



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO ELECTRÓNICO DEL SISTEMA DE CONTROL
DE UN MÓDULO HEXAGONAL DE UN ARREGLO
DE FASE BASADO EN MINIMOTORES**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A N:

**LOURDES MARTÍNEZ LÓPEZ
JOSÉ ANTONIO GONZÁLEZ RAMÍREZ**

DIRECTOR DE TESIS:

DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ



CIUDAD UNIVERSITARIA

2006

DEDICATORIA

A MI SEÑOR Y SALVADOR JESUCRISTO, PORQUE ÉL ES
DIGNO DE RECIBIR TODA LA GLORIA, LA HONRA Y LA
ALABANZA

“Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a
su Hijo unigénito, para que todo aquel que en él cree, no se
pierda, mas tenga vida eterna” *Juan 3:16*

Lourdes

*Dedicada a mi familia
por todo su apoyo,
gracias por creer en mí.
Este logro también es
suyo.*

José Antonio

“En el camino del conocimiento nada es tan claro como nos gustaría que fuera. El modo más eficaz de vivir, es vivir como un guerrero. Los guerreros no ganan victorias golpeándose la cabeza contra los muros, sino rebasándolos. Los guerreros saltan los muros, no los derriban.

Cuando un guerrero decide hacer algo, debe ir hasta el final, aceptando la responsabilidad de lo que hace. Haga lo que haga, primero debe saber por qué lo hace y luego seguir adelante con sus acciones, sin dudas ni remordimientos.

Puede que un guerrero piense y se preocupe antes de tomar una decisión, pero una vez que la ha tomado, prosigue su camino libre de preocupaciones o pensamientos, todavía habrá un millón de decisiones esperándolo. Ése es el camino del guerrero.

Y mientras libra su batalla, sabiendo que su intento es impecable, un guerrero ríe y ríe. El logro definitivo de un guerrero es disfrutar con la alegría del infinito.

La vida es un desafío interminable, y no hay modo de que los desafíos puedan ser buenos o malos. Los desafíos son simplemente desafíos.

Un guerrero debe aprender a hacer que cada acto cuente, pues va a estar aquí, en este mundo, tan sólo un tiempo breve; de hecho, demasiado breve para ser testigo de todas las maravillas que existen.”

Juan Matus

GRATITUDES

A Dios por darnos vida y la oportunidad de llegar a este momento.

A nuestra Alma Mater por abrirnos sus puertas y permitirnos estudiar una carrera universitaria.

A la Facultad de Ingeniería por la formación que obtuvimos de ella.

A los integrantes de nuestro Jurado por todo su apoyo, por el tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus consejos que ayudaron a mejorarlo.

A nuestro director de tesis, Dr. José Ismael Martínez López, por su apoyo, enseñanzas, dirección y valiosos consejos que hicieron posible la realización de este trabajo.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por su apoyo, asesoría, ayuda y por permitirnos trabajar dentro de su proyecto.

A los Doctores Alberto Caballero Ruiz y Ernst Kussul por su asesoría y por permitirnos trabajar en el taller del Laboratorio de μ myM.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas por sus consejos y motivación al realizar este trabajo.

Al Ing. Ricardo Mota Marzano por su asesoría, sus consejos y por su ayuda en el desarrollo del diseño en VHDL.

Al Sr. Mario Rodríguez Segundo por enseñarnos el manejo de las máquinas del taller.

A todos los profesores de la Facultad de Ingeniería por su labor y por su esfuerzo en nuestra formación.

Al CONACYT por el apoyo económico para la realización de este trabajo.

Al CAALFI por la enseñanza de él recibida.

A todas las personas que colaboraron en la realización de este trabajo.

GRACIAS

GRATITUDES

A Dios, por darme vida, por su infinito amor y misericordia, por estar siempre conmigo y darme todo lo mejor y por concederme el privilegio de vivir estos momentos tan importantes en mi vida.

A mis padres Ismael y Julia, por darme la vida, por la enseñanza, por el ejemplo de trabajo y esfuerzo, por todo el amor y el apoyo recibido a cada momento de mi vida. Sin ustedes no hubiera sido posible alcanzar este logro que también es de ustedes.

A mis hermanos Ismael, Angel, Rosalba, a mi tía Rufina, a mi cuñada Karina y a mi sobrino Isaac, por estar conmigo en cada momento, por todo el amor y el apoyo, por la oportunidad de compartir nuestras vidas juntos y por tantos momentos inolvidables.

A mis abuelitos Juan y Amparo, que aunque ya no estén con nosotros los llevo en mi mente y en mi corazón.

