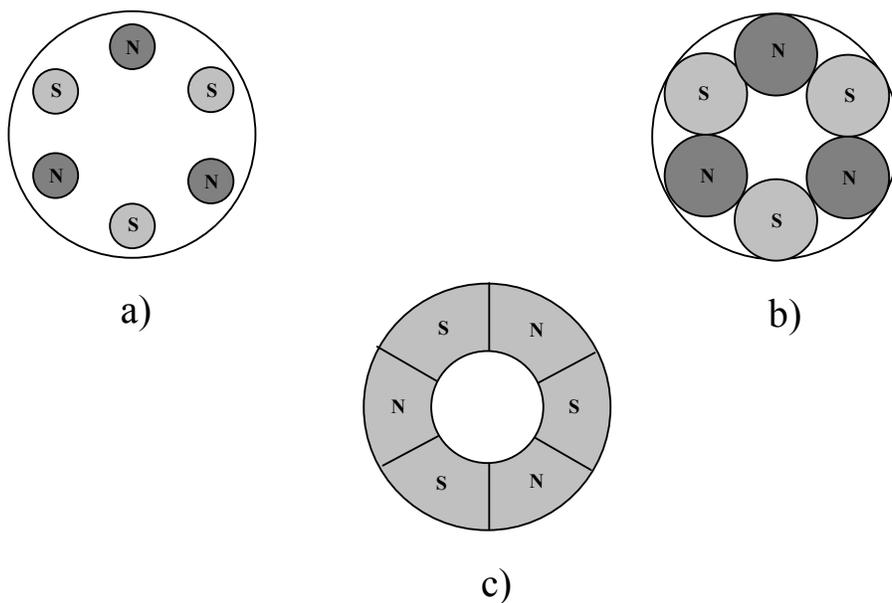


Figura 3.5.- Reducción de la separación entre los polos magnéticos del rotor.

Cuando se tienen los imanes en la forma de la figura 3.5c, estos se acoplan a una flecha para dar lugar a la construcción del rotor, como se muestra en la siguiente figura.

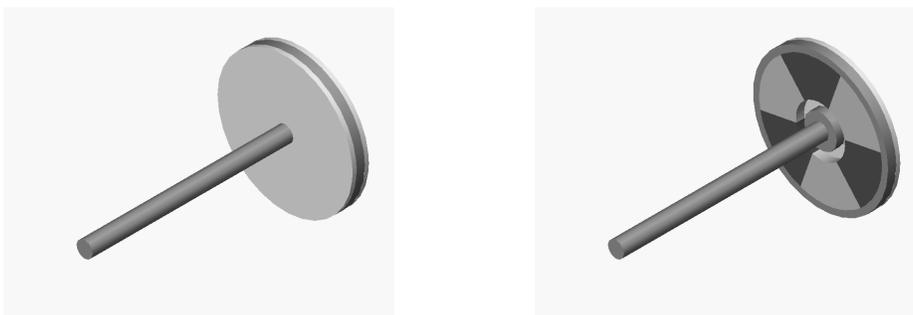


Figura 3.6. Rotor propuesto para los motores de pasos.

3.2 DISEÑO DEL ESTATOR

El estator propuesto para este motor de pasos está constituido por 8 bobinas divididas en 2 segmentos, con un esquema de conexión (figura 3.7) que permite operar al actuador como un motor de de pasos bipolar de 2 fases. El siguiente diagrama muestra las conexiones entre cada una de las bobinas:

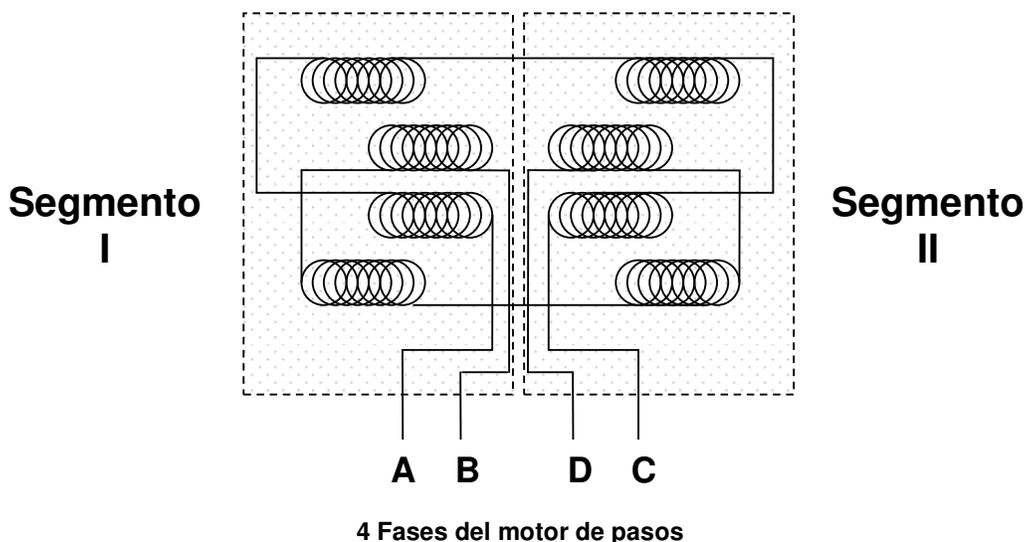


Figura 3.7.- Diagrama de conexión para las 8 bobinas del estator.

De acuerdo al diagrama anterior, Cada una de las fases esta compuesta por 4 bobinas conectadas en serie. Se puede observar que la fase A y la fase C contienen los mismos elementos, pero, debido a que se tiene un arreglo tipo motor bimodal de 2 fases, la corriente que circula en una será en sentido opuesto a la otra; lo mismo sucede con las fases B y D.

La conmutación entre las fases da lugar al giro del rotor mientras se mantenga un orden predeterminado.

Para que el motor funcione en un sentido es necesario seguir la secuencia de fases A – B – C – D (una fase encendida) o AB – BC – CD – DA (dos fases encendidas); de igual manera, si se desea hacer girar el rotor en sentido opuesto se utiliza la secuencia D – C – B – A o DC – CB – BA – AD.

La idea de usar un estator dividido en 2 segmentos es utilizar todo el circuito magnético generado por la corriente que circula por las bobinas; cada polo magnético del rotor se encontrará con 2 polos magnéticos opuestos del estator, lo que generará una mayor atracción, que a su vez da lugar a un mejor torque. La siguiente figura muestra como se forma el campo magnético del estator en cada una de las fases encendidas.



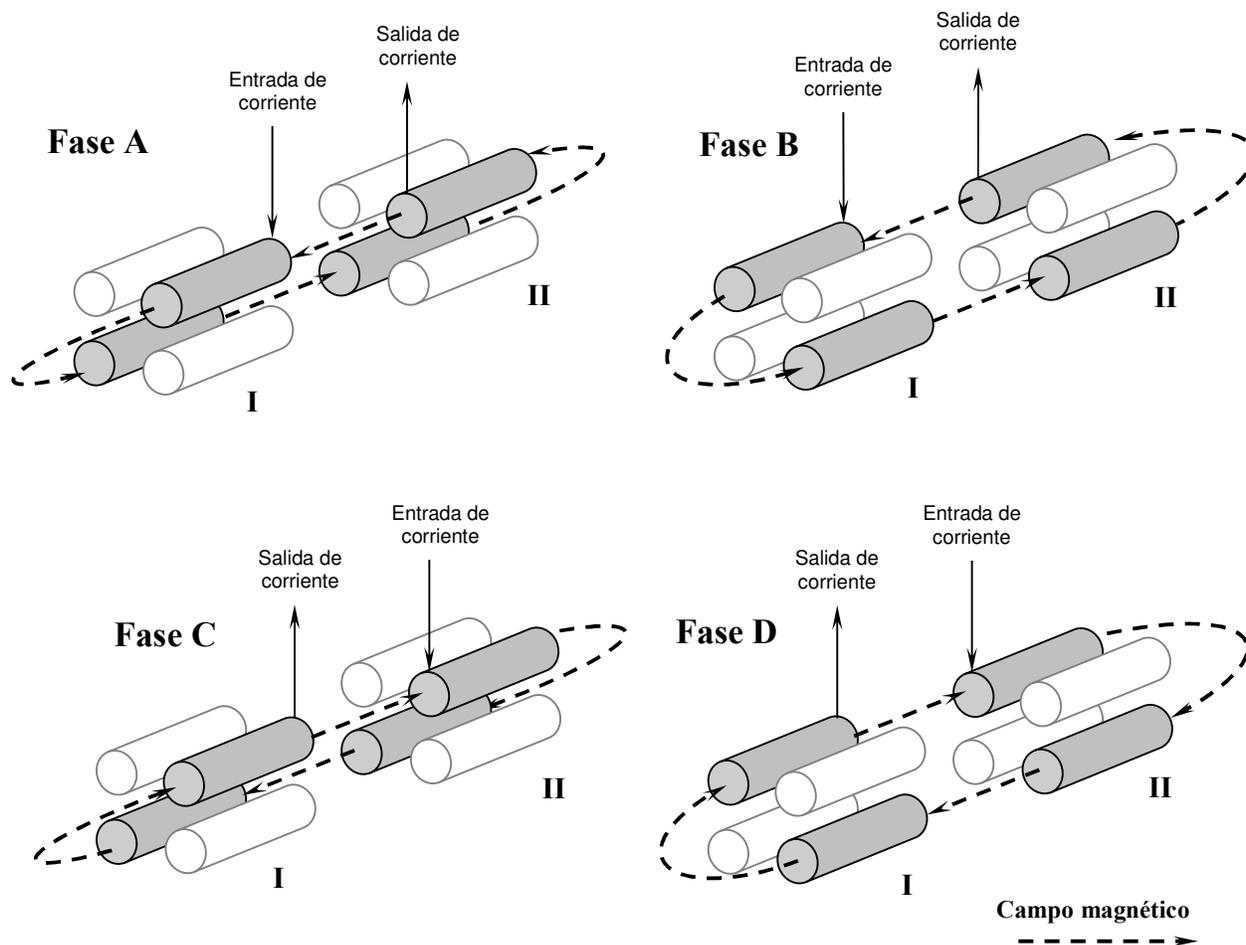


Figura 3.8.- Distribución de campo magnético para cada una de las fases del motor, de acuerdo al diagrama de conexión de las bobinas establecido.

Por último, tomando en cuenta la propuesta de la geometría de los imanes permanentes del rotor, se propone también acoplar las bobinas a un perfil de acero dulce con la misma geometría, de tal manera que se pueda aprovechar eficientemente el campo magnético tanto de los imanes del rotor como el generado por las bobinas. Haciendo esto, se tiene entonces un perfil de cada uno de los segmentos del estator como se muestra en las siguientes figuras.

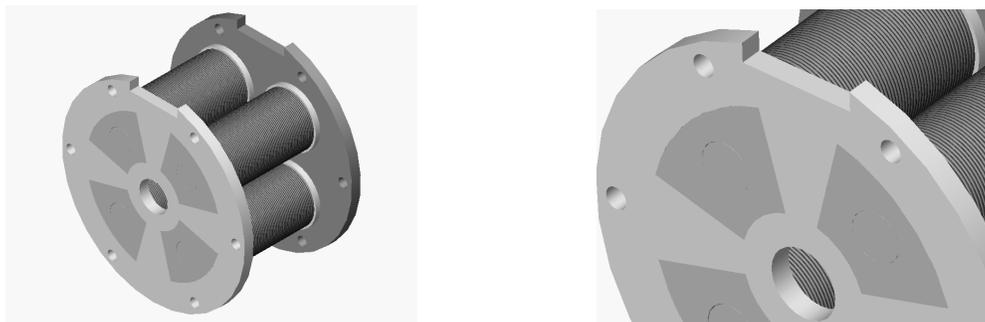


Figura 3.9.- Perfil de uno de los segmentos del estator propuesto.

3.3 PROTOTIPOS

3.3.1 Implementación de los motores de pasos propuestos

Para determinar el comportamiento de la propuesta, se implementaron 2 modelos diferentes utilizando el mismo arreglo descrito anteriormente. Se plantea la posibilidad, como ya se mencionó, de no utilizar sistemas auxiliares de rodamiento en los ejes de los motores porque, como se ha venido mencionando, al escalar las dimensiones de los componentes mecánicos resulta más complicado maquirarlos si no se cuenta con el equipo adecuado. Ambos prototipos difieren en características eléctricas de sus bobinas y en dimensiones mecánicas, lo que permite observar los diferentes comportamientos al exponerlos bajo pruebas de estudio. Se nombró a los modelos implementados de los motores de pasos PLM y EK, y se muestran en las siguientes figuras:

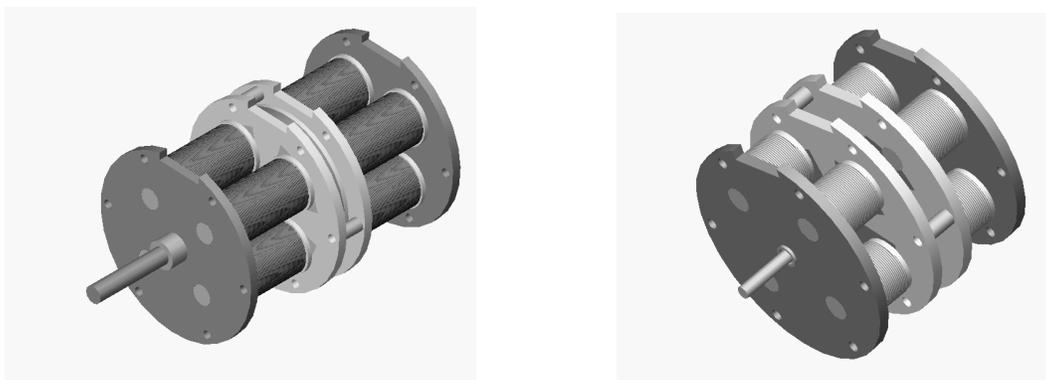


Figura 3.9.- Motores implementados. a) Motor PLM. b) Motor EK

De estos 2 modelos se implementaron a su vez 2 prototipos de cada uno; el primero fue construido totalmente a mano, y para la construcción del segundo, se maquilaron algunas piezas de ensamble utilizando máquinas de control numérico (CNC). En la siguiente figura se puede observar los prototipos implementados.

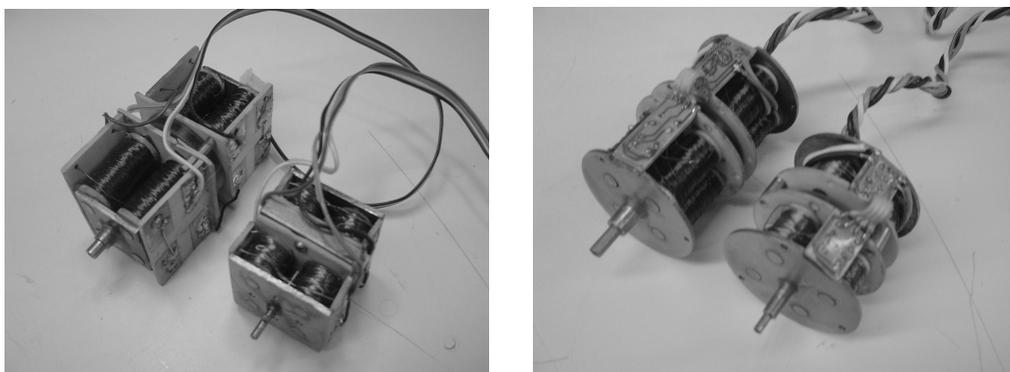


Figura 3.10.- Motores PLM y EK implementados. a) Primeros prototipos implementados a mano. b) Prototipos implementados utilizando máquinas CNC.

Para construir el rotor de cada motor, se utilizaron imanes de Neodimio (NdFeB); estos imanes son relativamente fáciles de conseguir y su costo es muy bajo, además que presentan un campo magnético bastante aceptable y uniforme. Se trabajaron de tal manera que fuera posible realizar la estructura de la figura 3.6c. La siguiente figura muestra el maquilado obtenido de los imanes para los rotores y el rotor implementado.

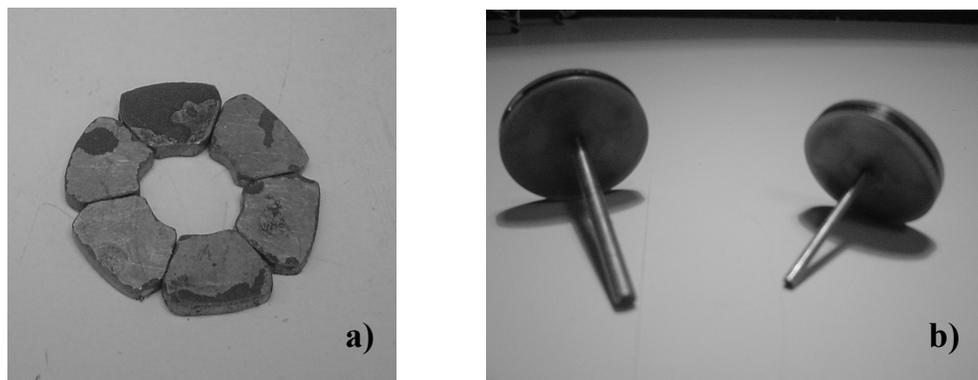


Figura 3.11.- Imanes permanentes que forman los polos magnéticos del rotor.

Es necesario tener cuidado al intentar cambiar la geometría los imanes de Neodimio, sobre todo cuando se utiliza para ello un esmeril o una lima, debido a que estos imanes tienden a perder sus características magnéticas cuando están sujetos a sobrecalentamiento (Temperatura de Curie = 320°C).

Las bobinas del estator están construidas con alambre magneto de cobre (bajo el estándar AWG) y núcleo de acero dulce. Como ya se comentó, los 2 modelos de motores tienen diferentes características eléctricas en las bobinas.

El motor PLM usa un calibre mas delgado de alambre y por otra parte, la longitud de las bobinas del motor EK es mas pequeña. Esto da como resultado que la resistencia y la inductancia en cada uno de los modelos sea considerablemente diferente. La siguiente tabla muestra las características de las bobinas para cada uno de los modelos.

	Motor PLM	Motor EK
Alambre magneto	AWG28 (0.320mm)	AWG26 (0.404mm)
Vueltas por bobina	500	180
Resistencia por bobina	5.6 Ohms	1.8 Ohms
Inductancia por bobina	0.84×10^{-3} H	0.28×10^{-3} H
Resistencia de fase	22.4 Ohms	7.2 Ohms
Inductancia de fase	3.36×10^{-3} H	1.12×10^{-3} H

Tabla 3.1.- Parámetros de las bobinas en el estator de los 2 motores implementados.

La tabla 3.2 muestra las características principales de los 2 motores implementados una vez que estos han sido armados.

	Motor PLM	Motor EK
Dimensiones	60x30x35 mm (aprox)	33x30x30 mm (aprox)
Diámetro del rotor	30.6 mm	22 mm
Tamaño estándar NEMA	13	13
Número de pasos de motor	12	12
Resolución por paso de motor	30°	30°
Momento de inercia de rotor	8.9×10^{-6} Kg m ²	2.66×10^{-6} Kg m ²
Peso total	200 gr	110 gr

Tabla 3.2.- Características físicas de los motores.

Con los datos de la tabla 3.1 podemos obtener las curvas de corriente para cada fase usando las ecuaciones 2.9 y 2.10, con lo que se puede estimar la respuesta de velocidad para cada uno de los motores. Las graficas de estos cálculos se muestran en las siguientes figuras.

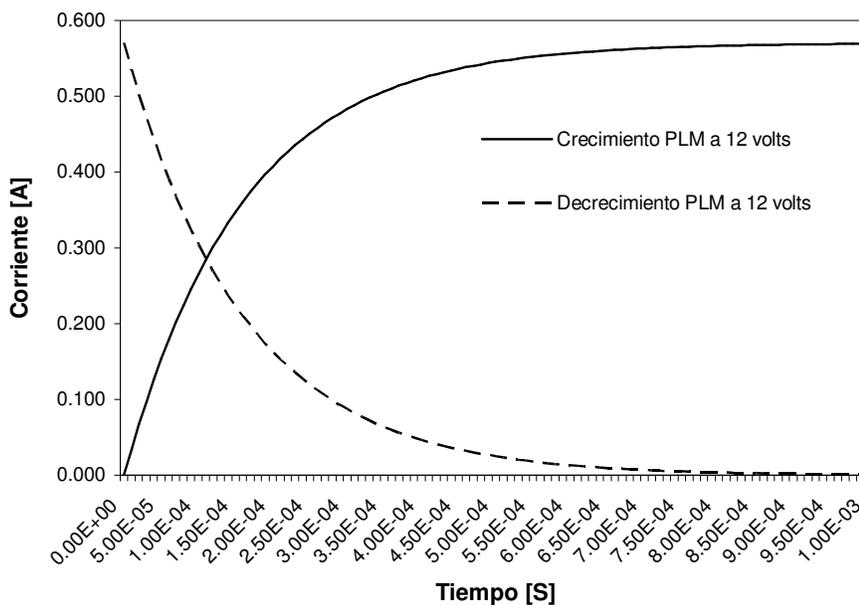


Figura 3.12.- curva de corriente del motor PLM con voltaje de entrada de 12 V.

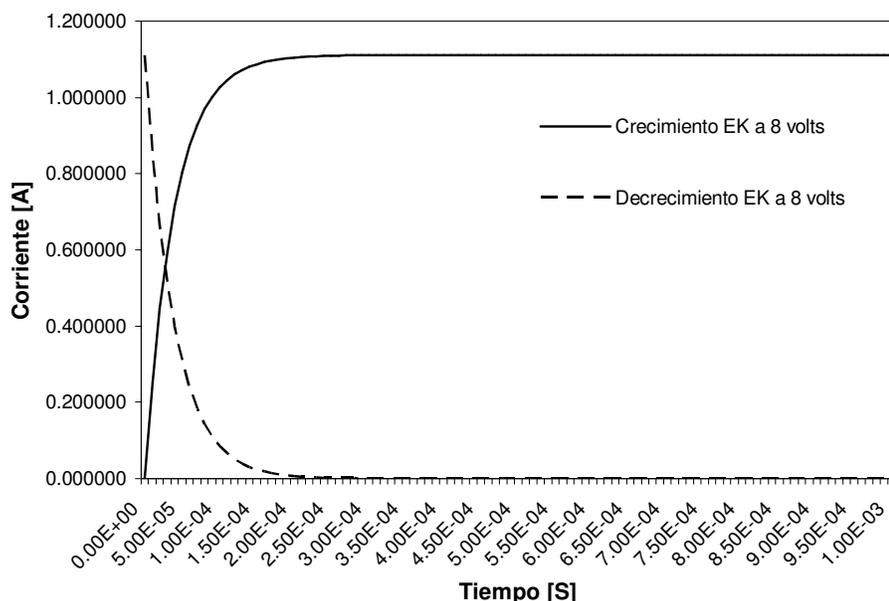


Figura 3.13.- curva de corriente del motor EK con voltaje de entrada de 8 V.

Observando las graficas anteriores se puede deducir que el motor EK responde más rápido a la entrada de corriente que el motor PLM; esto significa que se puede llegar a velocidades más altas sin perder sincronía con la conmutación de pulsos de entrada en cada una de las fases.

3.3.2 Electrónica de control

Para la etapa de potencia se implementó un arreglo electrónico usando 2 circuitos electrónicos que se utilizan comúnmente para el control de motores de pasos.

Esta etapa esta dividida en 2 partes, un secuenciador lógico, el cual separa las señales de un tren de pulsos de reloj en las diferentes fases para controlar al motor, y una parte de potencia que convierte las señales de control del secuenciador lógico en señales de potencia (Anexo 1).

El circuito integrado L297 actúa como secuenciador lógico; genera 4 señales fases de control, además de presentar líneas de control para controlar el sentido y el modo de control (*half/full drive*). Estas señales entran al circuito integrado L298N, el cual esta diseñado para convertir señales TTL en señales de potencia.

3.3.3 Implementación de los circuitos electrónicos

Existen diferentes técnicas para implementar prototipos electrónicos. Aquí se propone una técnica para poder hacer esto de manera rápida, sin necesidad de utilizar químicos que pueden ser un riesgo y que aumentan el costo de la producción.



La implementación de la etapa de potencia para los motores de pasos de este trabajo se realizó con 2 técnicas diferentes; una es usando un sistema de circuito impreso convencional (PCB, *printed circuit board*), y la otra es con tecnología de circuito tejido (WCB, *wired circuit board*) [21], propuesta por el LMM del CCADET como una alternativa rápida y de bajo costo para el desarrollo de prototipos electrónicos.

El objetivo de utilizar este método es la rapidez con que se puede implementar un circuito electrónico con una alta densidad de componentes usando tecnología de montaje superficial (SMT, *surface mount technology*), sin necesidad de utilizar equipo especial.

Esta técnica consiste en un arreglo “tejido” de alambre de cobre entre los nodos que constituye las conexiones para los componentes electrónicos del circuito (ver figura 3.14).

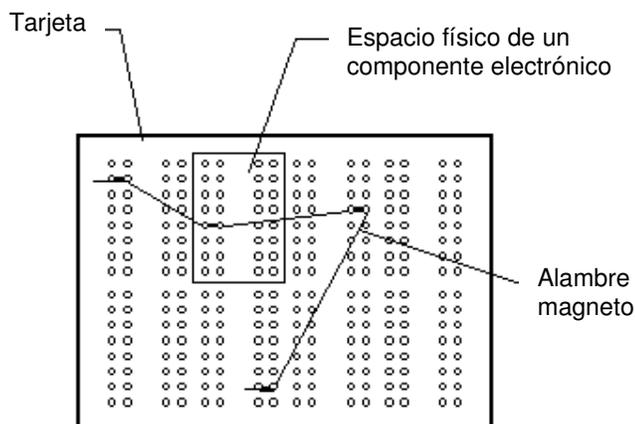


Figura 3.14.- Representación del tejido de una tarjeta WCB.

Para tejer las uniones entre los diferentes nodos se usa alambre magneto y es suficiente un solo segmento para unir a todos los nodos comunes del circuito. El calibre del alambre magneto puede variar según las necesidades de potencia del circuito.

Para tejer el alambre magneto sobre la tarjeta es necesario tener 2 perforaciones por cada pin de los componentes a soldar, y hacer pasar el alambre magneto entre ellos (figura 3.15), lo que representa un punto tejido.

Es recomendable utilizar algún adhesivo que penetre en las perforaciones de la tarjeta para darle mayor rigidez al tejido y prevenir fracturas en algún punto. Antes de soldar los componentes se debe retirar el aislante del cable magneto con la ayuda de algún cortador sobre los puntos tejidos para garantizar un soldado eficiente (figura 3.16).

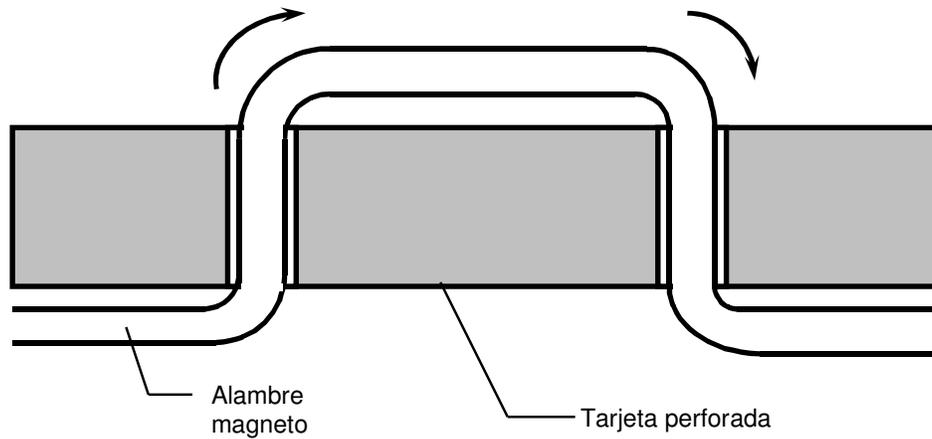


Figura 3.15.- Vista transversal de la tarjeta perforada con tejido de alambre magneto.

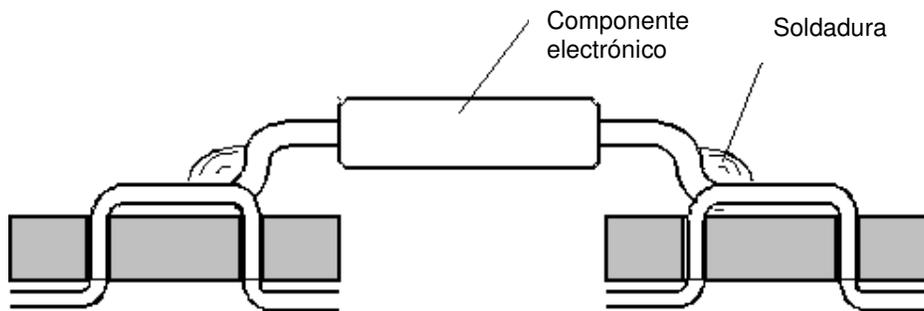


Figura 3.16.- Montaje de un componente electrónico sobre los puntos de la tarjeta tejida.

En la siguiente figura se puede observar 2 circuitos implementados para la etapa de potencia de los motores de pasos usando las 2 tecnologías mencionadas.

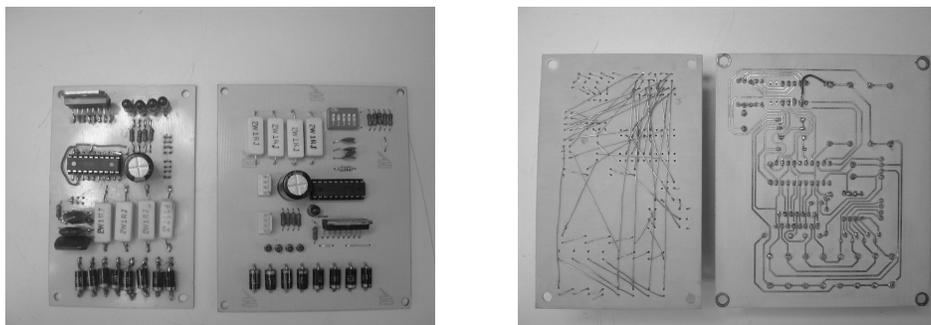


Figura 3.17. Circuitos electrónicos implementados usando tecnología tejida y de circuito impreso.

Una de las principales diferencias entre este tipo de tecnología de implementación es la densidad de componentes. Cuando se desarrollan sistemas PCB es muy importante tener en cuenta el arreglo de los componentes, porque de esto depende un eficiente diseño de las pistas.

Por otro lado, el arreglo de componentes en un sistema WCB es relativamente arbitrario, esto es, no importa donde se pongan los componentes porque el tejido permite la unión de los nodos comunes independientemente de las demás conexiones.

Cuando se diseña un sistema PCB, mucho del tiempo se toma en realizar el dibujo de las pistas y el arreglo de componentes, sobre todo cuando se utilizan circuitos impresos en el arreglo. En cambio, para un sistema WCB esto resulta menos complicado; solo basta con tener en cuenta las conexiones del esquema electrónico para llevar un orden adecuado del tejido.

La siguiente tabla considera de manera general los pasos a seguir para la implementación de un circuito electrónico usando las 2 tecnologías mencionadas.

	Sistema PCB	Sistema WCB
1	Arreglo de componentes	Arreglo de componentes
2	Dibujo de pistas en computadora	Impresión de referencia de componentes sobre tarjeta
3	Revelado de positivos y negativos (Fotomecánica)	Perforado de tarjeta (2 perforaciones por cada pin)
4	Revelado de bastidores para serigrafía	Tejido de pistas sobre tarjeta
5	Proyección de mascara sobre tarjeta	Retiro de aislante de alambre magenta
6	Ataque químico sobre lamina fenolica	Soldado de componentes
7	Retiro de mascara sobre tarjeta	
8	Perforación de tarjeta	
9	Soldado de componentes	

Tabla 3.3.- Pasos para desarrollo de circuitos electrónicos usando tecnología PCB y WCB.

Es fácil observar, a partir de la tabla anterior, que el costo total al implementar un circuito electrónico es mucho menor si se emplea la técnica de WCB. Sin embargo, esta técnica solo es factible cuando se plantea la implementación de un número pequeño de circuitos. Cuando la escala de producción aumenta, definitivamente el desarrollo de sistemas PCB resulta más adecuado.



La técnica de WCB permite, como ya se mencionó, obtener la implementación de un prototipo de circuito electrónico con un bajo costo y tiempo de fabricación sin necesidad de contar con equipo sofisticado; la densidad de componentes que se puede alcanzar es de tipo SMT comercial, con una separación entre puntos tejidos que puede llegar hasta 0.5 mm.

3.4 ANALISIS EXPERIMENTAL

El torque de mantenimiento (*Holding torque* T_H) es la resistencia que presenta el motor a permanecer en un mismo lugar cuando a este se le aplica una fuerza. Este torque puede ser medido experimentalmente utilizando el siguiente arreglo.

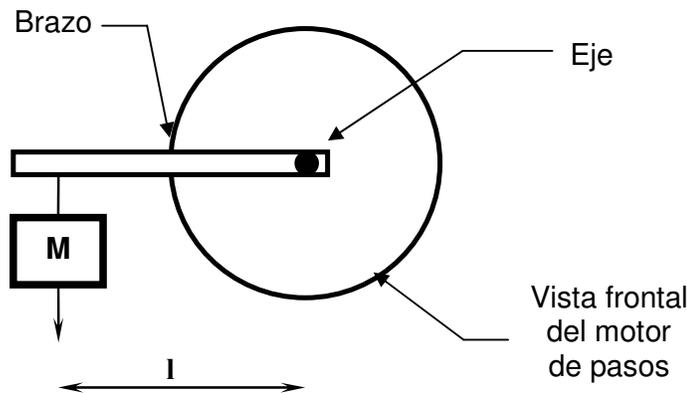


Figura 3.18.- Medición de T_H por el método de momento.

En el arreglo anterior se utiliza el principio de momento para determinar el T_H ; una vez que se tiene encendida una fase del motor, se aplica una masa M sobre el brazo acoplado perpendicularmente al eje, a una distancia l , de tal manera que la aplicación de la fuerza obliga al eje a moverse a un siguiente paso.

Cuando se determina la masa necesaria para forzar el torque de la fase encendida resulta sencillo obtener el torque empleando la siguiente ecuación:

$$T_H [Nm] = 9.8l [m/s^2] \cdot M [Kg] \cdot l [m], \quad (3.1)$$

La figura 3.19 muestra una aproximación de los datos experimentales obtenidos al variar la potencia de entrada en ambos modelos implementados. La línea continua representa los resultados obtenidos para el motor PLM, y la línea punteada los datos obtenidos para el motor EK. Se observa que el motor PLM es capaz de generar un mayor torque y que su pendiente presenta un crecimiento más acentuado que el motor EK; esto es por las características eléctricas de sus bobinas.

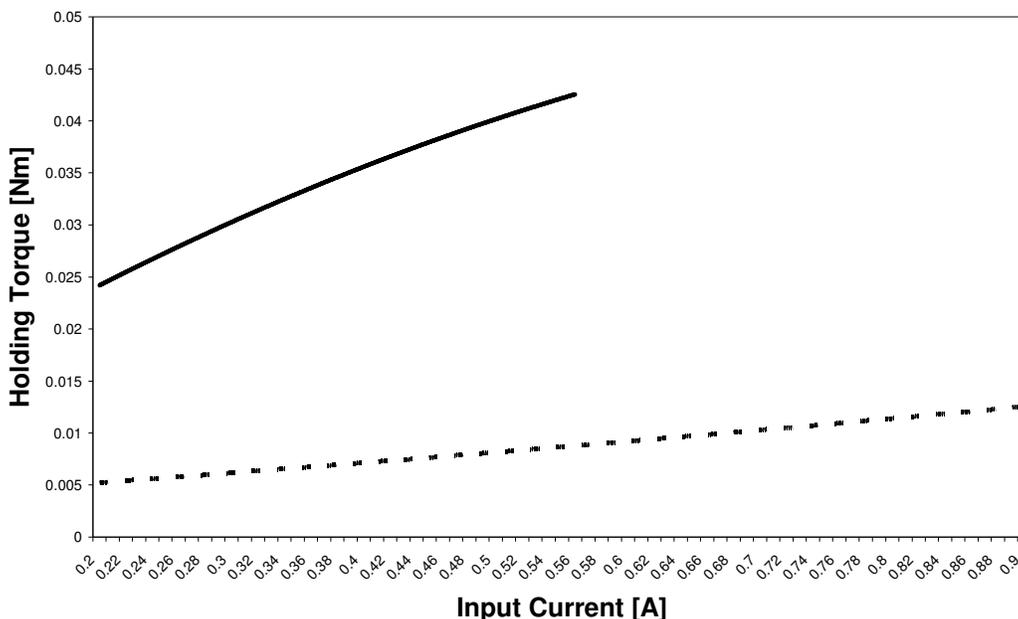


Figura 3.19.- Corriente de entrada Vs T_H .

Los resultados de la gráfica anterior muestran que debido a las características eléctricas de las bobinas del motor PLM, este puede generar una cantidad de torque mucho mayor a la generada por el motor EK.

Ya se mencionó en el capítulo 1 que un motor de pasos sufre un decrecimiento de torque a medida que la velocidad de rotación aumenta. Para determinar esto se realizaron 2 experimentos. El primer experimento consiste en la medición de torque usando el método de rotor bloqueado; este determina la curva de torque *pull-in*, dentro de la cual el motor puede arrancar y comenzar su movimiento sin ninguna restricción. El segundo experimento, medición con acoplamiento a motor de DC, determina la curva de torque *pull-out*, a la que se puede llegar realizando pequeños incrementos en la frecuencia de los pulsos de entrada del motor. Las siguientes figuras muestran los arreglos experimentales para determinar ambas curvas.

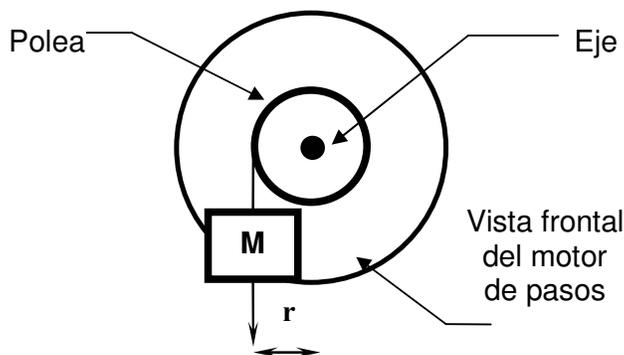


Figura 3.20.- Medición de curva *pull-in* por el método de rotor bloqueado.

Para obtener la curva *pull-in*, se enciende el motor a una velocidad y potencia de alimentación fijas y se carga a la polea con una masa M ; se repite el proceso incrementando el valor de M hasta que el rotor no pueda girar.

Una vez que se tiene la masa que bloquea al rotor de girar se cambian los valores de velocidad y potencia para encontrar la fuerza que bloquee al rotor en una velocidad superior.

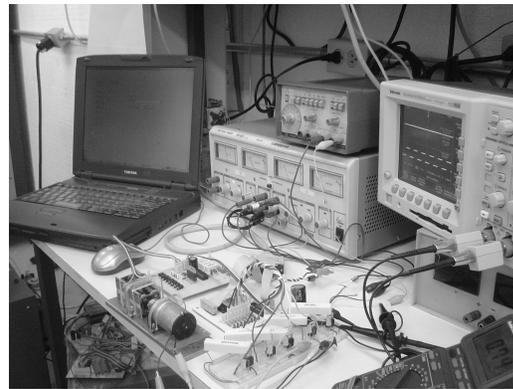
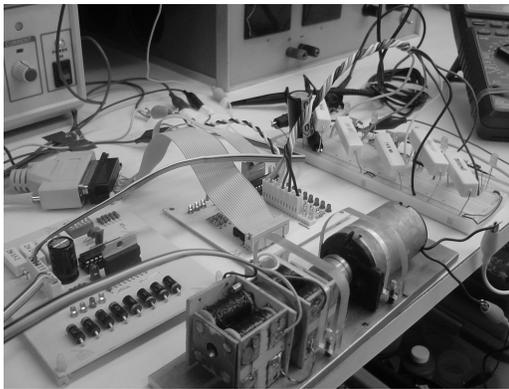
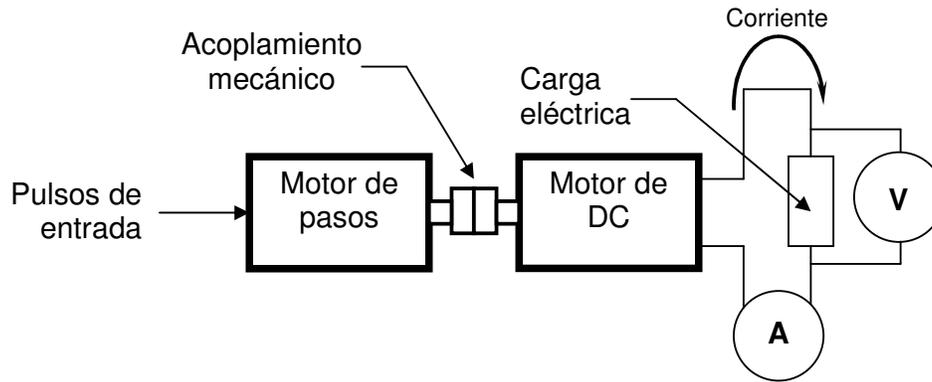


Figura 3.21.- Medición de curva *pull-out* utilizando acoplamiento con un motor de DC.

El arreglo anterior permite obtener la curva *pull-out* con mayor facilidad que el método de rotor bloqueado. Para este método es necesario conocer los parámetros del motor de DC que se desea utilizar, ya que a partir de estos se calculan los valores de torque del motor de pasos. Para este experimento se utilizó un motor de DC cuyas características se pueden encontrar en el anexo 2.

Para obtener el valor de torque máximo de la curva *pull-out* se deben seguir una serie de pasos; se hace girar el motor de pasos con pulsos de entrada de cierto voltaje. A la salida del motor de DC se mide la corriente y el voltaje generados.

Una vez que se tiene el valor de frecuencia máximo al cual puede girar el motor, se cambia el valor de la carga eléctrica para encontrar un nuevo valor de velocidad.

Cuando se tienen los datos de corriente y voltaje (potencia de salida del motor de DC), es necesario hacer ciertos cálculos para obtener el valor del torque generado por el motor de pasos.

Primero es importante calcular la potencia de salida del motor de DC, que se puede encontrar con la ecuación:

$$P = \frac{V \cdot I}{\eta_{RPM}}, \quad (3.2)$$

donde η_{RPM} es la eficiencia del motor de DC en determinada velocidad RPM (ver anexo 2). Esta potencia es la entregada por el motor de pasos al motor de DC por medio del acoplamiento mecánico. Para encontrar el torque del motor de pasos entonces se utiliza la relación:

$$P = \omega \cdot T \rightarrow T = \frac{P}{\omega}, \quad (3.4)$$

en donde ω es la velocidad angular del motor en radianes/segundo. Las siguientes figuras muestran una aproximación polinómica de los resultados obtenidos experimentales de las curvas dinámicas de los motores PLM y EK.

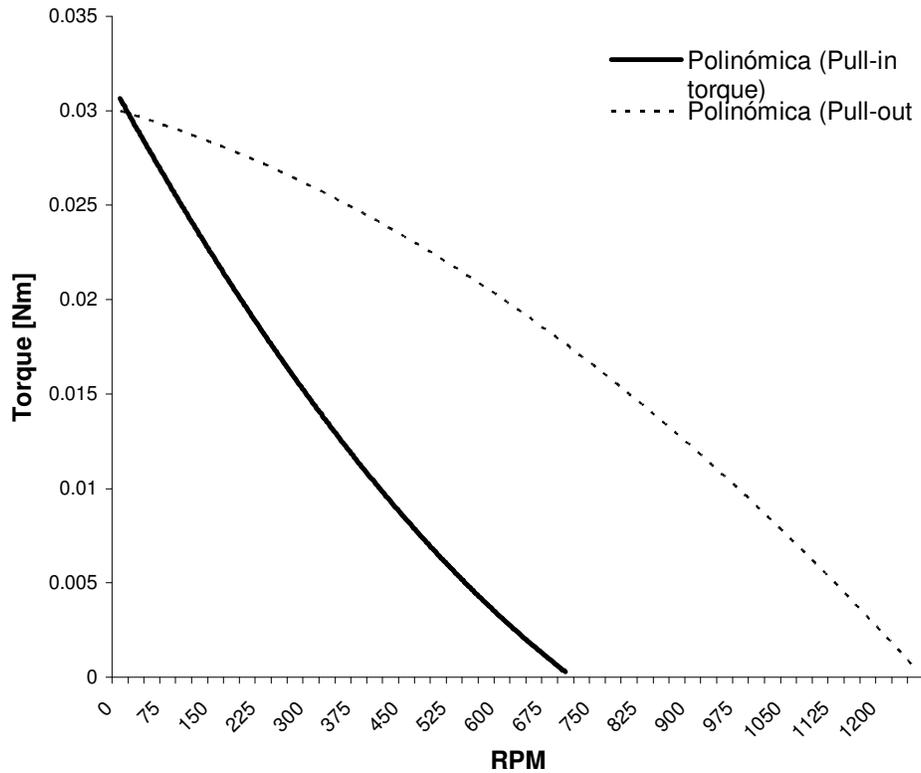


Figura 3.22.- Curvas de Torque dinámico del motor PLM con pulsos de alimentación de 10 V.



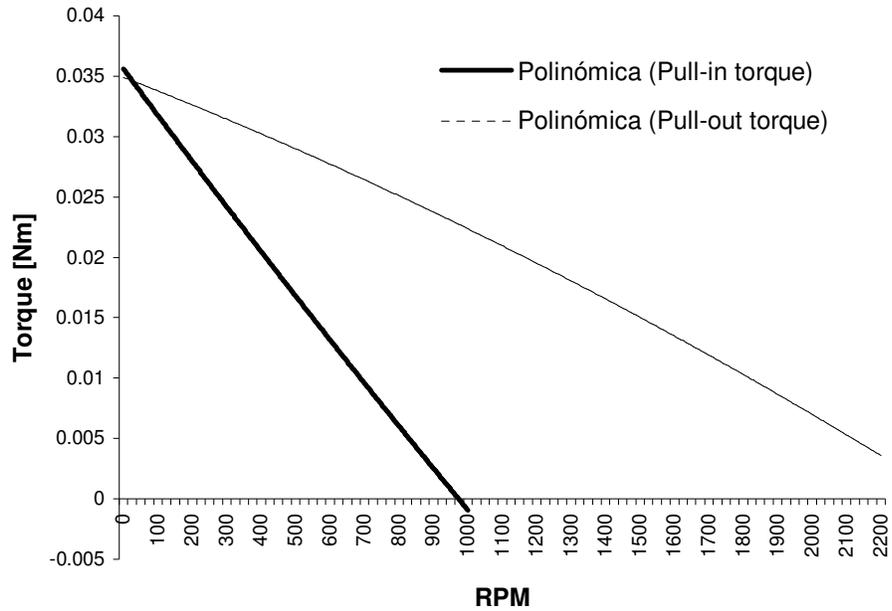


Figura 3.23.- Curvas de Torque dinámico del motor PLM con pulsos de alimentación de 15 V.

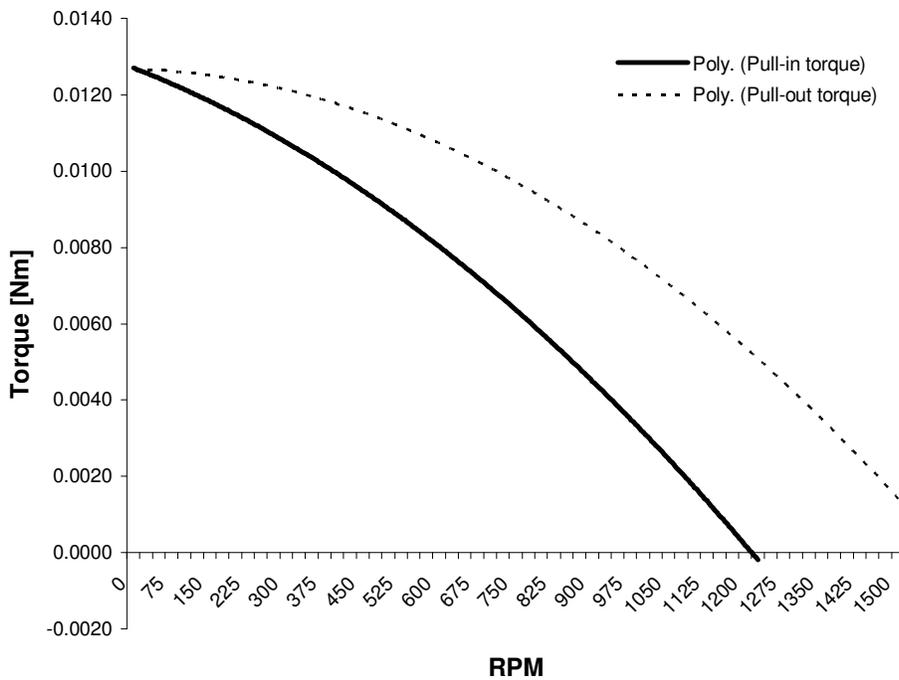


Figura 3.24.- Curvas de Torque dinámico del motor EK con pulsos de alimentación de 7 V.



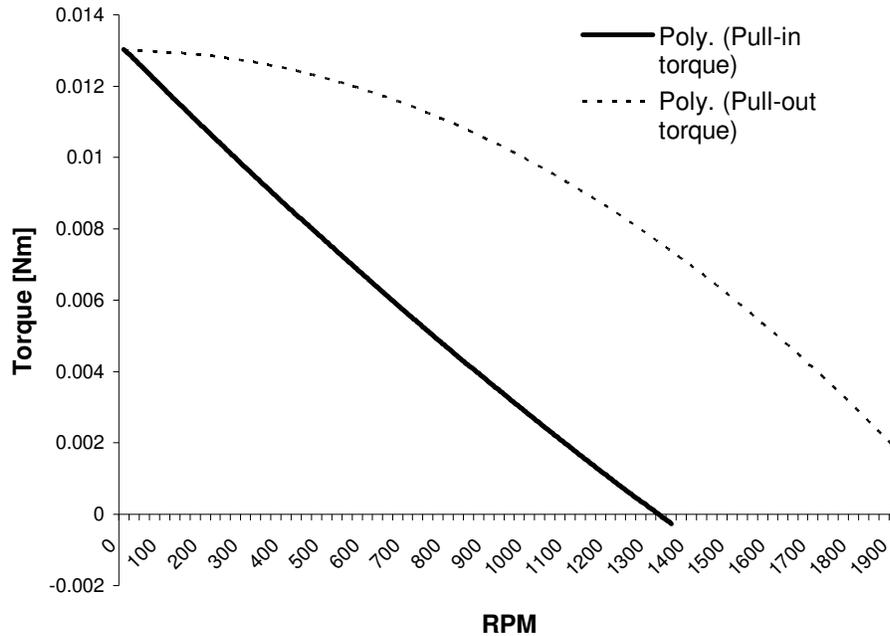


Figura 3.25.- Curvas de Torque dinámico del motor EK con pulsos de alimentación de 8 V.