A José Antonio, por todo su apoyo, consejos, confianza y sobre todo su amistad incondicional a lo largo de la carrera y de este trabajo de tesis.

A todos mis amigos, por su apoyo y afecto, y por todos los momentos que hemos compartido.

A cada una de las personas que estuvieron presentes en mi vida y que de alguna forma contribuyeron a alcanzar este logro.

GRACIAS

Lourdes

Agradezco con sinceridad:

A Dios, por todo lo que me ha dado.

A mi padre Alfredo, por su gran ejemplo y su esfuerzo incansable. Sin tu apoyo, yo no hubiera llegado hasta este momento.

A mi madre María del Carmen, por su amor infinito y su confianza en mí. Tu apoyo siempre ha sido incondicional.

A mi hermano Gustavo, por compartir conmigo la vida y el camino del conocimiento. Siempre juntos hasta alcanzar la libertad.

A mi hermana Carmen, por su alegría y su cariño. Eres la esperanza y la razón para cambiar al mundo.

A mis abuelos Antonio, Inés, Carmen y J. Guadalupe, por que con su trabajo y esfuerzo sentaron las bases para alcanzar esta meta.

A mis tíos, tías, primos, primas, cuñada y amigos de la familia, por su apoyo, comprensión y confianza en mí. Mejor familia no pude haber tenido.

A Doña Jose y Don Lupe, por abrírnos las puertas de su casa y de su corazón.

Al M. C. Armando Carrillo y demás integrantes del MEXART, por su apoyo y enseñanzas durante la realización de mi servicio social.

A Lulú por todo lo vivido a lo largo de la carrera y del presente trabajo.

A todos los compañeros que me brindaron su amistad a lo largo de la carrera. A los buenos amigos del Bloque 5, del PARA y del laboratorio de MEMS.

A la comunidad salsera de la UNAM por hacer más placentera la estancia en la Facultad.

A mis grandes amigos del CCH por que sin ellos mi vida no hubiera sido la misma.

A todas las personas que mi mente olvida en este momento, pero que de algún modo me ayudaron a alcanzar mi objetivo.

MUCHAS GRACIAS

JOSÉ ANTONIO

Índice general

Introducción	1
1. Antenas de arreglos de fase	3
1.1. Introducción	3
1.2. Aplicaciones de los arreglos de fase	5
1.3. Investigación y retos en arreglos de fase	6
1.4. Arreglos pasivos y activos	7
1.5. Desplazador de fase	8
1.6. Arreglo reflectivo	10
1.7. Empleo del principio espirafase en el desarrollo de los arreglos reflectivos	12
2. Utilización de minimotores	18
2.1 Introducción	18
2.2 Servomotores	19
2.3 Motores de pasos	21
2.3.1 Principio de funcionamiento	23
2.3.2 Clasificación de motores de pasos	26
2.3.3 Características de los motores de pasos	32
2.3.4 Características de los motores de pasos desde el punto de vista de su aplicación	34
2.3.5 Modos de excitación	36
2.4 Conclusiones	39
3. Caracterización del motor seleccionado	40
3.1 Introducción	40
3.2 El motor seleccionado	41
3.3 El equipo utilizado para la caracterización	43
3.4 Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora del fabricante	45
3.4.1 La tarjeta controladora del fabricante	46
3.4.2 Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora con pulsos de reloj	49
3.4.3 Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora con trenes de pulsos de reloj	53

3.5 Respuesta del motor utilizando el circuito de control L297	56
3.5.1 El circuito de control L297	56
3.5.2 Respuesta del motor utilizando el circuito L297 con pulsos de reloj	60
3.5.3 Respuesta del motor utilizando el circuito L297 con trenes de pulsos de reloj	62
3.5.4 Comparación de las respuestas del motor utilizando la tarjeta controladora y el circuito L297	64
3.6 Control del sobrepaso	68
3.7 Resultados y conclusiones	78
4. Desarrollo de un sensor de posición	80
4.1 Introducción	80
4.2 Control de lazo abierto y lazo cerrado	81
4.3 Codificador relativo y absoluto	83
4.4 Diseño del sensor óptico	87
4.5 Resultados y conclusiones	96
5. Diseño del circuito electrónico de control	97
5.1 Introducción	97
5.2 Diseño del circuito digital	98
5.2.1 El lenguaje VHDL	98
5.2.2 Tipos de dispositivos lógicos programables	102
5.2.3 Desarrollo del circuito digital de control	104
5.3 Diseño de la etapa de potencia	110
5.4 Resultados y conclusiones	114
6. Propuesta de implementación del módulo hexagonal	115
6.1 Introducción	115
6.2 Diseño de la placa hexagonal	116
6.3 Realización de las extensiones	119
6.4 Propuesta de diseño para la implementación de las etapas	122
6.5 Conclusiones	124
Conclusiones	125
Bibliografía	127