En las curvas anteriores se pueden observar 2 situaciones; a medida que va aumentando la velocidad de rotación del motor, el torque de este se decrementa hasta llegar a una velocidad máxima. Por otra parte, como se menciona en el capítulo 2, al aumentar el voltaje de los pulsos de alimentación del motor se pueden obtener mayores torque en las curvas *pull-in* y *pull-out*, y sobre todo mayores velocidades de operación.

Haciendo esto se lograron obtener velocidades de 6000 RPM para el motor PLM con un T_H de 0.1 Nm, usando un voltaje de entrada de 30 V; con pulsos de 15 V en el motor EK se logro obtener relativamente más fácil que con el motor PLM velocidades de 8000 RPM con un torque T_H 0.026 Nm.

Si se aumenta el voltaje de los pulsos de entrada al motor es necesario tener cuidado con el circuito de la etapa de potencia, debido a que este esta diseñado para trabajar con 2 A de corriente. Si se desea trabajar con mayores potencias es necesario cambiar el circuito integrado L298N por un arreglo de transistores de potencia, por ejemplo, los TIP42C.



Capítulo 4

Propuesta de Control Adaptivo basada en Crítica Adaptiva

4.1 Control Adaptivo

Las técnicas de diseño de control más simples se basan en una buena comprensión del sistema (planta) bajo estudio y de su ambiente. Sin embargo, en el mayor de los casos, la planta a ser controlada es demasiado complicada y los procesos físicos básicos en ella no están comprendidos en su totalidad. En estos casos, las técnicas de control deben ser auxiliadas con una técnica de identificación enfocada a obtener un entendimiento progresivo de la planta a controlar. El sistema de identificación debe tener como fin determinar si la planta a controlar es lineal o no-lineal, finita o infinita, continua o discreta.

El Control Adaptivo se puede definir entonces, como una técnica para aplicar algún sistema de identificación para obtener un modelo de los procesos y del ambiente basados en experimentos de entrada/salida y usar esto para diseñar un controlador, los parámetros del controlador son ajustados durante la operación de la planta conforme la cantidad de datos disponibles para la identificación de la planta se incrementa [22].

Las aplicaciones de estos sistemas involucran sistemas de control avanzados para la aviación, manipuladores para robots, control de procesos, sistemas de potencia, etc.

El estudio de la teoría de Control Adaptivo tuvo sus inicios en la década de 1950, motivada por el problema de diseñar pilotos automáticos para la operación de aviones bajo diferentes parámetros de velocidad y altitud; para estos casos se observaba que un controlador de ganancia fija no era suficiente. Muchas propuestas fueron hechas durante las siguientes tres décadas, pero no fue sino hasta finales de la década de 1970 que la implementación de las leyes no-lineales inherentes al Control Adaptivo fueron posibles gracias al desarrollo de la microelectrónica. Toda esta gran inundación de investigación y desarrollo de teorías de Control Adaptivo ha estado dando sus frutos durante los últimos 30 años en la industria.

Aunque existen diferentes tipos de Control Adaptivo desarrollados, en este trabajo de tesis se considera el estudio de un tipo en particular de este que es la Aproximación Estocástica de Control; este tipo de Control Adaptivo dio un gran salto cuando en 1957 fue propuesta la teoría de la Programación Dinámica por



Richard E. Bellman. En la Aproximación Estocástica de Control el sistema y el ambiente se describen bajo un modelo estocástico, y así, un criterio es formulado para minimizar (o maximizar) el valor esperado de una función, que es una función escalar de los estados y controles del sistema.

4.2 Introducción a la Programación Dinámica y a la Crítica Adaptiva

Se puede considerar al cerebro, de manera general, como un neurocontrolador; en el más alto nivel, este realiza decisiones basadas en la percepción de un ambiente ruidoso y la experiencia adquirida a través del tiempo [23]. Este intenta hacer estas decisiones de tal manera que las futuras interacciones resultantes de la decisión hecha y la respuesta esperada del ambiente sean sintonizadas lo mejor posible. En este modelo robusto del cerebro, existen al menos tres agentes involucrados:

- Un sistema de acción, que proporciona las señales de control hacia el ambiente
- Un sistema emocional o de evaluación, que toma las decisiones
- Un sistema de identificación o de expectativa, que modela el ambiente percibido

Esto también puede ser visto como un esquema de Control Adaptivo modelado por la teoría de la Programación Dinámica de Bellman, e implementada usando una aproximación de esta que se basa en Crítica Adaptiva.

La Programación Dinámica se usa para encontrar una decisión óptima en un periodo determinado de sistemas no lineales sujetos a diferentes perturbaciones. Sin embargo, en la práctica resulta difícil encontrar la solución debido al alto número de cálculos que se deben realizar.

Los diseños de Crítica Adaptiva direccionan este problema e intentan encontrar una buena solución al aproximar el proceso de Programación Dinámica para un ambiente estacionario. La Crítica Adaptiva involucra tres módulos:

- La planta a controlar
- Una crítica de evaluación
- Un actor que produce la estrategia de control

Normalmente la crítica y el actor se implementan en redes neuronales entrenadas con una función de costo y usando el principio de optimización de Bellman.



4.3 Teoría de Control Óptimo

El problema de optimizar un sistema en el dominio de tiempo del mundo real se basa en la consideración de muchos esquemas robustos, control de tolerancias e identificación de variables. Estos problemas pueden ser analizados por la teoría de control óptimo.

Un sistema de control se determina como el proceso mediante el cual se ejerce una influencia sobre el comportamiento de un sistema dinámico (planta) para alcanzar un propósito predeterminado. Una clase importante de modelos de sistemas de control esta representada por la ecuación diferencial:

$$\frac{dx(t)}{dt} = f[x(t), u(t)] \rightarrow \mathfrak{R}^n, \quad x(t_0) = x_0, \quad (4.1)$$

donde f es una función que satisface ciertas condiciones y el control u pertenece a una familia especial \mathcal{U} de funciones con valores en un subconjunto $U \rightarrow \mathfrak{R}^n$. Una vez elegido un control $u(t) \in U$, el sistema de la ecuación (4.1) determina una trayectoria o estado $x(t)$ con condición inicial x_0 en el momento t_0 .

4.3.1 Función de costo

Si se desea controlar el movimiento del motor de pasos propuesto en este trabajo, con condición inicial $x(t_0)$, para alcanzar una condición final $x(t_f)$, el estado del sistema $x(t)$ podría representar la posición y la velocidad del rotor, y el control $u(t)$ la fuerza o aceleración para lograr tal objetivo. Con esta formulación, el ejemplo representa un problema para la teoría de control, que hace énfasis en el análisis sobre las condiciones necesarias y suficientes para la existencia de los controles adecuados, su compatibilidad, y la existencia, uniformidad y estabilidad de la trayectoria que garantice el logro de la tarea.

Si además se desea lograr tal propósito en un tiempo mínimo, o con el mínimo uso de energía (potencia) entonces se tiene un problema de control óptimo. En tal caso, se requiere minimizar una función que depende del estado del sistema y del control llamada función de costo J :

$$J(t)_u = \varphi[x(t_f)] + \int_{t_0}^{t_f} L[x(t), u(t)] dt, \quad (4.2)$$

donde $\varphi[x(t_f)]$ es el costo terminal que representa la penalización por la desviación del estado $x(t_f)$ en el instante final t_f de un estado deseado x_f . El Lagrangiano $L[\cdot]$ es el costo local asociado o la utilidad local, donde el objetivo



es optimizar (máximo o mínimo) el comportamiento de sus argumentos en determinado incremento de tiempo.

El problema del control óptimo consiste en encontrar el valor óptimo sobre todos los controles $u(t)$ en la función de costo J . Si un control $u^*(t)$ es tal que optimiza la función de costo (4.2), es decir:

$$\begin{aligned} J(t)_{u^*} &\leq J(t)_u && \forall u \in U \text{ para un mínimo,} \\ J(t)_{u^*} &\geq J(t)_u && \forall u \in U \text{ para un máximo,} \end{aligned} \quad (4.3)$$

entonces $u^*(t)$ se denomina control óptimo. En este caso, la correspondiente solución $x^*(t)$ se denomina la trayectoria óptima y se tiene:

$$\frac{dx^*(t)}{dt} = f(x^*(t), u^*(t)) \quad a.e. \ x^*(t_0) = x_0.$$

Para efectos prácticos, se utilizará en adelante solo el óptimo mínimo en la obtención de la función de costo.

4.3.2 Función de utilidad

Dado un instante inicial t_0 y un valor inicial $x(t_0)$, el problema consiste en determinar el valor mínimo de la función de costo:

$$\min_{u(t)} \left\{ \cancel{\phi[x(t_f)]}^0 + \int_{t_0}^{t_f} L[x(t), u(t)] dt \right\}. \quad (4.4)$$

Se puede definir una función $V : [t_0, t_f] \times \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ llamada función de utilidad de la definida de acuerdo a (4.4):

$$v(t) = \min_u \left\{ \int_{t_0}^{t_f} L[x(t), u(t)] dt \right\} = \min_u \{ J(t)_u \}. \quad (4.5)$$

Para la teoría de control óptimo, v es lo mínimo que la función de costo J puede costar dadas las condiciones iniciales. Si $u^*(t)$ es el control óptimo, entonces se puede observar que:

$$v(t) = J(t)_{u^*}. \quad (4.6)$$



4.4 Programación Dinámica

El método de programación dinámica (DP) desarrollada por Richard E. Bellman en la década de 1950 bajo el principio de optimización, es una potente herramienta para la solución de problemas de control óptimo [24]; constituye una disciplina muy importante de las matemáticas aplicadas y la investigación operativa, y su método estándar puede ser aplicado en áreas de ingeniería, inteligencia artificial, economía, biología, etc.

4.4.1 Principio de optimización

La solución de problemas mediante este método se basa en el principio de optimización: *en una secuencia de decisiones óptima, toda subsecuencia ha de ser también óptima.*

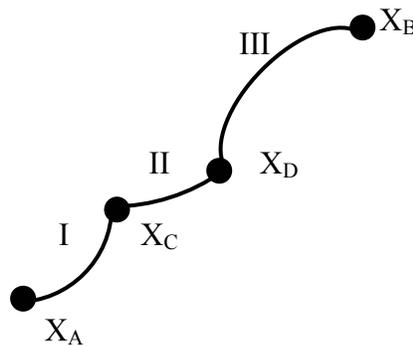


Figura 4.1.- Principio de optimización de Bellman.

En la figura anterior, I-II-III es la trayectoria óptima desde el estado X_A hasta el estado X_B de acuerdo a una función de costo; bajo el principio de la DP I es la trayectoria óptima entre X_A - X_C , II es la trayectoria óptima entre X_C - X_D y III es la trayectoria óptima entre X_D - X_B .

Es importante considerar que la división natural de un problema conduzca a un gran número de subejemplares idénticos; si se resuelve cada uno de ellos sin tener en cuenta las posibles repeticiones, el algoritmo empleado resulta ineficiente. Resulta más práctico resolver cada ejemplar distinto una sola vez y conservar el resultado.

Esta es la idea de la DP: no realizar dos veces el mismo cálculo y utilizar una tabla de resultados que contiene los resultados de los ejemplares resueltos; se resuelven primero los ejemplares más pequeños y más simples y combinando las subsoluciones se obtienen las soluciones de ejemplares sucesivamente más grandes hasta llegar al ejemplar original (resolución ascendente).

Por otra parte, la resolución de una serie de procedimientos de optimización da lugar a que cualquier decisión realizada en un instante de tiempo se ve afectada por las decisiones predecesoras, y afecta a sus sucesoras.

Los métodos clásicos de DP discretizan el espacio de estados del sistema y realizan una comparación directa del costo asociado con todas las trayectorias posibles que satisfacen el principio de optimización, garantizando así la solución óptima del problema de control (figura 4.1).

4.4.2 Método de programación dinámica

El objetivo del método de la DP consiste en obtener una función de utilidad V que satisfaga una ecuación de costo de acuerdo a la siguiente expresión, llamada Principio de Programación Dinámica o ecuación de Bellman:

$$V(t) = \min_u J(t) = \min_u \left\{ \int_t^{t+\delta} L[x(t), u(t)] dt + V(t+\delta) \right\}, \quad \forall \delta > 0. \quad (4.7)$$

Matemáticamente, este método consiste en reemplazar el problema de optimización, el cual contiene una minimización en el espacio de dimensión infinita \mathcal{U} , por una ecuación diferencial en derivadas parciales no lineales, que constituye la ecuación de la DP o ecuación de Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB):

$$0 = V(t) + \min_u \{L[x(t), u(t)] + V(t) \cdot f[x(t), u(t)]\}, \quad t \in [t_0, t_f], \quad x \in \mathfrak{R}^n. \quad (4.8)$$

Esta ecuación contiene toda la información del objetivo de control para un contexto particular en una o más variables medibles.

La DP prescribe una búsqueda en reversa desde el paso final, rechazando todas las subdivisiones óptimas en cualquier punto del final, pero reteniendo todas las posibles trayectorias hasta que se encuentra el punto de inicio.

Esto se considera una búsqueda exhaustiva e inteligente considerando que todas las trayectorias son tomadas en cuenta, y las que no sirven se desechan en la primera oportunidad posible. El resultado de este método es un alto costo computacional; el tiempo de cálculo y los recursos de memoria empleados son muy grandes y crecen exponencialmente con el número de variables de estado (maldición de la dimensionalidad, *curse of dimensionality*), lo que resulta en una difícil implementación, o en la mayoría de los casos, imposible para problemas reales.



4.4.3 Aproximación a la programación dinámica

La DP es un acercamiento general para optimización secuencial aplicable bajo un gran número de condiciones, basándose en el principio de optimización. Este principio se aplica al formular una función de utilidad “primaria” V que integra un objetivo de control para un contexto particular en una o más variables medibles (ecuación 4.8). Entonces, se puede formular una función de utilidad (ecuación 4.7) “secundaria” para sistemas discretos:

$$J(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k V(t+k), \quad (4.9)$$

donde γ es un factor de descuento para problemas de horizonte finito ($0 < \gamma < 1$) y $V[\cdot]$ es la función de utilidad que integra la ley de control y las variables de estado de acuerdo a:

$$V(t) = \phi[x(t_f)] + \sum_{k=0}^f L[x(t_k), u(t_k)], \quad (4.10)$$

donde $\phi[x(t_f)]$ representa el costo terminal, y el Lagrangiano $L[\cdot]$ es el costo asociado en una única etapa k . Como ya se ha mencionado esta optimización resulta computacionalmente difícil de implementar para problemas reales. Una identidad práctica basada en la ecuación (4.9) es la recursividad de Bellman:

$$J(t) = V(t) + \gamma J(t+1), \quad (4.11)$$

Una colección de técnicas de aproximación basadas en la estimación de la función de costo J usando esta identidad, con redes neuronales como aproximadores de función, fue propuesta por Paul J. Werbos en 1984. Estas redes son llamadas Crítica Adaptiva, donde una entidad proporciona un aprendizaje de refuerzo (*learning reinforcement*) a otra entidad.

De manera práctica, cualquier estructura computacional puede ser utilizada para la operación de las entidades de crítica adaptiva (redes neuronales, estructuras de reglas difusas, etc.), sin embargo, normalmente se utilizan como estructuras paramétricas redes neuronales, debido a su flexibilidad para manejar espacios de entradas y salidas dimensionalmente grandes, en cualquiera de los modos *batch* (análisis de todo el conjunto de salidas) o de incremento (análisis de una salida a la vez). Estas aproximaciones a la DP utilizan por lo menos dos lazos distintivos de entrenamiento, un lazo de entrenamiento de control y un lazo de entrenamiento de crítica. Bajo un contexto de neurocontrol, el lazo de entrenamiento de control adapta una red neuronal para formar un controlador óptimo.



Específicamente, el controlador se entrena para optimizar la función de utilidad secundaria (ecuación 4.9). Debido a que las salidas del controlador son acciones de control $u(t)$, un algoritmo de aprendizaje basado en gradientes requiere estimar las derivadas $\partial J / \partial u$ para entrenamiento del controlador. El lazo de entrenamiento de crítica se basa en la consistencia de sus estimaciones en el tiempo usando la recursividad de Bellman (ecuación 4.11).

4.5 Diseño de Crítica Adaptiva

El diseño de sistemas de Crítica Adaptiva (ACD, *Adaptive Critic Design*) constituye una clase de aproximación a los métodos de Programación Dinámica que utilizan optimización incremental en un ambiente estacionario, combinada con estructuras paramétricas (Redes neuronales, arreglos diferenciales, etc.) que aproximan el óptimo de una función de costo y el control para reducir los procesos de cálculo necesarios. En cualquier momento de tiempo, el sistema ACD optimiza un costo de corto plazo V que asegura la optimización incremental de la función de costo J para todos los momentos de tiempo futuros [25-31].

La base de los sistemas ACD consisten en la implementación de dos estructuras paramétricas: un elemento actor (Red de acción, RA) y un elemento crítico (Red de crítica, RC). El actor consiste en la ley de control y la crítica aproxima una función relacionada con el valor óptimo y captura el efecto que la ley de control tendrá sobre el costo futuro. Para un momento de tiempo, la crítica provee una guía $\lambda(t)$ para mejorar la ley de control del actor $u(t)$; en cambio, el actor puede ser usado para realizar una actualización a la crítica. El algoritmo que sucesivamente interacciona entre estas dos operaciones converge en la solución óptima. La siguiente figura muestra el diagrama general de un sistema de ACD:

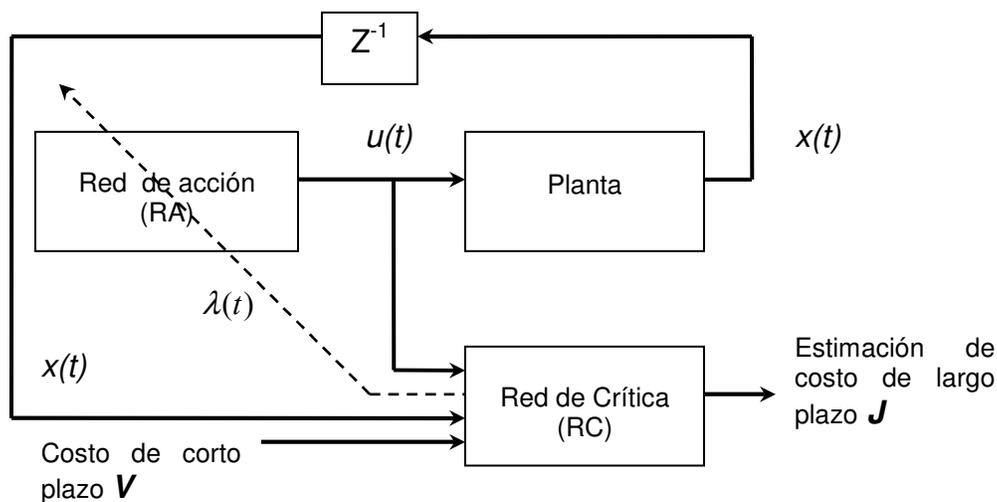


Figura 4.2.- Diagrama general del diseño de Crítica Adaptiva.

4.5.1 Familias de Crítica Adaptiva

Existen principalmente tres diferentes familias de ACD [25]:

- Heuristic Dynamic Programming (HDP)
- Dual Heuristic Programming (DHP)
- Global Dual Heuristic Programming

La clasificación estándar de estas técnicas de ACD se basa en las entradas y salidas de la RC. Existen también versiones de estas familias que son dependientes de la acción (*action dependent*, AD) de la RA, en donde la salida de control $u(t)$ constituye una entrada mas a la RC.

4.5.2 Programación Dinámica Heurística

HDP y su versión ADHDP tienen una RC que estima la función de costo de la ecuación de Bellman de la programación dinámica:

$$J(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k V(t+k),$$

La crítica se entrena en sentido directo en el tiempo, y es de gran importancia para operaciones en tiempo real. Esta red minimiza la siguiente medida de error en el tiempo:

$$\|E_1\| = \sum_t E_1^2(t), \tag{4.12}$$

$$E_1(t) = J[Y(t)] - \gamma J[Y(t+1)] - V(t), \tag{4.13}$$

donde $Y(t) = h[x(t), u(t)]$ representa el vector de comportamiento de las variables de estado y de control de la planta, suponiendo que se tiene acceso a la medición de estas variables en la salida del sistema. La siguiente figura muestra el entrenamiento de la RC de acuerdo a la ecuación (4.13):

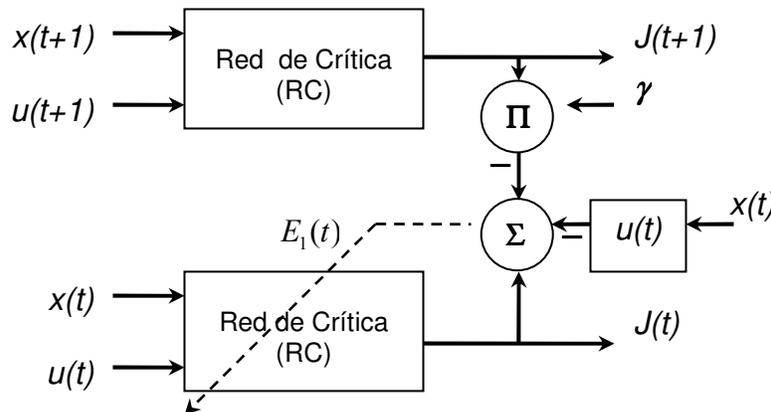


Figura 4.3 Adaptación de RC de HDP.



En la figura anterior se usa la misma RC para dos momentos consecutivos de tiempo. La salida crítica $J(t+1)$ es necesaria para obtener la señal de adaptación $\gamma J(t+1) - V(t)$, que es el valor objetivo de $J(t)$ (ecuación 4.11).

A pesar de que $J[Y(t)]$ y $J[Y(t+1)]$ dependen de los pesos W_c de la crítica, $J[Y(t+1)]$ se puede despreciar para el cálculo de la ecuación (4.13), con el fin de facilitar los cálculos.

Para la actualización de los pesos de la RC se puede utilizar el método de mínimos cuadrados (*Least Mean Squares*, LMS), lo que resulta en la siguiente expresión:

$$\Delta W_c = -\eta [J[Y(t)] - \gamma J[Y(t+1)] - V(t)] \frac{\partial J[Y(t)]}{\partial W_c}, \quad (4.14)$$

donde η es un coeficiente de aprendizaje positivo.

Se busca alcanzar el mínimo de J en el futuro inmediato optimizando el costo expresado como la suma de todas las señales de control $u(t)$ en el horizonte del problema (figura 4.4).

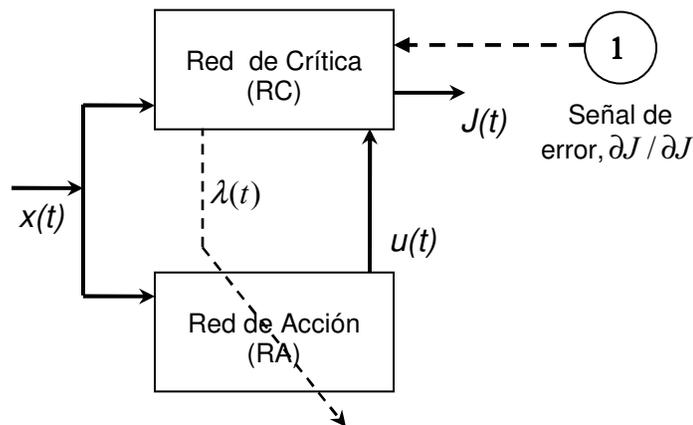


Figura 4.4.- Adaptación de la RA de HDP.

Para obtener el gradiente de J con respecto a los pesos de la RA, simplemente se propaga en reversa (*backpropagation*) $\partial J / \partial J$ (constante 1 como señal de error) a través de toda la red. Esto da como resultado $\partial J / \partial u$ y $\partial J / \partial J W_u$ para todas las entradas del vector de control y todos los pesos de acción W_u respectivamente.

En HDP, las conexiones acción-crítica están mediadas por el modelo de la planta. Este modelo se necesita cuando la naturaleza del problema no permite la espera de periodos de tiempo subsecuentes para inferir costos incrementales.



Cuando es posible la espera para obtener esta información, o cuando cambios súbitos impiden continuar usando el modelo de la planta, la RA se conecta directamente a la RC para formar la HDP dependiente de la acción (ADHDP).

4.5.3 Programación Heurística Dual

DHP y su versión dependiente de la acción tienen una RC que estima las derivadas de J con respecto al vector Y . La RC aprende a minimizar la medida de error:

$$\|E_2\| = \sum_t E_2^2(t) E_2(t), \quad (4.15)$$

$$E_2(t) = \frac{\partial J[Y(t)]}{\partial Y(t)} - \gamma \frac{\partial J[Y(t+1)]}{\partial Y(t)} - \frac{\partial V(t)}{\partial Y(t)}, \quad (4.16)$$

donde $\partial(\cdot)/\partial Y$ es un vector que contiene las derivadas parciales del escalar (\cdot) respecto al vector Y .

El entrenamiento de la RC es más complicado que en HDP debido a que se necesita tomar en cuenta todas las trayectorias posibles de *backpropagation*, como se muestra en la figura 4.5, donde las trayectorias de las derivadas y adaptación de la crítica se describen en líneas punteadas.

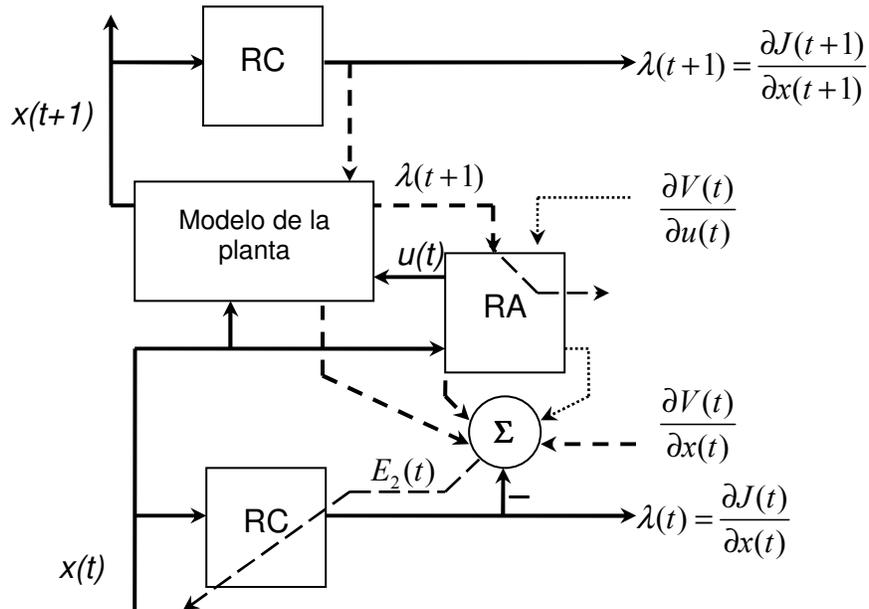


Figura 4.5.- Adaptación de DHP.

La figura anterior muestra la misma RC en 2 momentos consecutivos de tiempo, donde el factor de descuento γ se asume con un valor de 1 y las trayectorias de *backpropagation* se muestran en las diferentes líneas punteadas.



Los componentes del vector de la RC $\lambda(t+1)$ son propagados por las salidas $x(t+1)$ del modelo de la planta hacia las entradas $x(t)$ y $u(t)$ que dan lugar al primer término de la siguiente ecuación y al vector $\partial J(t+1)/\partial u(t)$, respectivamente.

$$\frac{\partial J(t+1)}{\partial x_j(t)} = \sum_{i=1}^n \lambda_i(t+1) \frac{\partial x_i(t+1)}{\partial x_j(t)} + \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^n \lambda_i(t+1) \frac{\partial x_i(t+1)}{\partial u_k(t)} \frac{\partial u_k(t)}{\partial x_j(t)}, \quad (4.17)$$

donde $\lambda_i(t+1) = \partial J(t+1)/\partial x_i(t+1)$, y n, m son el número de salidas del modelo y de la RA, respectivamente. El vector $\partial J(t+1)/\partial u(t)$ se propaga por medio de la salida $u(t)$ de la RA a su entrada $x(t)$, para completar el segundo término de la misma ecuación por medio de la regla de la cadena. Todo esto corresponde a la trayectoria de *backpropagation* descrita por la línea punteada más oscura.

Al explotar (4.17), cada uno de los n componentes del vector $E_2(t)$ de (4.16), usado para actualizar la RC, se determina por:

$$E_{2j}(t) = \frac{\partial J(t)}{\partial x_j(t)} - \gamma \frac{\partial J(t+1)}{\partial x_j(t)} - \frac{\partial V(t)}{\partial x_j(t)} - \sum_{k=1}^m \frac{\partial V(t)}{\partial u_k(t)} \frac{\partial u_k(t)}{\partial x_j(t)}. \quad (4.18)$$

La *backpropagation* del vector $\partial V(t)/\partial u(t)$ a través de la RA resulta en un vector con componentes en el último término de la ecuación anterior. Esto corresponde a la trayectoria de *backpropagation* de la RA en las líneas punteadas más claras de la figura 4.5.

La DHP dependiente de la acción (ADDHP) asume una conexión directa entre RA y RC. Sin embargo, es necesario seguir contando con un modelo de la planta debido a que se usa para mantener las trayectorias de *backpropagation*. La RA se adapta al propagar $\lambda(t+1)$ a través del modelo de la planta y el vector resultante se suma a $\partial V(t)/\partial u(t)$; entonces, una adaptación incremental de la RA se activa teniendo como objetivo:

$$\frac{\partial V(t)}{\partial u(t)} - \gamma \frac{\partial J(t+1)}{\partial u(t)} = 0, \quad \forall t. \quad (4.19)$$

Ahora, al usar el algoritmo de LMS se puede obtener la expresión para la actualización de los pesos de la RA:

$$\Delta W_u = -\alpha \left(\frac{\partial u(t)}{\partial W_u(t)} \right)^T \left(\frac{\partial V(t)}{\partial u(t)} + \gamma \frac{\partial J(t+1)}{\partial u(t)} \right), \quad (4.20)$$

donde α es un coeficiente de aprendizaje positivo.



4.5.4 Programación Heurística Dual Global

GDHP minimiza el error con respecto a \mathbf{J} y también a respecto a sus derivadas. A pesar de que el calculo simultaneo de estos dos errores es mas complicado, el comportamiento resultante es superior.

El entrenamiento de la RC en GDHP utiliza una medida de error que es la combinación de la medida de los errores de HDP (4.12) y DHP (4.15). Esto da como resultado, usando el algoritmo LMS, la regla de actualización para los pesos de RC:

$$\Delta W_c = \underbrace{-\eta_1 [J(t) - \gamma J(t+1) - V(t)] \left(\frac{\partial J(t)}{\partial W_c} \right)^T}_{\text{Señal 1 de adaptacion (HDP)}} - \underbrace{\eta_2 \sum_{j=1}^n E_{2j} \frac{\partial^2 J(t)}{\partial x_j(t) \partial W_c}}_{\text{Señal 2 de adaptacion (DHP)}}, \quad (4.21)$$

donde $E_{2j}(t)$ esta expresada en (4.18), con η_1 y η_2 como coeficientes de aprendizaje positivos.

La complejidad al implementar GHDP consiste en la computación de las derivadas de segundo orden. Para obtener la señal 2 de adaptación en la ecuación 4.21 (propuesta original propuesta por Paul J. Werbos) se necesita crear una red dual a la RC.

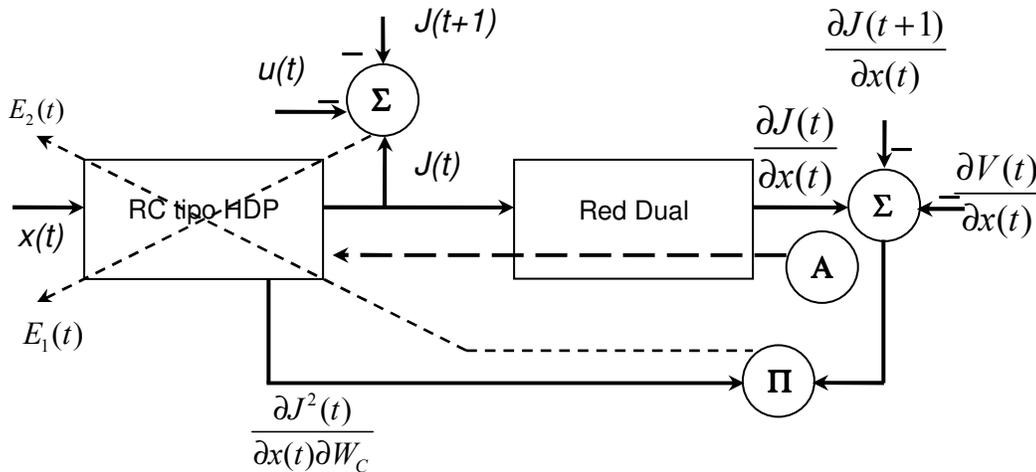


Figura 4.6. Adaptación de la RC en un diseño general de GHDP.

La red dual tiene como entrada la salida \mathbf{J} y los estados de todas las neuronas escondidas de la RC. Las derivadas de segundo orden se obtienen en la RC al propagar las derivadas con respecto a los pesos W_c de la salida $\frac{\partial J(t)}{\partial x(t)}$ de la red dual, como se muestra en la figura 4.6 con la línea punteada más gruesa, iniciada con A.



Existen otras propuestas para GHDP con entrenamiento de RC basadas en derivar formulas explicitas para encontrar $\partial^2 J(t) / \partial x(t) \partial W_c$ en lugar de usar una red dual. A pesar de que este diseño es más especializado que el original, su código es menos complejo.

4.6 Control de un motor de pasos por medio de ACD

Para controlar el desempeño del motor de pasos por medio de ACD es necesario identificar las variables de estado y de control del sistema. Anteriormente se mencionaron estas variables como:

$$\begin{aligned}x(t) &= g[\theta(t), \omega(t)], \\u(t) &= h[a(t)],\end{aligned}$$

donde $\theta(t)$ representa la posición angular del motor y $\omega(t)$ la velocidad angular.

El control $u(t)$ del motor esta dado por una función de la aceleración $\alpha(t)$, que en lazo abierto depende del cambio en la frecuencia de los pulsos de entrada, y en lazo cerrado depende de la amplitud de los pulsos generados por el codificador óptico acoplado al rotor, junto con el momento de inercia de la carga acoplada. La propuesta del controlador se expresa en el siguiente diagrama de bloques:

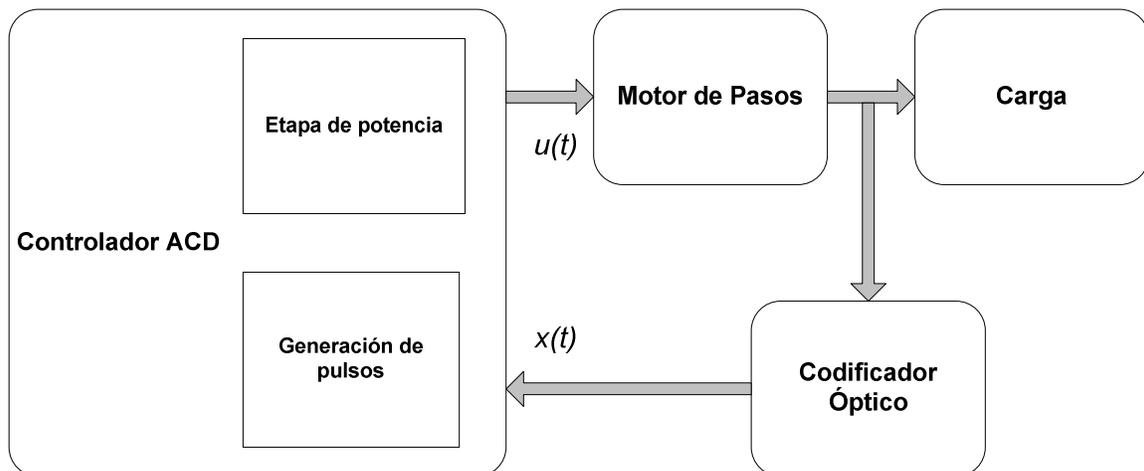


Figura 4.7.- Controlador ACD para un motor de pasos.

El controlador ACD varía los parámetros de la fuente de alimentación en la etapa de potencia, así como la generación de pulsos para poder realizar un control óptimo.

Este sistema debe permitir controlar al motor de pasos en lazo abierto y lazo cerrado, siendo capaz de determinar un ángulo de paso óptimo para este último, y obtener una mejor respuesta de aceleración; además, debe determinar un nivel de voltaje de alimentación para desempeñar un perfil de velocidad predeterminado.

Haciendo una aproximación senoidal para el torque estático de los motores de pasos implementados en el capítulo 3, se tiene la siguiente curva por una revolución del rotor:

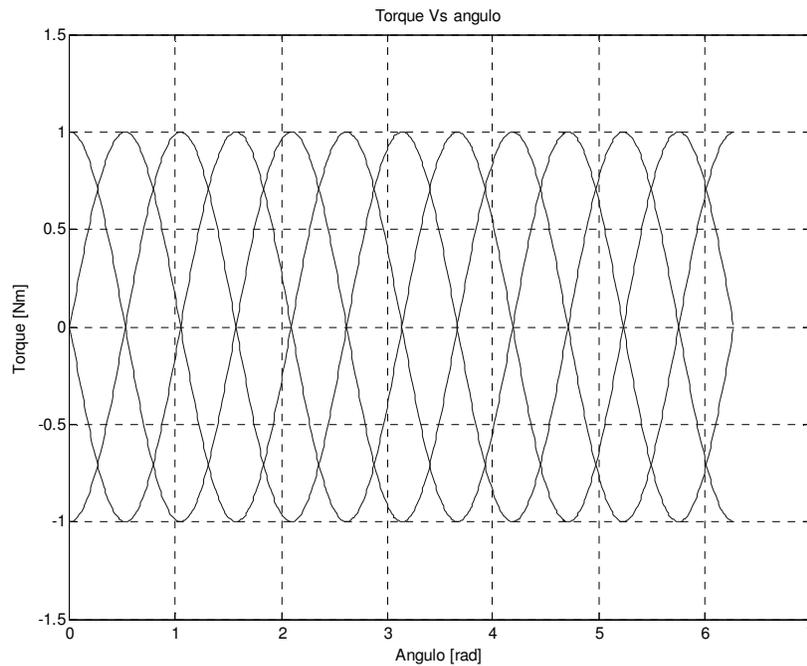


Figura 4.8.- Fases de los motores de pasos PLM y EK, con torque estático normalizado.

A partir de este modelo se puede encontrar la aceleración angular del rotor usando el método de Euler para la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias (Anexo 4), lo que da como resultado:

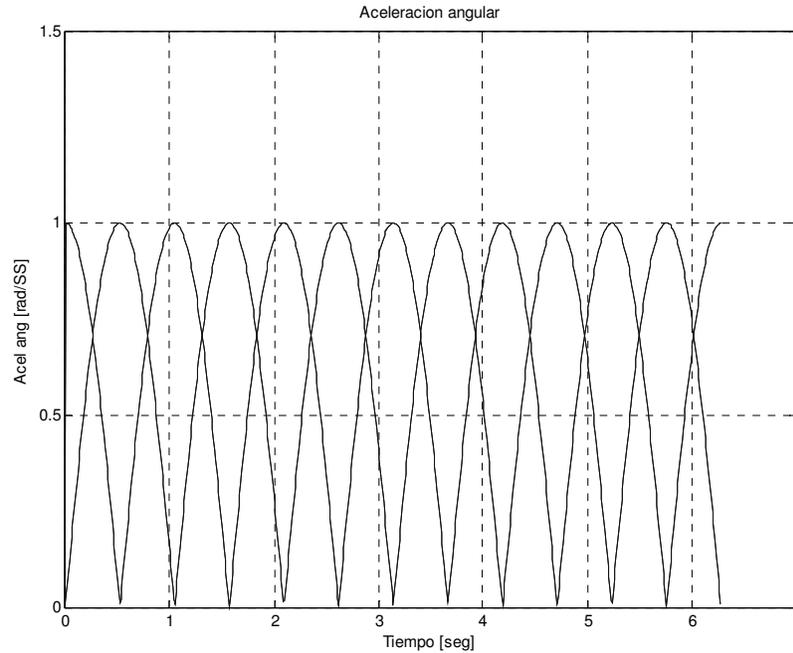


Figura 4.9.- Modelo de aceleración del motor de pasos.

La aceleración de los 12 pasos/revolución dentro de un periodo de tiempo determinado depende de la variación de frecuencia de los pulsos de entrada. Estas curvas representan el modelo de la planta, que sirve para el algoritmo de entrenamiento de la RC y la RA. Cuando se opera el control del motor en lazo cerrado, el monitoreo de los pulsos se obtiene por medio de un codificador óptico acoplado al rotor, el cual genera 12 pulsos por cada revolución como muestra la siguiente figura:

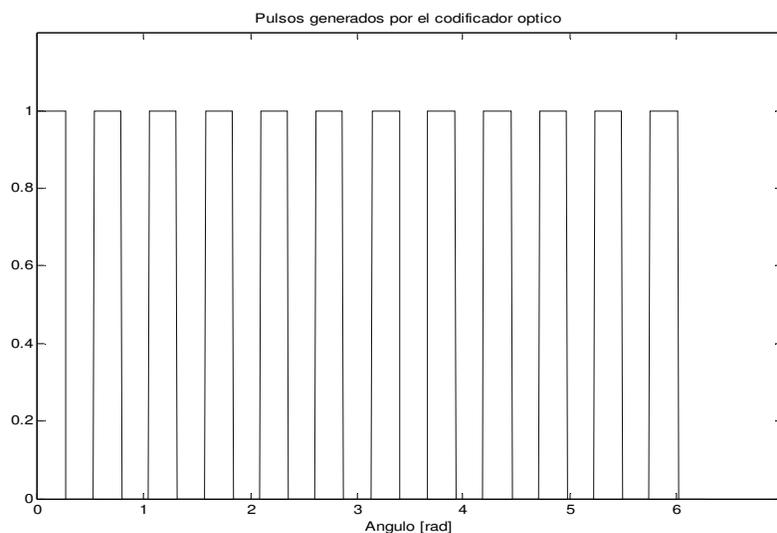


Figura 4.10.- Pulsos del codificador óptico.



Para obtener las variables de estado $x(t)$ solamente es necesario seguir los pulsos del codificador óptico. Ya se ha mencionado que un motor de pasos en lazo cerrado se comporta como un motor de DC; esto significa que la velocidad del rotor depende entonces de la amplitud de voltaje de los pulsos generados por el codificador óptico.

La operación del controlador ACD depende del desempeño de la RC y la RA. El entrenamiento de estas redes se muestra a continuación para una implementación DHP.

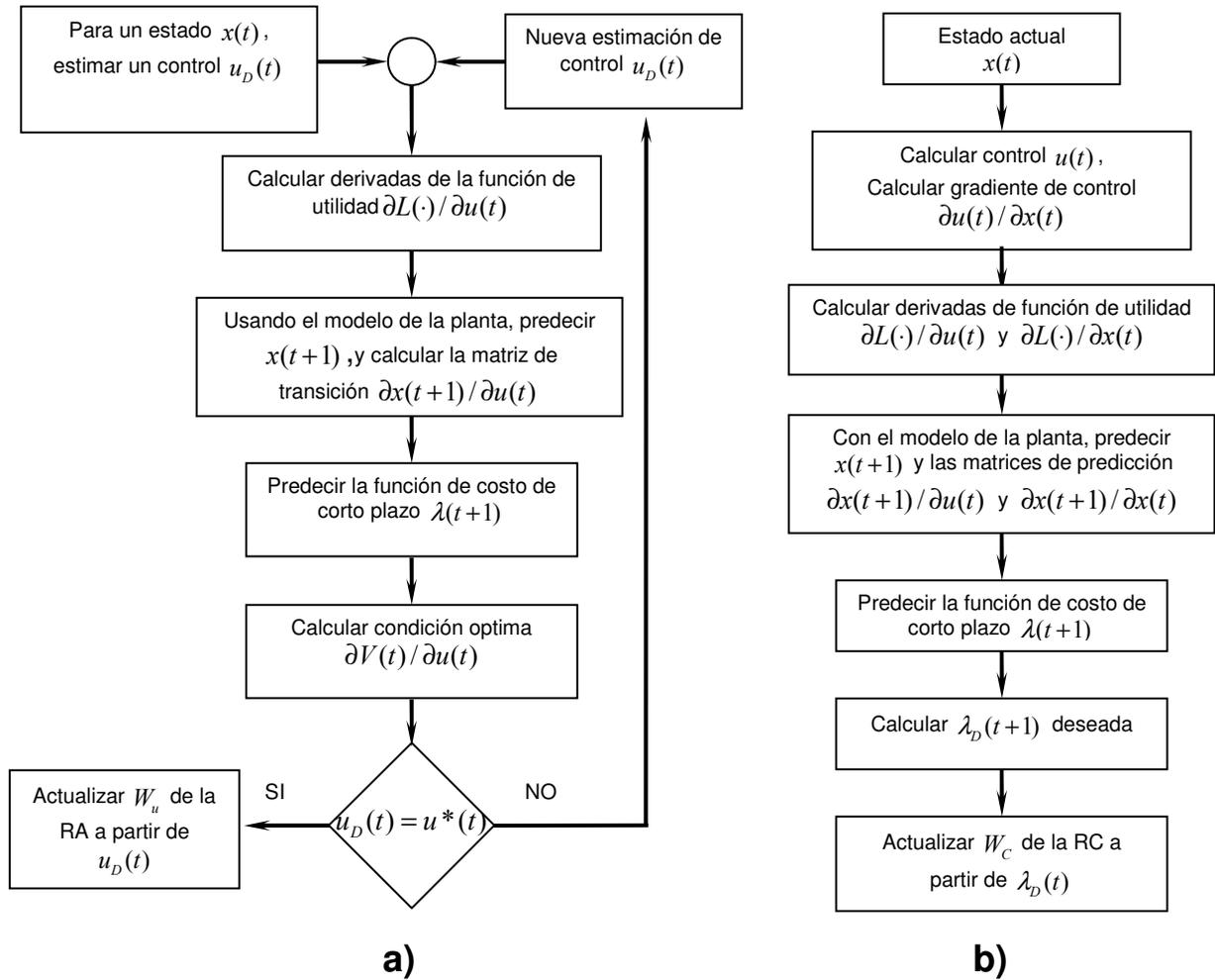


Figura 4.11.- Adaptación en un periodo $\Delta t = (t+1) - t$.
a) para RA. b) para RC.

El sistema ACD determina, a partir del estado actual del rotor, las medidas de control que se deben de tomar para que la dinámica del motor de pasos funcione de manera óptima de acuerdo a un desempeño predeterminado. Por ejemplo, si el motor debe realizar un determinado perfil de velocidad (figura 4.12), el



controlador debe ser capaz de estimar el error del motor y encontrar la trayectoria óptima.

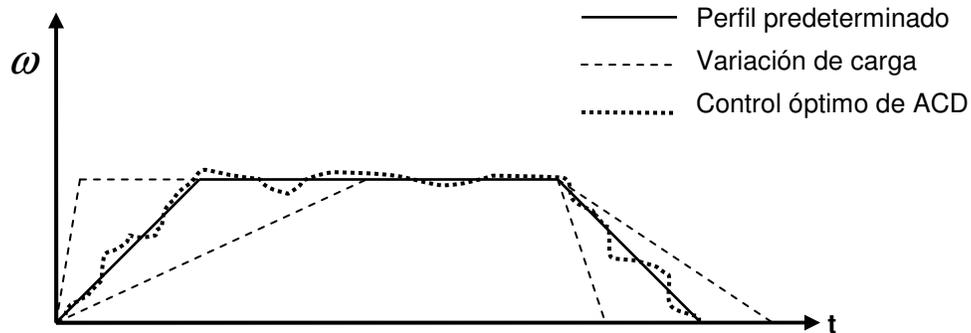


Figura 4.12. Perfil de velocidad predeterminado.

Se propone esta tecnología como un sistema de control eficiente para el manejo de motores de pasos y para manipuladores basados en estos; trabajar con ACD requiere de muchas bases teóricas de control para el diseño y una fuerte base de redes neuronales para su implementación. Existen diferentes trabajos donde se han implementado exitosamente sistemas de ACD para el control de un vehículo de 2 grados de libertad, interceptación de misiles, aterrizaje automático de aviones, control de turbogeneradores, etc.; la mayoría de estas propuestas implementan arreglos DHP, pero se han observado mejores resultados en la implementación de GDHP.

Es importante experimentar con estos sistemas de control para determinar su potencial y su aplicación en el desarrollo de controladores eficientes y costeables. Una de las limitantes para el desarrollo de estos sistemas es la falta de *hardware* que permita cálculos mas acelerados para obtener una mejor respuesta en el tiempo. Es necesario utilizar supercomputadoras o arreglos de procesadores conectados en paralelo (*clusters*) para poder solucionar problemas reales, lo que resulta en un costo elevado.

Conclusiones

En este trabajo se desarrolló la propuesta de un motor de pasos de alta potencia; este motor consiste en un arreglo tipo “sándwich”, en el que el rotor se encuentra entre un estator compuesto por 2 segmentos.

Se probó un arreglo geométrico para el ensamble de los imanes del rotor; este arreglo consiste en alternar los polos magnéticos de los imanes, sin que exista una separación entre ellos al darles un maquinado geométrico para formar un anillo de 3 dipolos magnéticos. Esto mejora el desempeño de torque al permitir una menor disipación del campo magnético entre los imanes y los polos del estator. Como se mencionó en el capítulo 3, es necesario tener cuidado al momento de trabajar la geometría de los imanes de NdFeB para que estos no pierdan sus propiedades magnéticas debido a sobrecalentamiento.

La implementación del circuito electrónico de la etapa de potencia, usando la configuración propuesta por *STMicroelectronics* con los circuitos integrados L297 y L298N, es la adecuada para la operación de nuestros motores de pasos, porque esta permite utilizar una corriente máxima de 2A, y se observó que los motores están sujetos a sobrecalentamiento (temperatura mayor a 65°C) cuando la corriente es superior a 1.5A. Si se desea controlar un motor con una mayor potencia se debe remplazar el circuito integrado L298N por un arreglo de transistores de potencia.

Para la implementación del prototipo de la etapa de potencia se trabajó con 2 tecnologías; una de ellas es una propuesta del LMM que consiste en “tejer”, con alambre de cobre, en una tarjeta las conexiones entre los diferentes nodos del circuito electrónico (WCB). Al comparar esta tecnología con un sistema PCB se observó que la implementación WCB permite realizar prototipos de manera más rápida y simple, así como con una mayor densidad de componentes. También es importante hacer notar que los prototipos bajo WCB no utilizan equipo o químicos especiales, lo que permite obtener una contracción de bajo costo. Sin embargo, al ser una técnica hasta el momento hecha a mano, no resulta eficiente cuando es necesario realizar grandes producciones de un mismo circuito, limitándose solamente como una implementación rápida para prototipos electrónicos.

Por otra parte, para obtener las curvas características de los motores de pasos (torque estático, curvas dinámicas pull-in y pull-out) se realizaron diferentes experimentos. Los resultados obtenidos muestran un mejor desempeño de torque del motor PLM; es fácil determinar que una bobina con un mayor número de vueltas va a generar un campo magnético mayor, lo que a su vez genera un mayor torque, pero la desventaja de esto es un tiempo de retraso en el manejo de corriente, porque esta tarda más en alcanzar su valor máximo, lo que limita el



desempeño de velocidad. La manera directa de solucionar esto es aumentar la amplitud de voltaje de los pulsos de entrada, pero sin perder de vista el límite de corriente que el motor puede manejar, para no sufrir de sobrecalentamiento que pueda dañar las bobinas del motor de pasos. Al hacer esto se pudieron alcanzar, con algunas dificultades, velocidades de 6000 RPM para el motor PLM.

Por otra parte, el motor EK muestra un desempeño de velocidad superior, con el cual es mucho más fácil obtener velocidades más altas sin perder sincronía de los pulsos. Con este motor se pudieron alcanzar velocidades de 8000 RPM prácticamente sin ningún problema. Esto se debe a las características de las bobinas del estator; al tener una inductancia menor, el tiempo de respuesta en el manejo de corriente es mucho mejor, lo que permite a esta alcanzar su valor máximo en un periodo de tiempo menor, pero con esto se sacrifica la generación de campo magnético, el cual resulta pobre comparado con el motor PLM.

Creemos que los resultados obtenidos son buenos al compararlos con otro tipo de motores de pasos comerciales y usando este mismo arreglo será posible realizar motores cuando menos en la escala milimétrica.

Una de las características principales de este tipo de motor de pasos desarrollados es el bajo costo; todos los componentes son fáciles de conseguir en México, sin necesidad de tener que importar equipo o materiales especiales para su construcción. Estimamos que la construcción de cada uno de estos motores tiene un costo de materiales de entre \$70 y \$100 M.N. por prototipo. El circuito de la etapa de potencia tiene un costo aproximado de \$200 M.N. Sin embargo, no se está considerando el costo de la implementación de un sistema de control; el costo de este se verá reflejado en el tipo de tecnología que se implemente. Seguramente en un principio, el utilizar un controlador basado en Crítica Adaptiva elevará el costo del sistema por ser una tecnología que aún se encuentra en desarrollo.

Trabajo a futuro.

Es importante seguir trabajando en el desarrollo de estas tecnologías para determinar la posibilidad de implementar micromotores bajo esta propuesta. Un paso inmediato será el escalar las dimensiones de este motor a la escala milimétrica y determinar su funcionalidad, experimentando con diferentes parámetros en las bobinas del estator, y así aumentar el marco de desempeño de este tipo de actuadores. Si se plantea una aplicación inmediata de este tipo de arreglos de motores de pasos, es necesario establecer los requerimientos del sistema a implementar para determinar si el desempeño del motor de pasos será de velocidad, de torque o de ambos, lo que influye directamente sobre el diseño de las bobinas del estator.



Mucho de la construcción de los prototipos se realizó a mano. Es necesario encontrar una manera de automatizar los procesos de fabricación de los diferentes componentes, en especial, de las bobinas y del trabajo con los imanes.

En el capítulo 4 se describe una tecnología de Control Adaptivo viable para el diseño e implementación de controladores óptimos. Esta se basa en la Programación Dinámica y su aproximación en Crítica Adaptiva. Es necesario seguir estudiando esta posibilidad, así como la implementación de estos sistemas, para determinar su potencial en aplicaciones sobre control de actuadores propuestos y directamente sobre control de procesos en las micromáquinas-herramientas desarrolladas en el LMM.



Anexo 1

Diseño electrónico para la etapa de potencia

La etapa de potencia utilizada esta basada en la propuesta de conexión de los circuitos integrados L297 (secuenciador lógico) y L298N (potencia) propuesto en las hojas de especificaciones del fabricante *STMicroelectronics*.

Este anexo consta de las hojas de especificaciones de ambos circuitos integrados.

THE L297 STEPPER MOTOR CONTROLLER

The L297 integrates all the control circuitry required to control bipolar and unipolar stepper motors. Used with a dual bridge driver such as the L298N forms a complete microprocessor-to-bipolar stepper motor interface. Unipolar stepper motor can be driven with an L297 plus a quad darlington array. This note describes the operation of the circuit and shows how it is used.

The L297 Stepper Motor Controller is primarily intended for use with an L298N or L293E bridge driver in stepper motor driving applications.

It receives control signals from the system's controller, usually a microcomputer chip, and provides all the necessary drive signals for the power stage. Additionally, it includes two PWM chopper circuits to regulate the current in the motor windings.

With a suitable power actuator the L297 drives two phase bipolar permanent magnet motors, four phase unipolar permanent magnet motors and four phase variable reluctance motors. Moreover, it handles normal, wave drive and half step drive modes. (This is all explained in the section "Stepper Motor Basics").

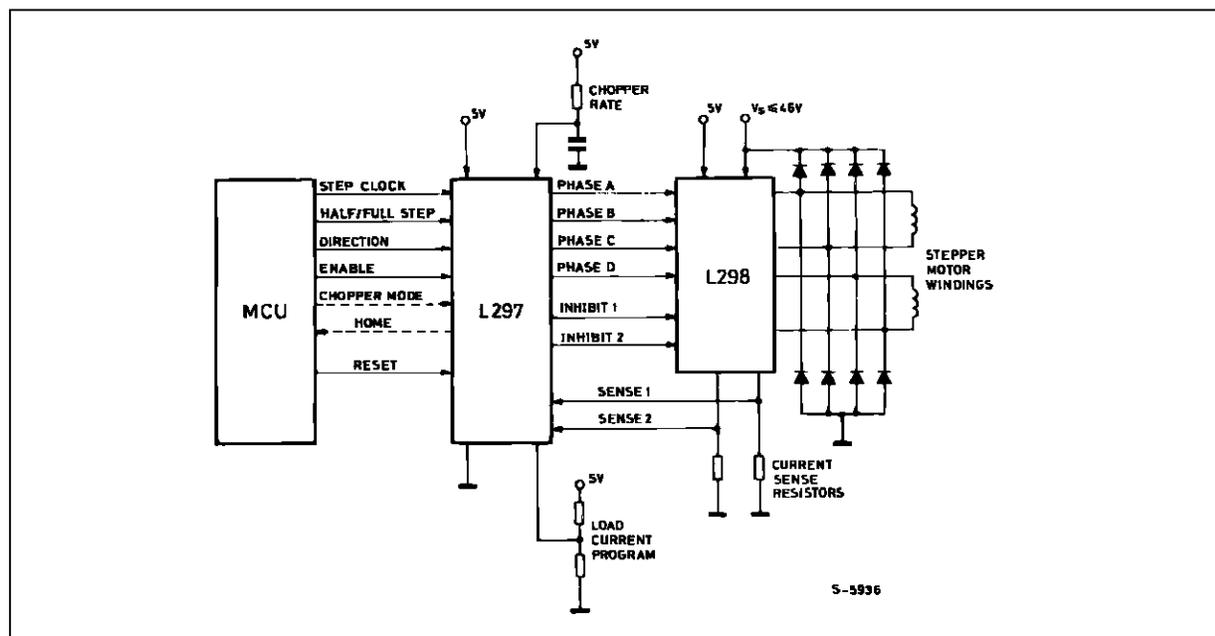
Two versions of the device are available : the regular

L297 and a special version called L297A. The L297A incorporates a step pulse doubler and is designed specifically for floppy-disk head positioning applications.

ADVANTAGES

The L297 + driver combination has many advantages : very few components are required (so assembly costs are low, reliability high and little space required), software development is simplified and the burden on the micro is reduced. Further, the choice of a two-chip approach gives a high degree of flexibility-the L298N can be used on its own for DC motors and the L297 can be used with any power stage, including discrete power devices (it provides 20mA drive for this purpose).

Figure 1 : In this typical configuration an L297 stepper motor controller and L298 dual bridge driver combine to form a complete microprocessor to bipolar stepper motor interface.



APPLICATION NOTE

For bipolar motors with winding currents up to 2A the L297 should be used with the L298N ; for winding currents up to 1A the L293E is recommended (the L293 will also be useful if the chopper isn't needed). Higher currents are obtained with power transistors or darlingtontons and for unipolar motors a darlington array such as the ULN2075B is suggested. The block diagram, figure 1, shows a typical system.

Applications of the L297 can be found almost everywhere ... printers (carriage position, daisy position, paper feed, ribbon feed), typewriters, plotters, numerically controlled machines, robots, floppy disk drives, electronic sewing machines, cash registers, photocopiers, telex machines, electronic carburetors, telecopiers, photographic equipment, paper tape readers, optical character recognisers, electric valves and so on.

The L297 is made with SGS' analog/digital compatible I²L technology (like Zodiac) and is assembled in a 20-pin plastic DIP. A 5V supply is used and all signal lines are TTL/CMOS compatible or open collector transistors. High density is one of the key features of the technology so the L297 die is very compact.

THE L298N AND L293E

Since the L297 is normally used with an L298N or L293E bridge driver a brief review of these devices will make the rest of this note easier to follow.

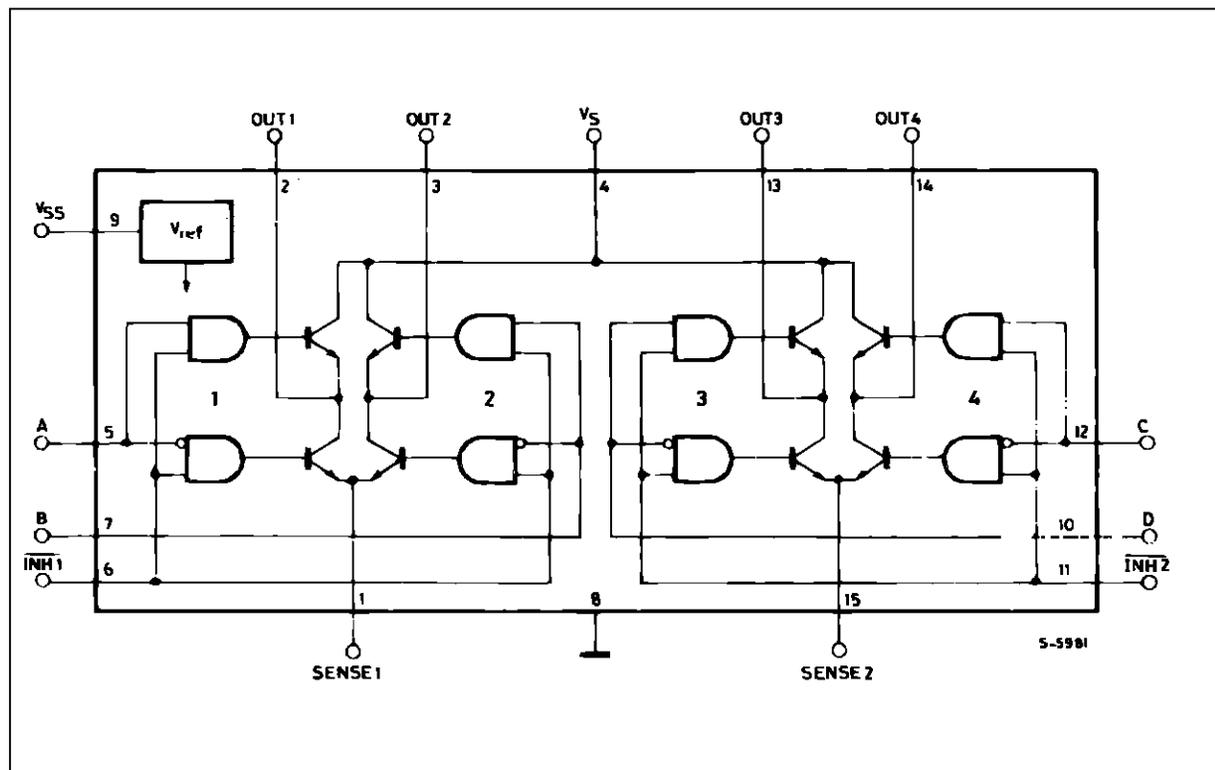
The L298N and L293E contain two bridge driver stages, each controlled by two TTL-level logic inputs and a TTL-level enable input. In addition, the emitter connections of the lower transistors are brought out to external terminals to allow the connection of current sensing resistors (figure 2).

For the L298N SGS' innovative ion-implanted high voltage/high current technology is used, allowing it to handle effective powers up to 160W (46V supply, 2A per bridge). A separate 5V logic supply input is provided to reduce dissipation and to allow direct connection to the L297 or other control logic.

In this note the pins of the L298N are labelled with the pin names of the corresponding L297 terminals to avoid unnecessary confusion.

The L298N is supplied in a 15-lead Multiwatt plastic power package. It's smaller brother, the functionally identical L293E, is packaged in a Powerdip – a copper frame DIP that uses the four center pins to conduct heat to the circuit board copper.

Figure 2 : The L298N contains two bridge drivers (four push pull stages) each controlled by two logic inputs and an enable input. External emitter connections are provided for current sense resistors. The L293E has external connections for all four emitters.

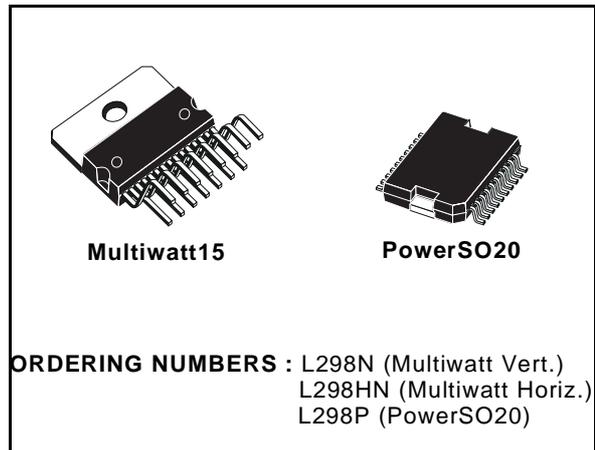


DUAL FULL-BRIDGE DRIVER

- OPERATING SUPPLY VOLTAGE UP TO 46 V
- TOTAL DC CURRENT UP TO 4 A
- LOW SATURATION VOLTAGE
- OVERTEMPERATURE PROTECTION
- LOGICAL "0" INPUT VOLTAGE UP TO 1.5 V (HIGH NOISE IMMUNITY)

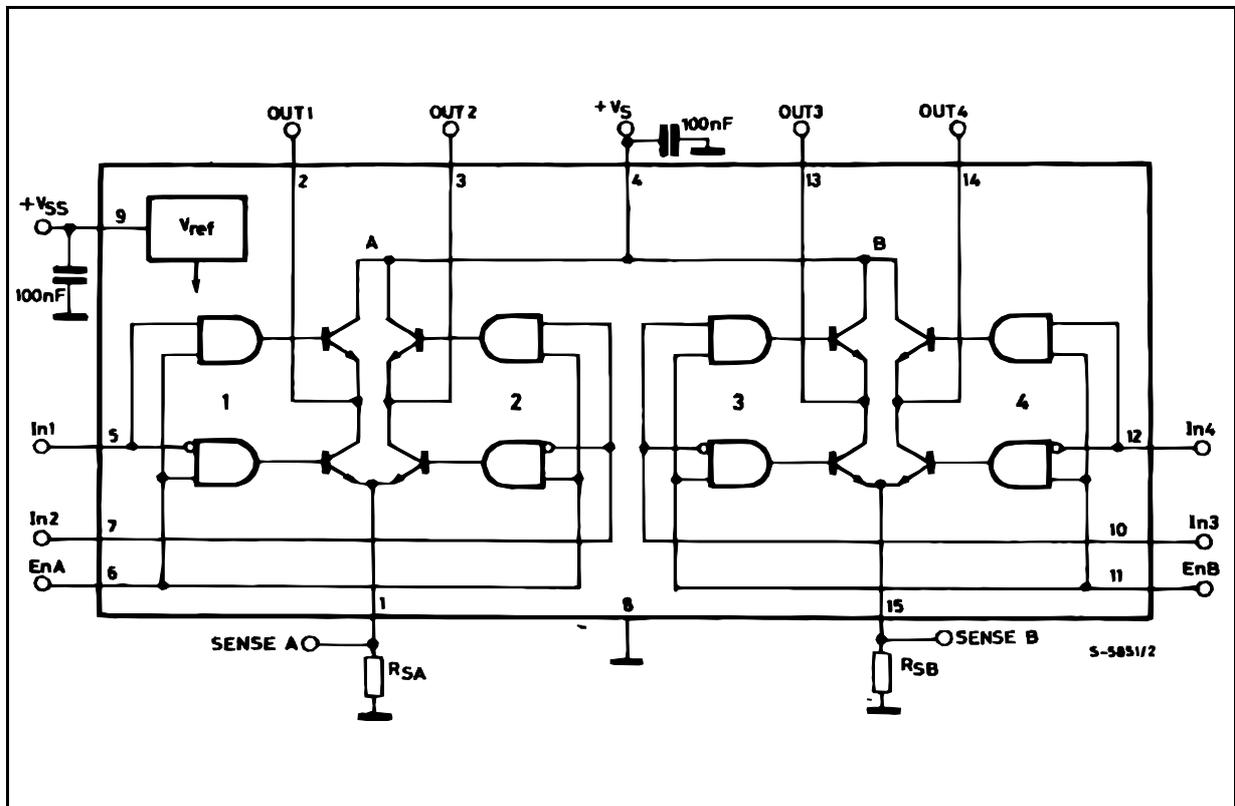
DESCRIPTION

The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead Multiwatt and PowerSO20 packages. It is a high voltage, high current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors. Two enable inputs are provided to enable or disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the con-



nection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

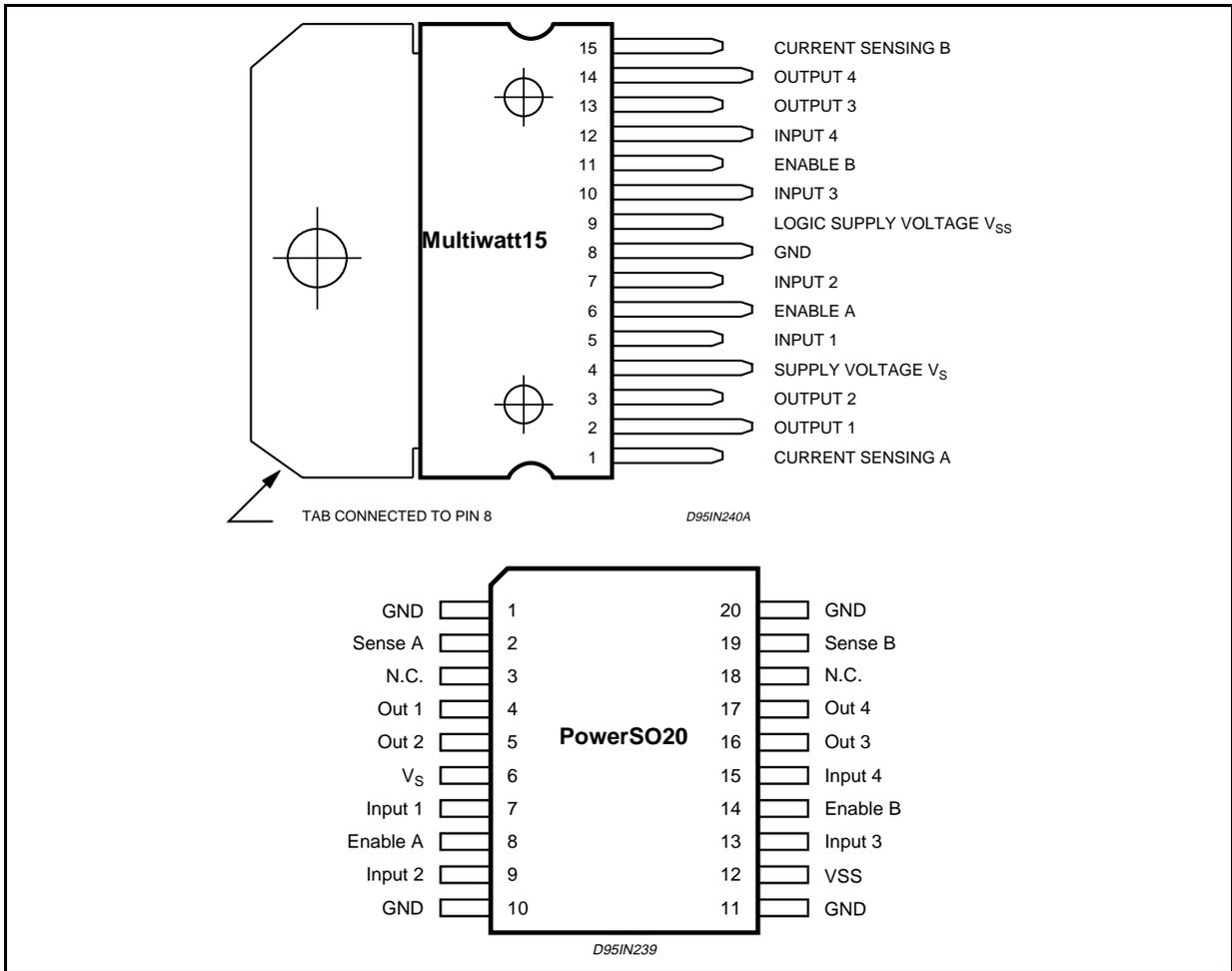
BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_S	Power Supply	50	V
V_{SS}	Logic Supply Voltage	7	V
V_I, V_{en}	Input and Enable Voltage	-0.3 to 7	V
I_O	Peak Output Current (each Channel)		
	- Non Repetitive ($t = 100\mu s$)	3	A
	- Repetitive (80% on -20% off; $t_{on} = 10ms$)	2.5	A
	-DC Operation	2	A
V_{sens}	Sensing Voltage	-1 to 2.3	V
P_{tot}	Total Power Dissipation ($T_{case} = 75^\circ C$)	25	W
T_{op}	Junction Operating Temperature	-25 to 130	$^\circ C$
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	-40 to 150	$^\circ C$

PIN CONNECTIONS (top view)



THERMAL DATA

Symbol	Parameter		PowerSO20	Multiwatt15	Unit
$R_{th\ j-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max.	-	3	$^\circ C/W$
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max.	13 (*)	35	$^\circ C/W$

(*) Mounted on aluminum substrate



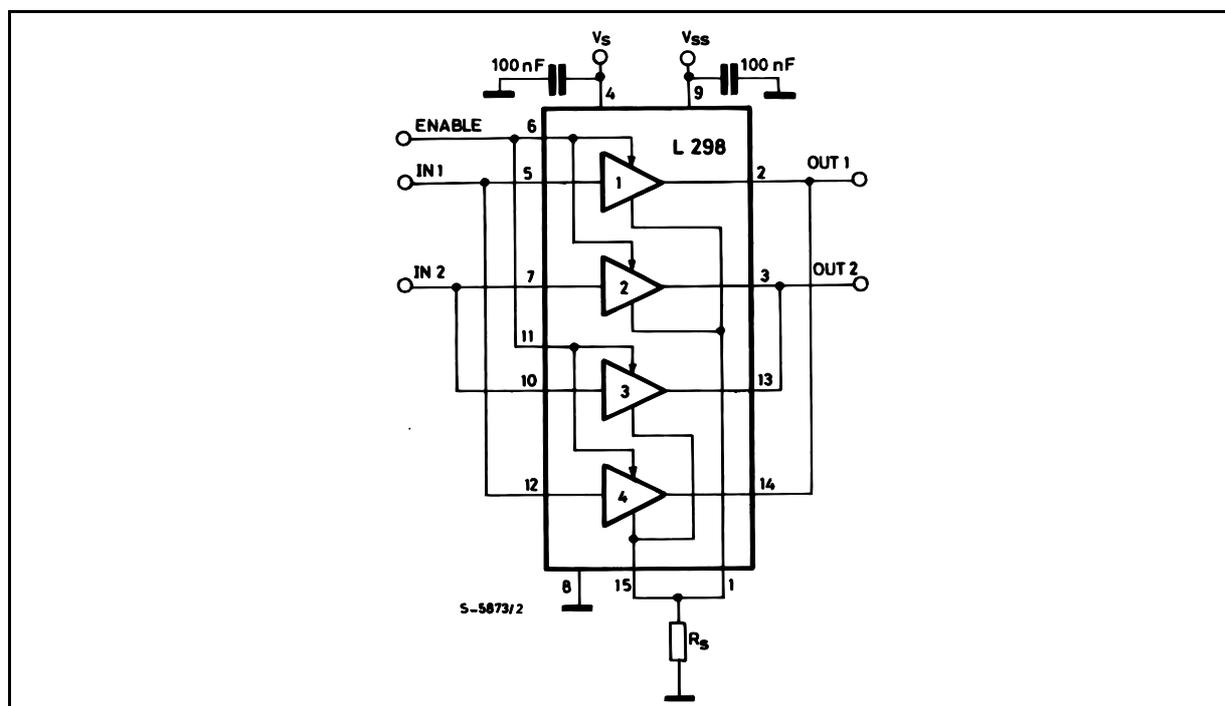
PIN FUNCTIONS (refer to the block diagram)

MW.15	PowerSO	Name	Function
1;15	2;19	Sense A; Sense B	Between this pin and ground is connected the sense resistor to control the current of the load.
2;3	4;5	Out 1; Out 2	Outputs of the Bridge A; the current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 1.
4	6	V _s	Supply Voltage for the Power Output Stages. A non-inductive 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
5;7	7;9	Input 1; Input 2	TTL Compatible Inputs of the Bridge A.
6;11	8;14	Enable A; Enable B	TTL Compatible Enable Input: the L state disables the bridge A (enable A) and/or the bridge B (enable B).
8	1,10,11,20	GND	Ground.
9	12	V _{SS}	Supply Voltage for the Logic Blocks. A100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
10; 12	13;15	Input 3; Input 4	TTL Compatible Inputs of the Bridge B.
13; 14	16;17	Out 3; Out 4	Outputs of the Bridge B. The current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 15.
–	3;18	N.C.	Not Connected

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_S = 42V; V_{SS} = 5V, T_j = 25°C; unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _S	Supply Voltage (pin 4)	Operative Condition	V _{IH} +2.5		46	V
V _{SS}	Logic Supply Voltage (pin 9)		4.5	5	7	V
I _S	Quiescent Supply Current (pin 4)	V _{en} = H; I _L = 0 V _i = L V _i = H		13 50	22 70	mA mA
		V _{en} = L V _i = X			4	mA
I _{SS}	Quiescent Current from V _{SS} (pin 9)	V _{en} = H; I _L = 0 V _i = L V _i = H		24 7	36 12	mA mA
		V _{en} = L V _i = X			6	mA
V _{iL}	Input Low Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		–0.3		1.5	V
V _{iH}	Input High Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		2.3		V _{SS}	V
I _{iL}	Low Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V _i = L			–10	μA
I _{iH}	High Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V _i = H ≤ V _{SS} – 0.6V		30	100	μA
V _{en} = L	Enable Low Voltage (pins 6, 11)		–0.3		1.5	V
V _{en} = H	Enable High Voltage (pins 6, 11)		2.3		V _{SS}	V
I _{en} = L	Low Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V _{en} = L			–10	μA
I _{en} = H	High Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V _{en} = H ≤ V _{SS} – 0.6V		30	100	μA
V _{CEsat} (H)	Source Saturation Voltage	I _L = 1A I _L = 2A	0.95	1.35 2	1.7 2.7	V V
V _{CEsat} (L)	Sink Saturation Voltage	I _L = 1A (5) I _L = 2A (5)	0.85	1.2 1.7	1.6 2.3	V V
V _{CEsat}	Total Drop	I _L = 1A (5) I _L = 2A (5)	1.80		3.2 4.9	V V
V _{sens}	Sensing Voltage (pins 1, 15)		–1 (1)		2	V

Figure 7 : For higher currents, outputs can be paralleled. Take care to parallel channel 1 with channel 4 and channel 2 with channel 3.



APPLICATION INFORMATION (Refer to the block diagram)

1.1. POWER OUTPUT STAGE

The L298 integrates two power output stages (A ; B). The power output stage is a bridge configuration and its outputs can drive an inductive load in common or differenzial mode, depending on the state of the inputs. The current that flows through the load comes out from the bridge at the sense output : an external resistor (R_{SA} ; R_{SB} .) allows to detect the intensity of this current.

1.2. INPUT STAGE

Each bridge is driven by means of four gates the input of which are In_1 ; In_2 ; En_A and In_3 ; In_4 ; En_B . The In inputs set the bridge state when The En input is high ; a low state of the En input inhibits the bridge. All the inputs are TTL compatible.

2. SUGGESTIONS

A non inductive capacitor, usually of 100 nF, must be foreseen between both V_s and V_{ss} , to ground, as near as possible to GND pin. When the large capacitor of the power supply is too far from the IC, a second smaller one must be foreseen near the L298.

The sense resistor, not of a wire wound type, must be grounded near the negative pole of V_s that must be near the GND pin of the I.C.

Each input must be connected to the source of the driving signals by means of a very short path.

Turn-On and Turn-Off : Before to Turn-ON the Supply Voltage and before to Turn it OFF, the Enable input must be driven to the Low state.

3. APPLICATIONS

Fig 6 shows a bidirectional DC motor control Schematic Diagram for which only one bridge is needed. The external bridge of diodes D_1 to D_4 is made by four fast recovery elements ($trr \leq 200$ nsec) that must be chosen of a V_F as low as possible at the worst case of the load current.

The sense output voltage can be used to control the current amplitude by chopping the inputs, or to provide overcurrent protection by switching low the enable input.

The brake function (Fast motor stop) requires that the Absolute Maximum Rating of 2 Amps must never be overcome.

When the repetitive peak current needed from the load is higher than 2 Amps, a paralleled configuration can be chosen (See Fig.7).

An external bridge of diodes are required when inductive loads are driven and when the inputs of the IC are chopped ; Schottky diodes would be preferred.

This solution can drive until 3 Amps In DC operation and until 3.5 Amps of a repetitive peak current.

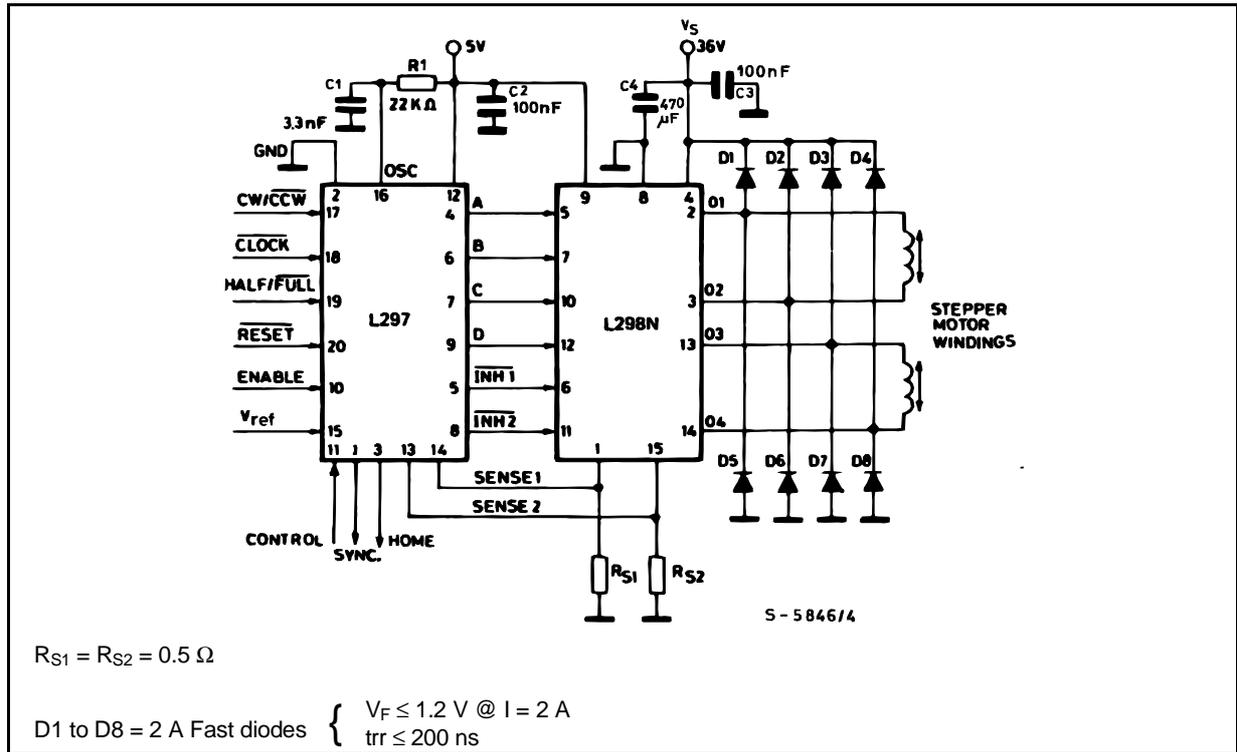
On Fig 8 it is shown the driving of a two phase bipolar stepper motor ; the needed signals to drive the inputs of the L298 are generated, in this example, from the IC L297.

Fig 9 shows an example of P.C.B. designed for the application of Fig 8.

Figure 8 : Two Phase Bipolar Stepper Motor Circuit.

This circuit drives bipolar stepper motors with winding currents up to 2 A. The diodes are fast 2 A types.

Fig 10 shows a second two phase bipolar stepper motor control circuit where the current is controlled by the I.C. L6506.



Anexo 2

Caracterización de un motor de DC

Para poder analizar el comportamiento de los motores de pasos propuestos se utilizo un motor de DC del cual no se tienen las especificaciones de operación. En realidad es sencillo obtener sus características realizando ciertas mediciones sobre algunos experimentos.

Hacer funcionar un motor de DC se bastante sencillo, solo es necesario aplicar un voltaje de alimentación entre sus entradas; la polaridad del voltaje aplicado al motor determina el sentido de giro de este. A diferencia de los motores de pasos o los servomecanismos, los motores de DC no pueden ser posicionados en una posición específica; estos giran a una máxima velocidad y en el sentido que el voltaje aplicado lo permite.

Los motores de DC presentan una buena eficiencia respecto a otras tecnologías de movimiento, por lo que es importante conocer la relación entre la potencia de entrada y de salida.

La manera de hacer esto es acoplar mecánicamente 2 motores de DC iguales, alimentar con un voltaje a uno de ellos y medir la potencia a la salida en el segundo motor. Se varia el voltaje y se observa el comportamiento del voltaje y corriente en la salida del motor acoplado, variando una carga eléctrica conectada a este. El siguiente diagrama de bloques muestra lo descrito anteriormente.

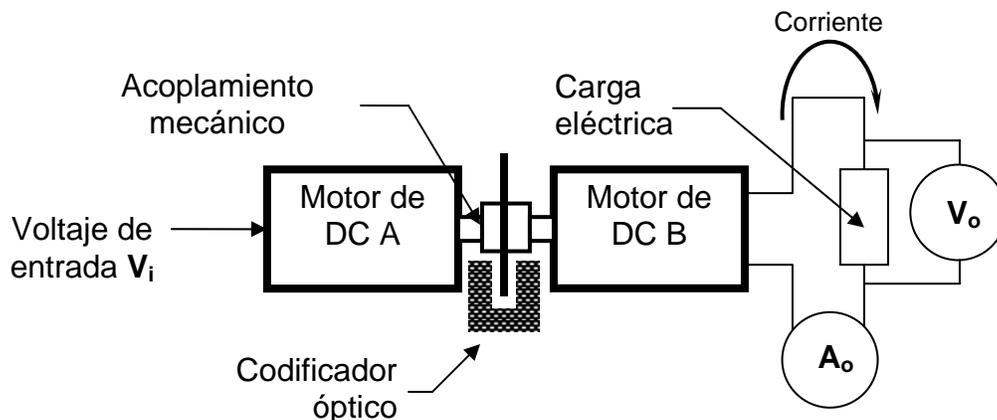


Figura 1.- Acoplamiento de 2 motores de DC para determinar su eficiencia.

Para obtener la eficiencia de cada uno de los motores se utiliza la relación:

$$\eta\% = 100 \cdot \sqrt{\frac{P_i}{P_o}}$$

donde $P = V \times i$. Haciendo estos cálculos, podemos obtener las curvas de eficiencia para diferentes cargas eléctricas.

Grafica de eficiencia

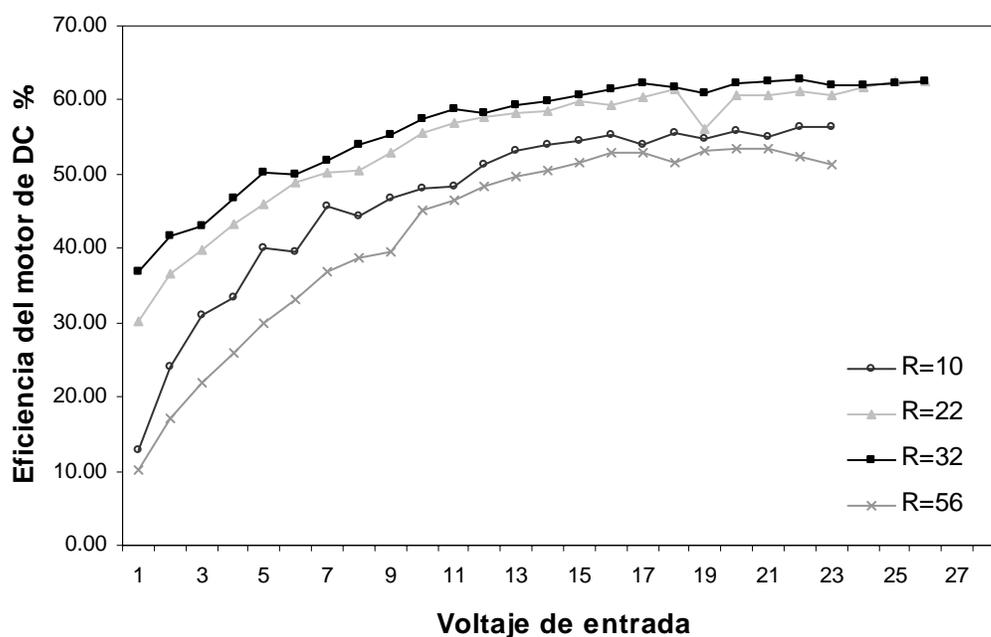


Figura 2.- Curva de Voltaje de entrada Vs Eficiencia para un motor de pasos.

Es importante también comparar la eficiencia del motor respecto a su velocidad angular. El codificador óptico nos proporciona la frecuencia angular, y con un simple calculo se puede obtener la velocidad en función de RPM. Así se obtienen los valores experimentales de la siguiente tabla.

Vo	R=1 Ohm		R=10.6 Ohm		R=21.2 Ohm		R=56.3 Ohm		RPM sin carga
	η%	RPM [vuelta/min]	η%	RPM [vuelta/min]	η%	RPM [vuelta/min]	η%	RPM [vuelta/min]	
3	15.61	525.60	35.11	688.80	23.55	750.00	13.39	450.60	765.60
4	17.39	807.00	39.53	975.00	32.14	1067.40	19.59	787.80	1129.20
5	20.24	939.00	42.95	1296.00	39.90	1332.00	25.99	1144.80	1532.40
6	21.61	1170.00	45.60	1578.00	42.41	1639.20	28.71	1500.00	1888.20
7	22.50	1386.00	46.73	1824.00	46.62	1968.60	32.56	1852.80	2233.20
8	24.09	1614.00	48.22	2129.40	48.20	2297.40	36.99	2197.80	2601.00
9	24.22	1848.00	52.12	2443.20	51.51	2634.00	36.49	2494.80	3023.40
10	24.67	2058.00	52.52	2718.00	51.91	2922.00	40.96	2901.00	3357.00
11	24.72	2270.40	52.61	3004.80	51.86	3234.00	44.01	3237.00	3721.20
12	25.64	2460.60	53.89	3342.60	55.42	3588.00	43.25	3571.20	4197.00
13	26.18	2689.20	55.29	3660.00	58.27	3894.00	46.11	3944.40	4542.60
14	25.82	2889.00	54.98	3954.00	60.75	4230.00	45.45	4272.00	4908.60

15	26.27	3078.00	56.96	4230.00	63.68	4572.00	48.01	4659.60	5355.60
16	26.41	3288.00	58.96	4503.00	63.70	4944.00	51.36	4975.80	5683.20
17	26.14	3488.40	56.07	4836.00	66.34	5310.00	50.47	5428.20	6078.00
18	25.90	3621.00	56.60	5124.00	66.02	5643.00	52.11	5802.60	6444.00
19	24.28	3804.00	56.58	5406.00	65.51	5943.00	54.91	6204.00	6768.00
20	25.90	4069.20	56.97	5682.00	66.92	6294.00	56.60	6672.00	7122.00
21	25.37	4092.00	57.20	6006.00	66.39	6546.00	56.78	7038.00	7446.00
22			58.75	6294.00	65.28	6804.00	57.97	7374.00	7842.00
23			57.47	6582.00	66.83	7146.00	59.84	7752.00	8178.00
24			58.95	6882.00	62.62	7350.00	58.55	8088.00	8604.00
25			57.27	7140.00	62.12	7800.00	59.60	8352.00	8970.00
26			58.17	7380.00	61.76	8070.00	56.20	8742.00	9342.00

Tabla 1. Valores experimentales obtenidos para RPM Vs Eficiencia.

Tomando en cuenta los datos anteriores, se puede obtener la siguiente curva:

RPM motor de DC

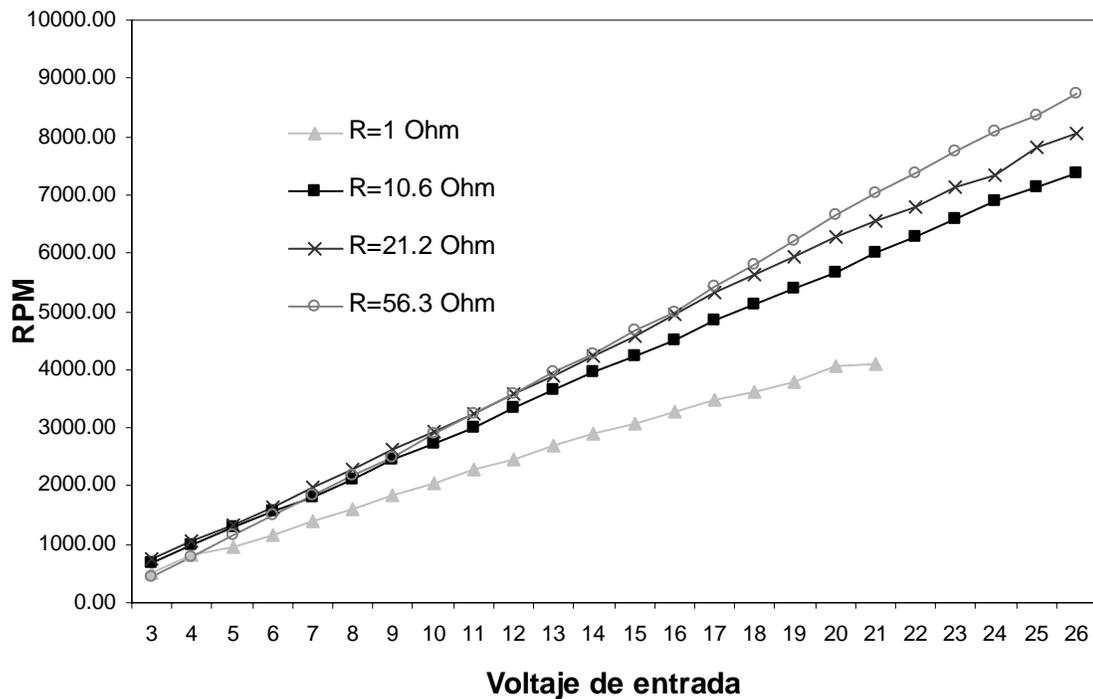


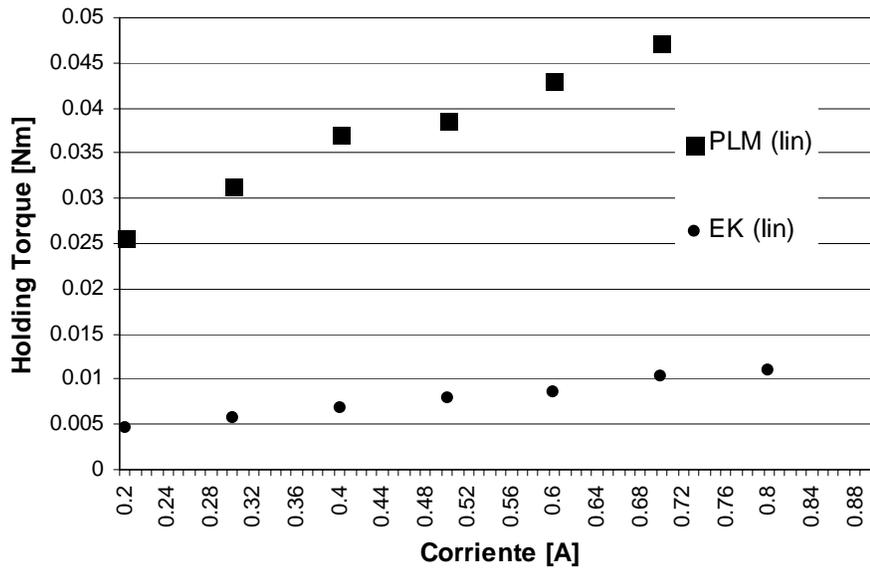
Figura 3.- Curva de voltaje contra revoluciones del motor con diferentes cargas eléctricas a la salida.

Anexo 3

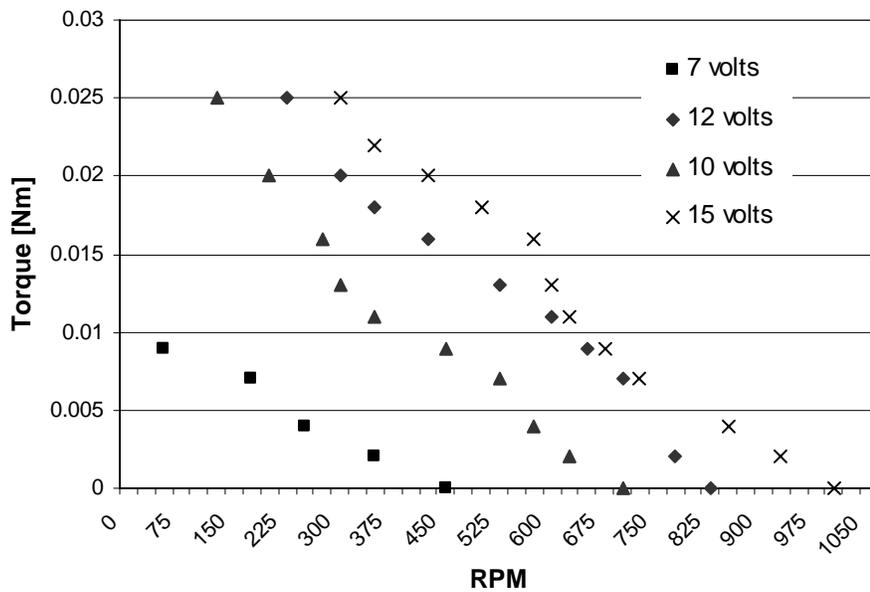
Datos experimentales

Las siguientes graficas representan los datos experimentales obtenidos en la caracterización de los motores de pasos.

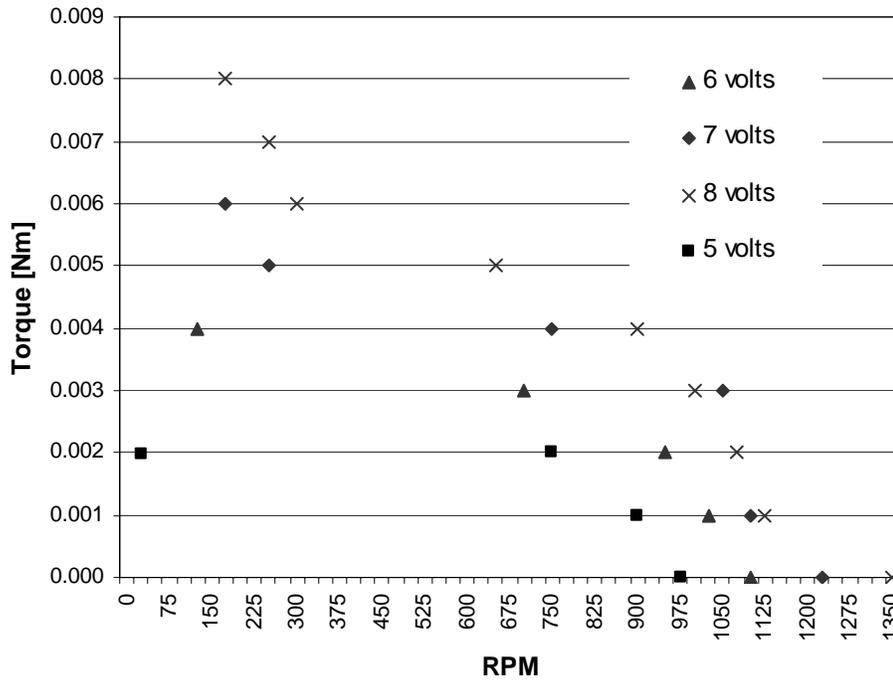
Holding Torque Vs corriente



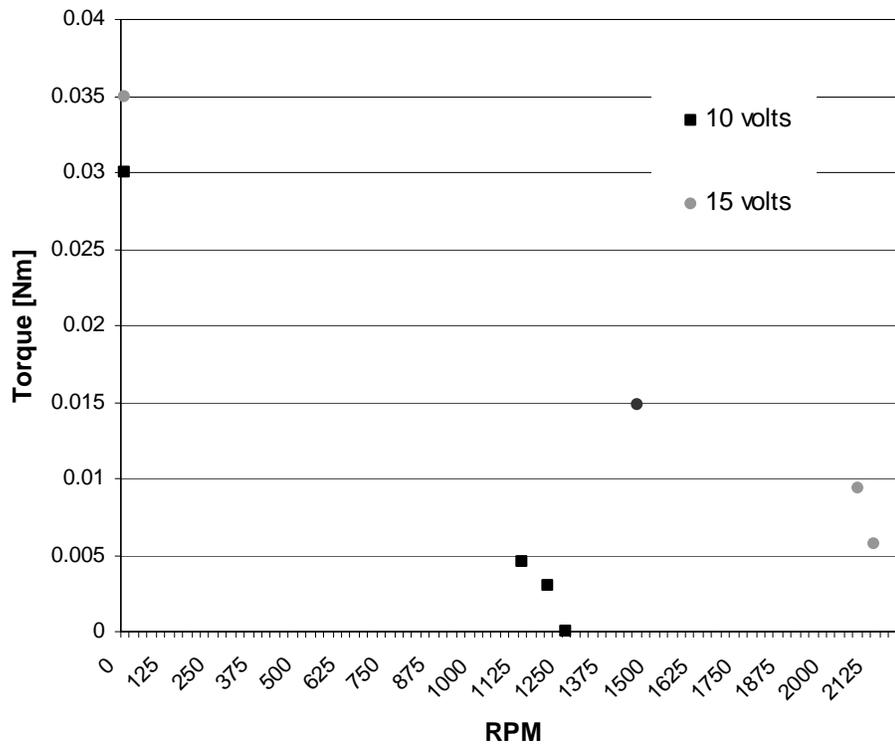
Datos experimentales de curva Pull-in, Motor PLM



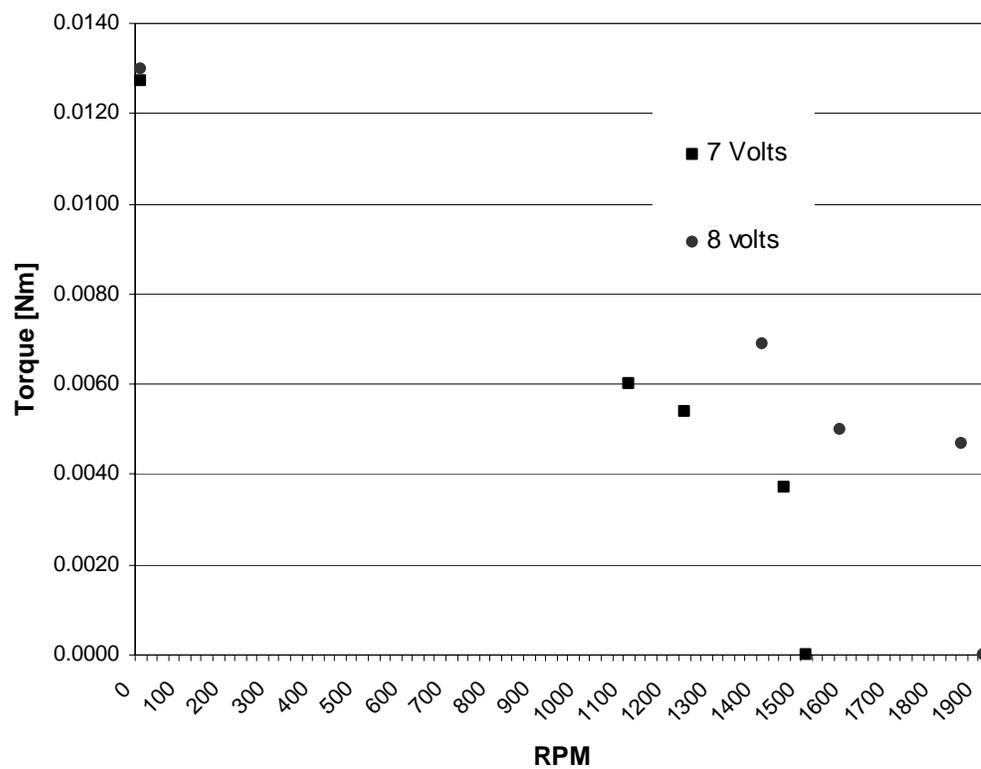
Datos experimentales de curva pull-in, Motor EK



Datos experimentales de curva Pull-out, Motor PLM



Datos experimentales de curva Pull-out, Motor EK



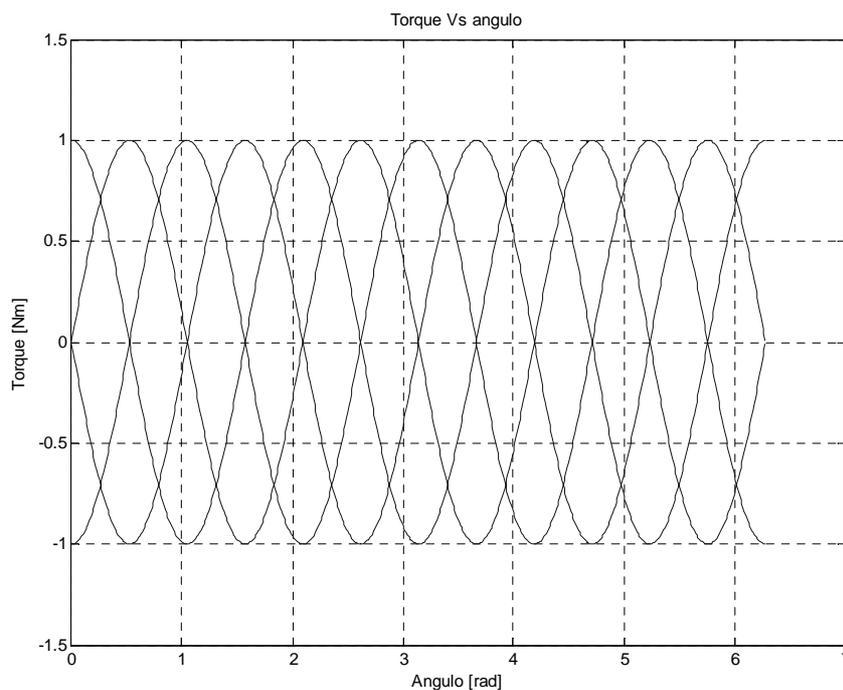
Anexo 4

Método de Euler para la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias

Para encontrar un modelo dinámico del motor de pasos implementado en el capítulo 3 se puede utilizar el método de Euler para la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias. La idea del método de Euler está basada en el significado geométrico de la derivada de una función en un punto dado. Para una función dada, se puede obtener numéricamente sus integrales conociendo los valores iniciales de estas. Por ejemplo, para $\frac{d^2 y(t)}{dt}$ se puede obtener:

$$\frac{dy(t + \Delta t)}{dt} = \frac{d^2 y(t + \Delta t)}{dt} * \Delta t + \frac{dy(t)}{dt}, \quad y, \quad y(t + \Delta t) = \frac{dy(t + \Delta t)}{dt} * \Delta t + y(t)$$

donde $\frac{dy(0)}{dt}$ y $y(0)$ son condiciones iniciales conocidas. Este método realiza una buena aproximación, siempre y cuando el valor de Δt sea considerablemente pequeño; si este valor es relativamente grande, el error de la aproximación puede ser demasiado para que esta pueda ser considerada. Utilizando como referencia las aproximaciones senoidales de la figura 2.1 del capítulo 2, se puede obtener la misma curva $T(\theta)$ utilizando Matlab, que representa las curvas de torque estático para cada una de las fases con un *Holding Torque* normalizado.



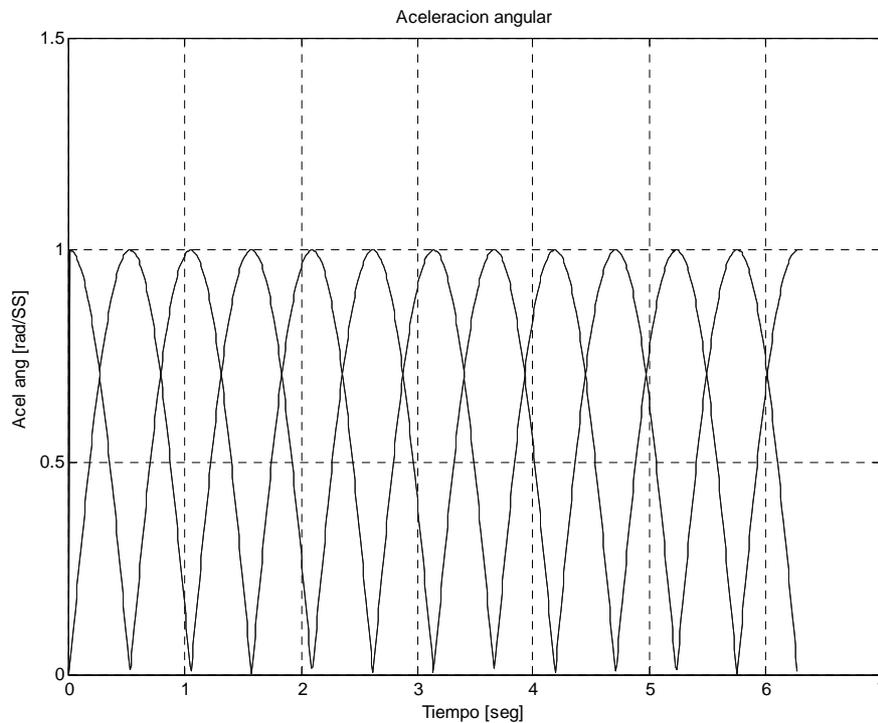
Torque estático Vs posición angular para las 4 fases del motor de pasos para una revolución del rotor.

Esta curva representa el torque en cada una de las fases cuando se encuentra encendida con respecto a la posición del rotor. La aceleración angular del rotor depende de la grafica anterior y del momento de inercia de la carga acoplado a este.

La aceleración se puede obtener con la ecuación:

$$\alpha(t) = |T(\theta) / I|,$$

donde $\alpha(t)[m/s^2]$ es la aceleración angular del rotor del motor de pasos, e $I[kg\ m^2]$ es el momento de inercia.

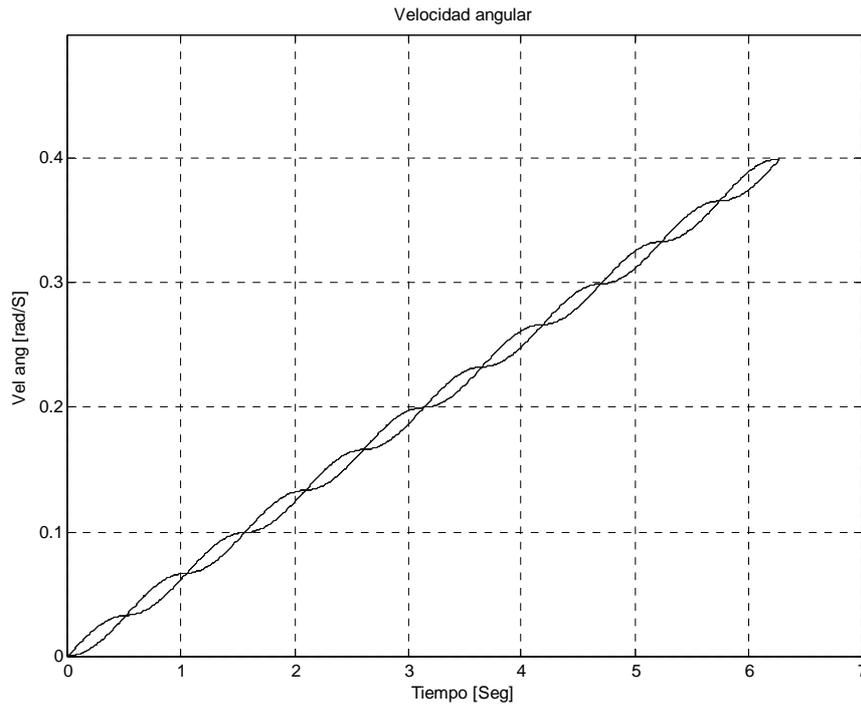


Aceleración angular en función del tiempo.

A partir de aquí se puede obtener la velocidad angular por medio del método de Euler, usando la recursividad:

$$\omega(t + \Delta t) = \int \alpha(t + 1) dt = \alpha(t + \Delta t) \cdot \Delta t + \omega(t)$$

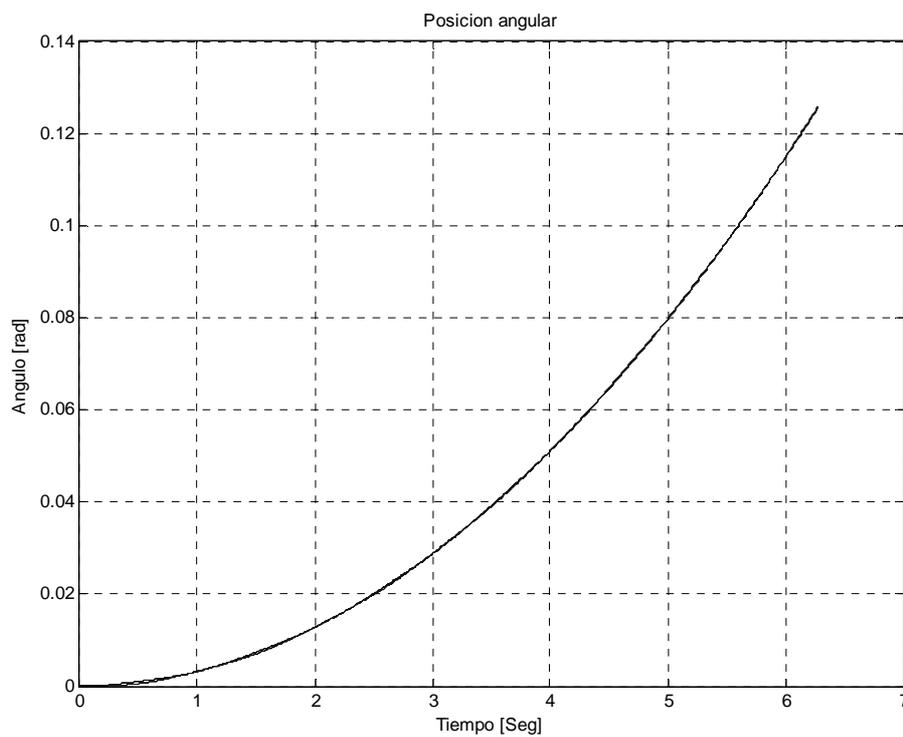
tomando $\omega(0) = 0$, lo que da como resultado:



Velocidad angular en función del tiempo.

En la curva anterior se puede observar las curvas de velocidad de las diferentes fases con respecto al tiempo. Para obtener la posición angular se utiliza la recursividad:

$$\theta(t + \Delta t) = \int \omega(t+1)dt = \alpha(t + \Delta t) \cdot \Delta t^2 + \omega(t + \Delta t) \cdot \Delta t + \theta(t), \quad \text{con } \theta(0) = 0.$$



posición angular en función del tiempo.

Es importante considerar las diferencias en los resultados de los dos motores al momento de desarrollar estos modelos como son los momentos de inercia, las cargas aplicadas, los torque de cada uno, etc.

Los modelos obtenidos por el método de Euler representan el caso ideal de movimiento angular del rotor del motor, donde se ha despreciado la fricción del sistema; pero al observar los resultados obtenidos por este método numérico se puede tener una idea de la dinámica de los motores de pasos implementados.

El programa de Matlab utilizado es el siguiente:

```

Fi=0:0.01:2*3.1416;
Ma=sin(3*(Fi+3.1416/2));
Mb=sin(3*Fi);
Ma1=sin(3*(Fi+3.1416/6));
Mb1=sin(3*(Fi+3.1416/3));
J=1;
%primera fase
Fi1a(1)=0;
Fi0a(1)=0;
for t=1:628;
    Fi2a(t+1)=abs(Ma(t+1)/J);
    Fi1a(t+1)=Fi2a(t+1)*.001+Fi1a(t);
    Fi0a(t+1)=Fi1a(t+1)*.001+Fi0a(t);
end
%segunda fase
Fi1b(1)=0;
Fi0b(1)=0;
for t=1:628;
    Fi2b(t+1)=abs(Mb(t+1)/J);
    Fi1b(t+1)=Fi2b(t+1)*.001+Fi1b(t);
    Fi0b(t+1)=Fi1b(t+1)*.001+Fi0b(t);
end
%tercera fase
Fi1a1(1)=0;
Fi0a1(1)=0;
for t=1:628;
    Fi2a1(t+1)=abs(Ma1(t+1)/J);
    Fi1a1(t+1)=Fi2a1(t+1)*.001+Fi1a1(t);
    Fi0a1(t+1)=Fi1a1(t+1)*.001+Fi0a1(t);
end
%cuarta fase
Fi1b1(1)=0;
Fi0b1(1)=0;
for t=1:628;
    Fi2b1(t+1)=abs(Mb1(t+1)/J);
    Fi1b1(t+1)=Fi2b1(t+1)*.001+Fi1b1(t);
    Fi0b1(t+1)=Fi1b1(t+1)*.001+Fi0b1(t);
end
temp=0:0.01:6.28;
%Torque vs angulo
figure (1)
plot(Fi, Ma, 'b', Fi, Mb, 'b', Fi, Ma1, 'b', Fi, Mb1, 'b')
AXIS([0 7 -1.5 1.5])
xlabel('Angulo [rad]')
ylabel('Torque [Nm]')
grid on
title('Torque Vs angulo')
%Aceleracion angular
figure(2)
plot(temp, Fi2a, 'b', temp, Fi2b, 'b', temp, Fi2a1, 'b', temp, Fi2b1, 'b')
AXIS([0 7 0 1.5])
xlabel('Tiempo [seg]')
title('Aceleracion angular')
grid on
ylabel('Acel ang [rad/SS]')
%Velocidad angular
figure(3)
plot(temp, Fi1a, 'b', temp, Fi1b, 'b', temp, Fi1a1, 'b', temp, Fi1b1, 'b')
xlabel('Tiempo [Seg]')
title('Velocidad angular')
ylabel('Vel ang [rad/S]')
grid on
%Posicion angular
figure(4)
plot(temp, Fi0a, 'b', temp, Fi0b, 'b', temp, Fi0a1, 'b', temp, Fi0b1, 'b')
xlabel('Tiempo [Seg]')
title('Posicion angular')
ylabel('Angulo [rad]')
grid on

```

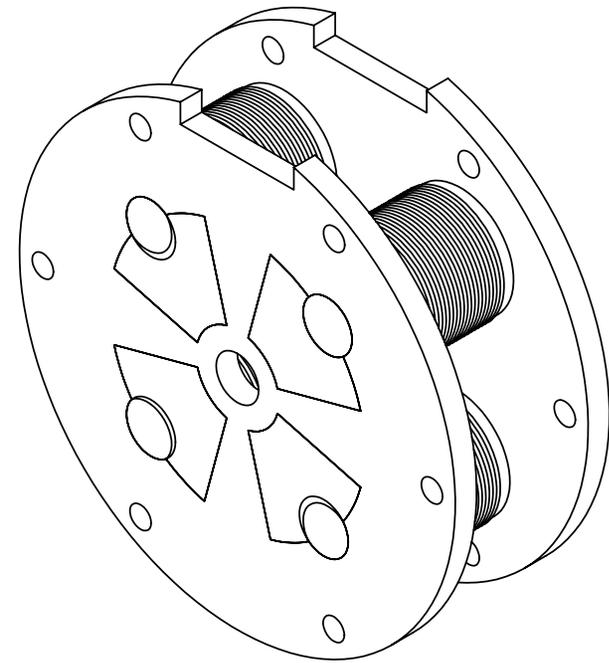
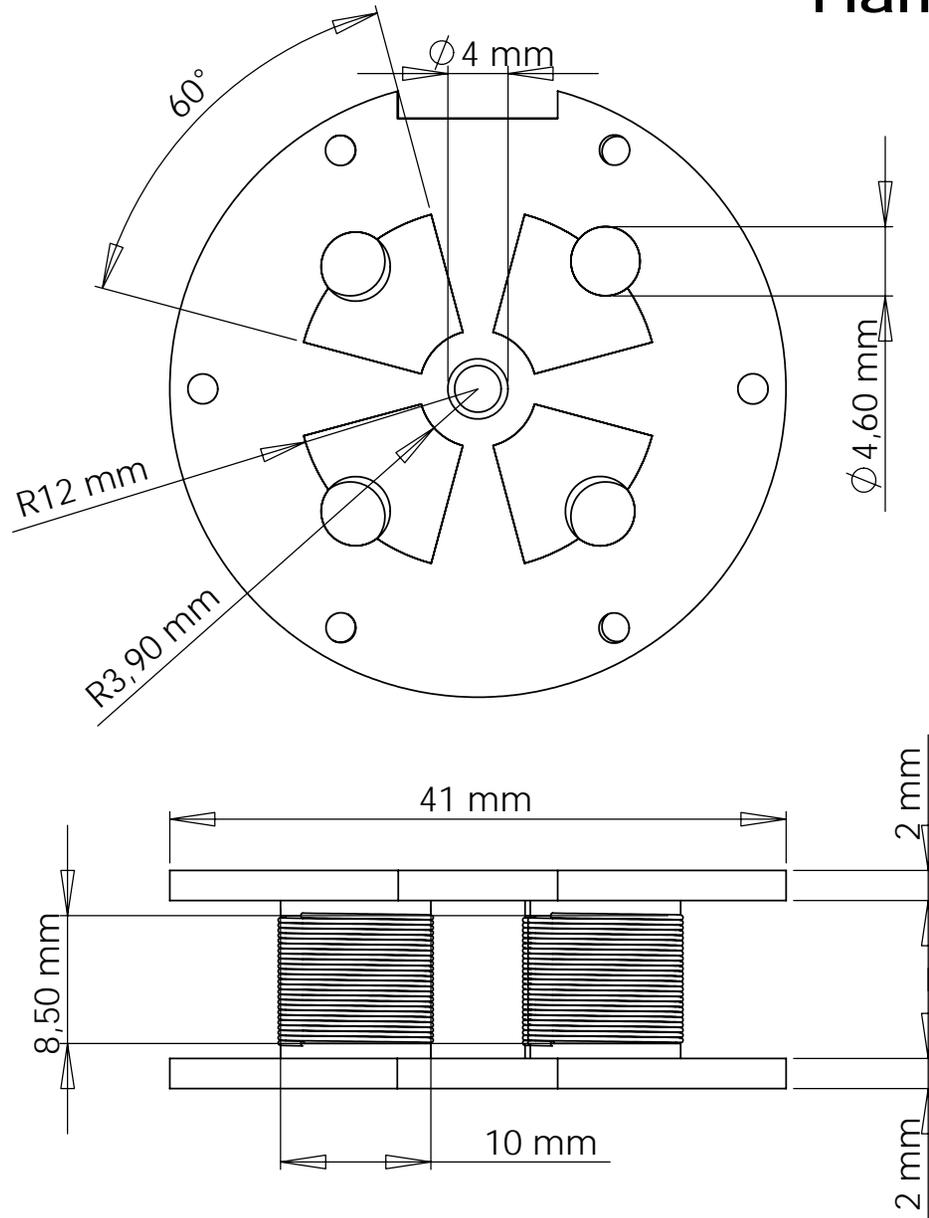
Anexo 5

Planos de los motores implementados

- **Plano de estator implementado para motor EK**
- **Plano de rotor implementado para motor EK**
- **Plano de imanes implementados para rotor del motor EK**
- **Plano de estator implementado para motor PLM**
- **Plano de rotor implementado para motor PLM**
- **Plano de imanes implementados para rotor del motor PLM**

Plano de estator implementado para motor EK

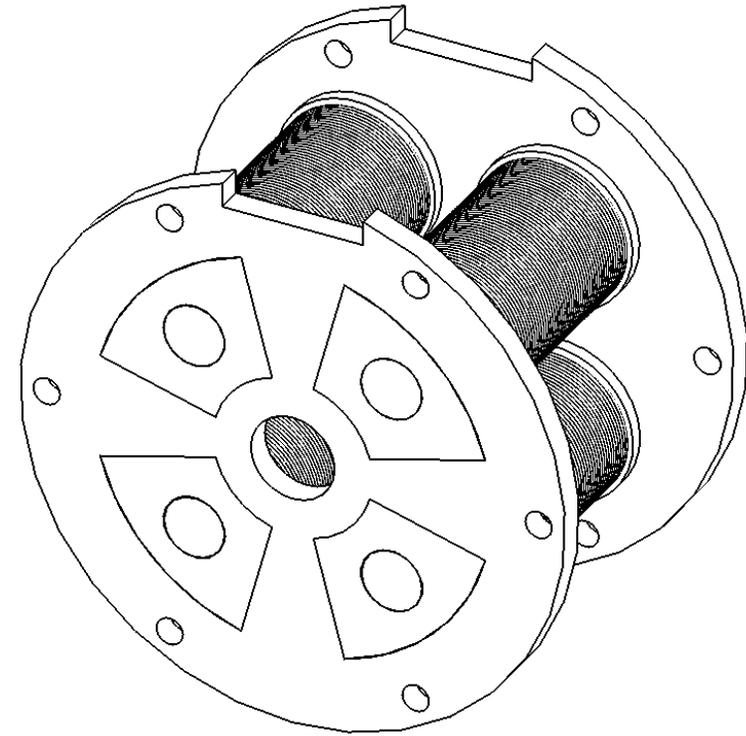
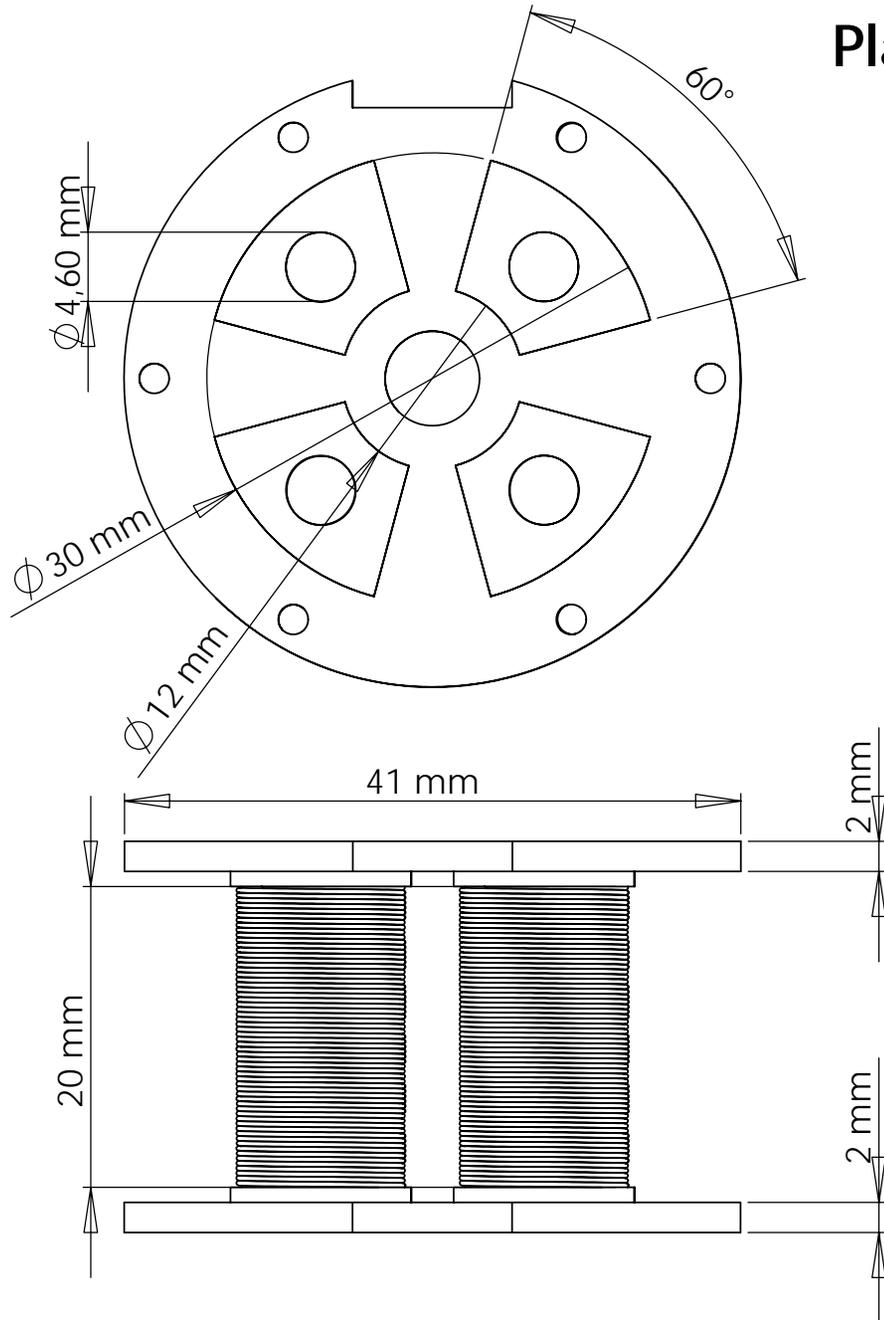
(Unidades en mm)



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico
Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica

Plano de estator implementado para motor PLM

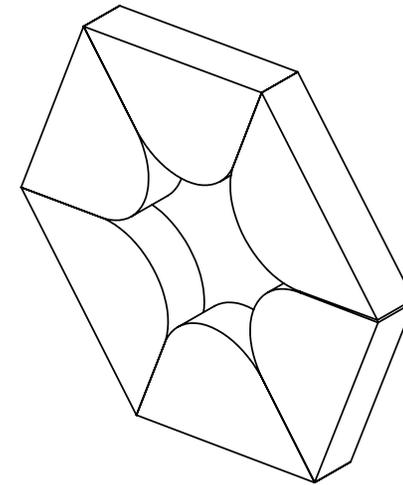
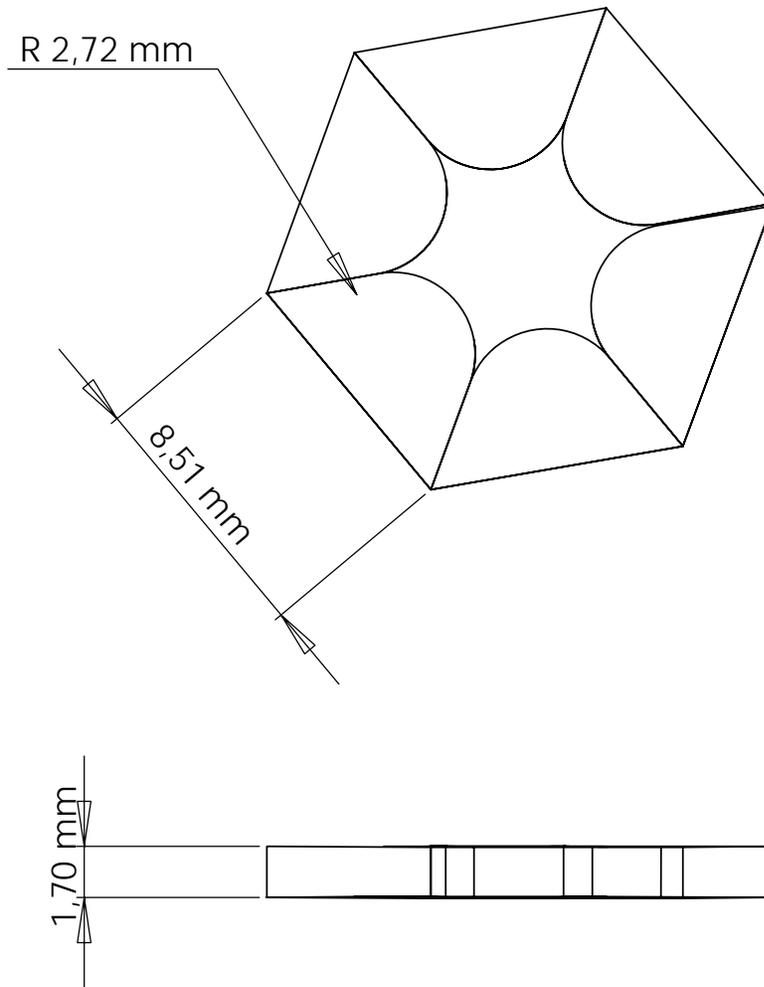
(Unidades en mm)



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico
Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica

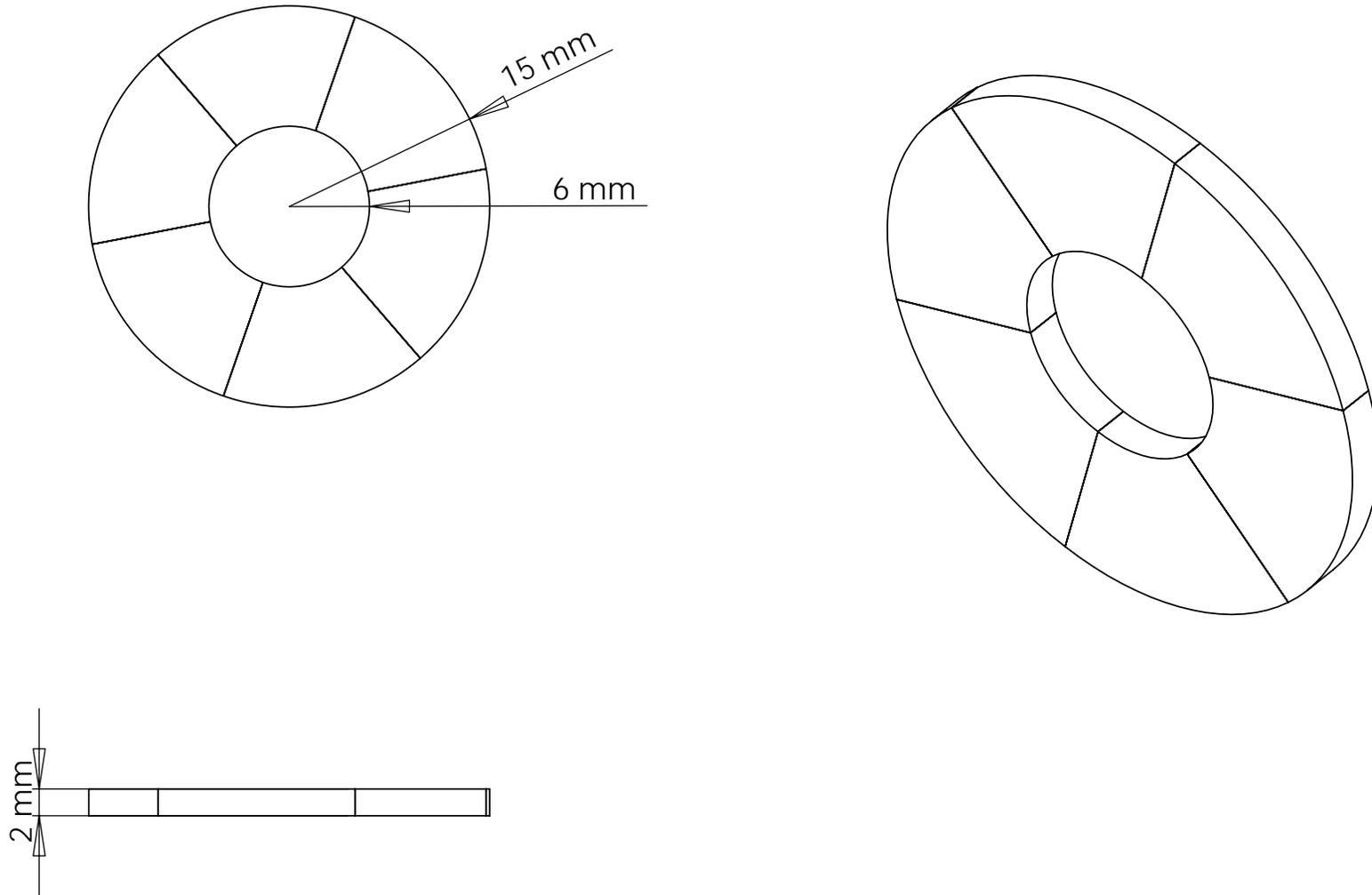
Plano de imanes implementados para rotor del motor EK

(Unidades en mm)



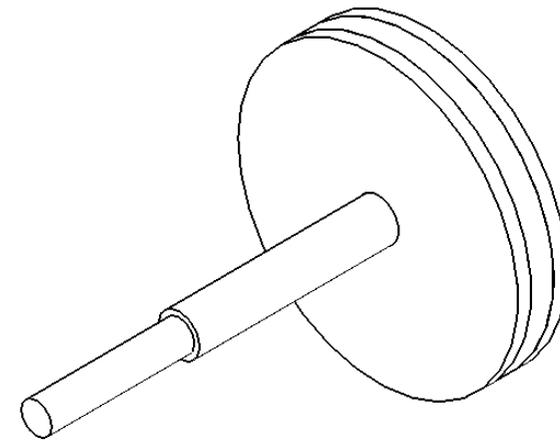
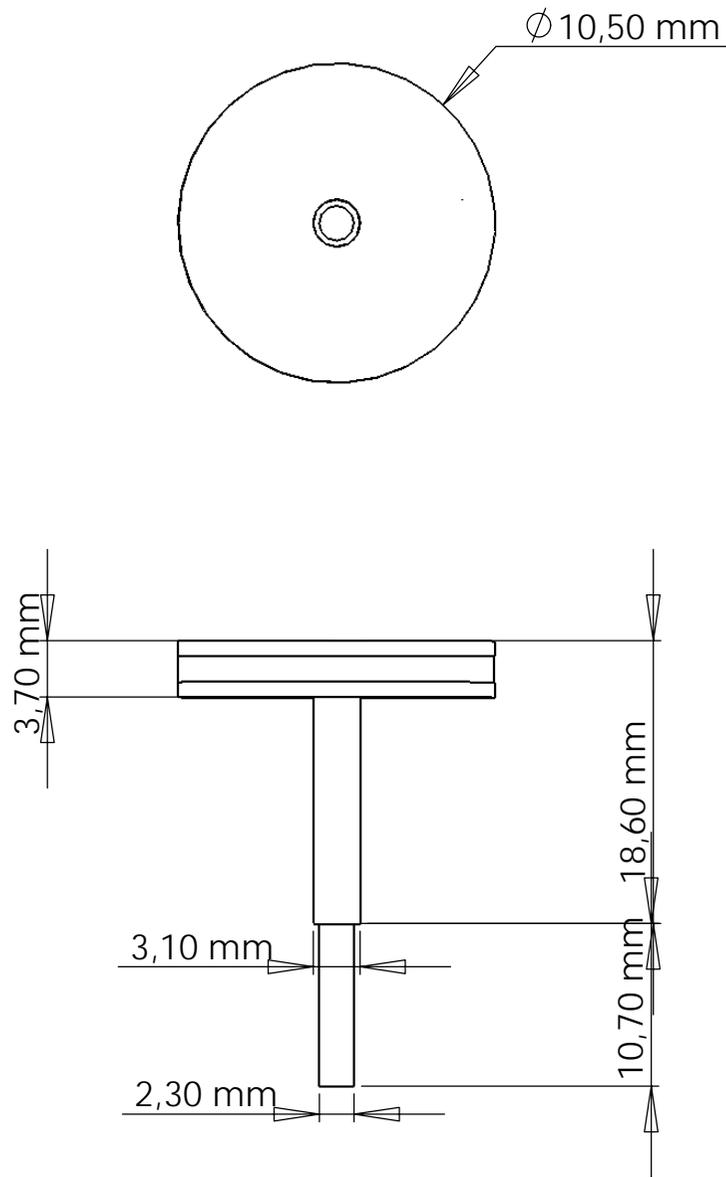
Plano de imanes implementados para rotor del motor PLM

(Unidades en mm)



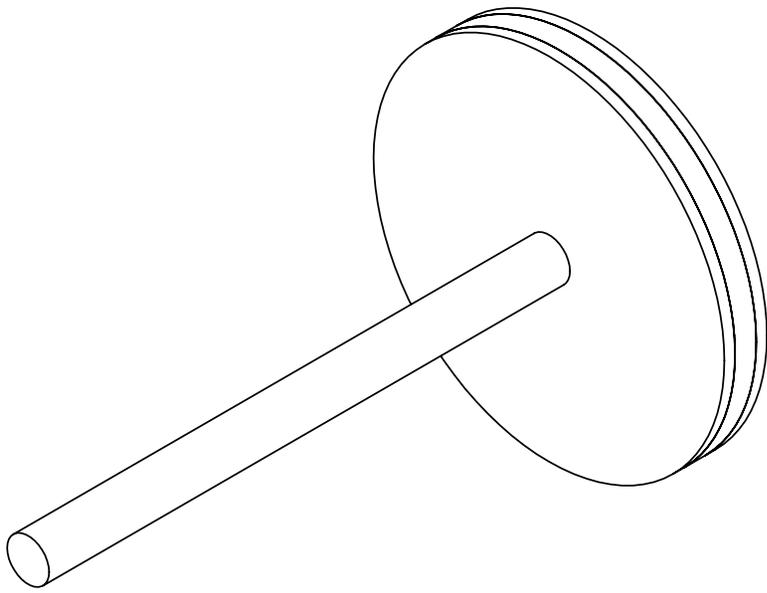
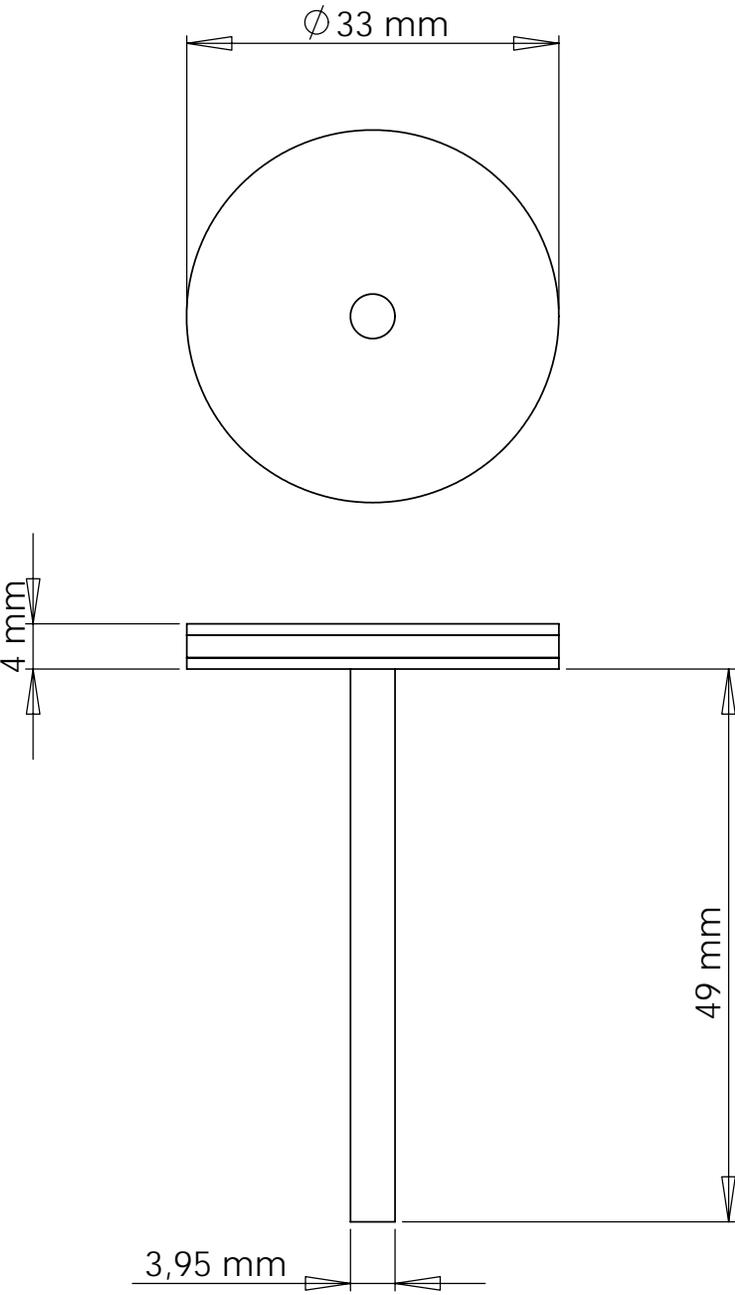
Plano de rotor implementado para motor EK

(Unidades en mm)



Plano de rotor implementado para motor PLM

(Unidades en mm)



Bibliografía y referencias

- [1] Ohlckers P., Hanneborg A and Nese M., (1995), *Batch processing for micromachined devices*, J. Micromech. Microeng. 5, 47-56.
- [2] Rai – Choundhury P- (ed 1997), *Handbook of Microlithography, Micromachining, and Microfabrication Vol 2: Micromachining and Microfabrication* (Bellingham, WA. SPIE Press) 622 pp.
- [3] Trimmer W. S. (ed 1997), *Micromechanics and MEMS Classical and Seminal Papers to 1990* (New York: IEEE Press) p 701.
- [4] Kussul E., Baidyk T., D.A. Rachkovskij, S.A Talayev, (1996), *Micromechanical Engineering: a basis of a low-cost manufacturing of mechanical microdevices using microequipment* , Journal of Micromechanics and Microengineering, 6, V-6, pp 410-425.
- [5] Kussul E., Ruiz L., Caballero A., Kasatkina L., Baidyk T., (2000), *CNC Micromachine Tool: Design & Metrology Problems*, in : *Advances in Systems Theory, Mathematical Methods and Applications*, A. Zemliak, N. Mastorakis (ed.), Greece, ISBN:960-8052-602, WSEAS press, pp 93-97.
- [6] Kussul E., Ruiz L., Caballero-Ruiz A., Baidyk T., Velasco G., (2002), *The Perspectives of Micromechanical Filters Application for Fine Filtration of Liquids and Gases*, Journal of Micromechanics and Microengineering, 12, pp 795-813 .
- [7] Kussul E., Baidyk T., Ruiz-Huerta L., Caballero-Ruiz A., Velasco G., Kasatkina L., (2002), *Development of Micromachine Tools Prototypes for Microfactories*, Journal of Micromechanics and Microengineering, 12, pp 795-813 .
- [8] Fukada T. and Menz W., (ed 1998), *Micro Mechanical Systems: Principles and Technology* (Amsterdam: Elsevier) pp 268.
- [9] McClelland, W., (1927), *The application of electricity in warships*, JIEE 65, 829-71, pp 850-852.
- [10] Kieburtz, R.B., (1964), *The step motor – The next advance in control systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, January, pp 98-104.
- [11] Walker, C. L., (1919), *Improvements in and connected with electro-magnetic step-by-step signaling and synchronous rotation*. UK patent 137,150
- [12] Chicken, C. B. and Thain J. H., (1920), *Electrical signaling apparatus*. US patent 1,353,025.
- [13] Thomas A. G. and Fleischauer, F. J., (1957), *The power stepping motor – A new digital Actuator*. Control Engineering 4, January, 74-81.

- [14] Takashi Kenjo, Akira Sugawara, (ed 1994), *Stepping motors and their Microprocessor controls*, Clarendon press, Oxford, Second Edition.
- [15] Stepper motor reference guide
<http://www.ams2000.com/stepping101.html>
- [16] Industrial circuits Application Notes, Stepper motor basics
<http://www.solarbotics.net/library/pdflib/pdf/motorbas.pdf>
- [17] Aplicaciones Industriales - Motores por pasos
www.sapiensman.com/motores_por_pasos/motores_por_pasos.htm
- [18] Industrial circuits Application Notes, Drive circuit basics
<http://library.solarbotics.net/pdflib/pdf/drive.pdf>
- [19] P.P Acarnley, (ed 1984), *Stepping Motors: a guide to modern theory and practice*, London, UK, Second Edition.
- [20] Bartos, Frank J., (1998), *Motors and Motion control*, Control Engineering Europe November 1.
- [21] E. Kussul, B. López, T. Baidyk, L. Ruiz, A. Caballero, P. López, H. Silva, G. Velasco, (2005), Wire board prototyping method. *Journal of Applied Research and Technology*.
- [22] Shankar Sastry, Marc Bodson, (ed 1989), *Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness*, Prentice Hall.
- [23] Thomas Hanselmann, (2003), *Approximate Dynamic Programming with Adaptive Critics and the Algebraic Perceptron as a Fast Neural Network related to Support Vector Machines*, PhD thesis of The University of Western Australia, School of Electrical, Electronic and Computer Engineering.
- [24] S. Dormino Canto, A. P. de Madrid y J. Sanchez Moreno, (2002), *Aplicación de la programación dinámica paralela al control de pH*, septiembre, XIII Jornadas de paralelismo-Lleida.
- [25] Danil Prokhorov, Donald Wunsch, (1997), *Adaptive Critics Design*, IEEE Transactions on Neural Networks, September, pp 997-1007.
- [26] Ganesh Kumar Venayagamoorthy, Adaptive Critic Design based, neurocontroller for turbogenerator control.
- [27] Silvia Ferrari, Robert F. Stengel, *Model-Based Adaptive Critics Design*.
- [28] Thaddeus T. Shannon, George G. Lendaris, *Adaptive Critic Based Design of a Fuzzy Motor Speed controller*.
- [29] George G. Lendaris, Larry Schultz, Thaddeus Shannon, *Adaptive Critic Design for intelligent steering and speed control of a 2-axle vehicle*.

[30] Gustavo Galan, S. Jagannathan, (2001), *Adaptive Critic-Based Neural Network object contact controller for a three-finger gripper*, IEEE International Symposium on Intelligent Control.

[31] Silvia Ferrari, Robert F. Stengel, (2004), *Online Adaptive Critic flight control*, September-October, Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol 27, No 5.