Introducción

La tecnología de antenas de arreglos de fase ha tenido un rápido crecimiento debido a las múltiples ventajas que ofrece su aplicación en diversos campos tales como comunicaciones, radares, radiometría y radioastronomía. La investigación, el diseño y desarrollo de esta tecnología ha tenido un auge muy importante por la necesidad de desarrollar sistemas que realicen aplicaciones de rastreo, seguimiento, exploración, detección e identificación de fuentes de señal. La principal desventaja que tiene esta tecnología es su elevado costo de diseño y fabricación, limitando su utilización a sistemas militares. Por lo que representa un reto muy importante la reducción del costo y las mejoras en la calidad de su desempeño.

Las antenas de arreglos de fase están formadas generalmente por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. El principio de operación de la antena requiere de una distribución de fase lineal progresiva entre sus elementos radiadores para dirigir el haz hacia una determinada dirección. Utilizando el principio espirafase basado en el cambio de fase de Fox [1] es posible modificar la fase de la onda electromagnética en los elementos radiadores al controlar su posición angular. Si un elemento de una antena de polarización circular es rotado desde su posición original en un ángulo γ , entonces la fase de la onda de polarización circular reflejada tendrá un adelanto o un atraso (dependiendo del sentido de la rotación) de 2γ . De esta forma, mediante el uso de minimotores acoplados a los elementos radiadores del arreglo, es posible modificar las características de fase de la onda reflejada al desplazar angularmente dichos radiadores.

En este trabajo se propone el diseño y control de un módulo hexagonal, conformado por siete elementos radiadores, para la integración de un arreglo de fase de tipo reflectivo. El arreglo de fase estará formado por la interconexión de un número n de módulos hexagonales como el diseñado, según requiera la aplicación. De acuerdo con el principio utilizado, se necesita controlar la posición angular de cada elemento de forma independiente. Dicha posición es controlada por un minimotor cuya flecha está acoplada al elemento radiador. Por tal motivo, es necesario el diseño del control electrónico de los siete minimotores para poder conformar un arreglo de n módulos y así asegurar el apuntamiento del haz en una dirección deseada.

Se hará un estudio para determinar el tipo de motor a utilizar, tomando en cuenta las especificaciones de resolución en la posición angular y su velocidad máxima de rotación.

El objetivo del presente trabajo es diseñar el sistema de control electrónico de las posiciones angulares de los minimotores acoplados a los elementos radiadores de un módulo hexagonal de siete elementos para ser utilizado en un arreglo de fase.

Asimismo, se analizará qué tipo de control es el más conveniente, si el de lazo abierto o cerrado, para resolver el problema. Se deberá desarrollar un sensor o codificador, dependiendo de las necesidades de nuestro sistema, para determinar la posición del motor. También se requerirá determinar si dicho sensor deberá obtener la posición absoluta o relativa del eje del motor. El control electrónico de las posiciones de los siete motores se desarrollará analizando diferentes tipos de circuitos digitales, entre ellos los PLD's (dispositivos lógicos programables). Finalmente, se diseñará la etapa de potencia para proporcionar la alimentación suficiente a los motores.

El presente trabajo está dividido en seis capítulos. En el primer capítulo se muestran los conceptos generales y se analiza la historia, aplicaciones y el funcionamiento de las antenas de arreglos de fase. En el capítulo 2 se presenta un análisis del funcionamiento de algunos tipos de minimotores, tal es el caso de los servomotores y los motores de paso, los cuales podríamos utilizar para generar el movimiento mecánico de los elementos radiadores. Se decidió utilizar motores de pasos, pues con ellos se tiene un alto grado de exactitud y precisión angular. Por lo que en el capítulo 3 se presenta la caracterización del motor seleccionado para ser utilizado en la implementación del módulo, así como la descripción de los aparatos de medición y dispositivos de control utilizados durante las pruebas realizadas. En el capítulo 4 se presenta el diseño e implementación de un sensor de posición, el cual nos indica cuando el motor se encuentra en la posición de origen para así realizar la acción de control en los elementos radiadores del arreglo. Se analizan los sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado, así como los diferentes tipos de codificadores para su desarrollo. En el capítulo 5 se presenta el diseño del circuito electrónico de control para los siete elementos del módulo, así como las herramientas con que se generó dicho circuito. También se presenta el diseño de la etapa de potencia para las señales de alimentación de los motores. En el capítulo 6 se presenta la propuesta de implementación del módulo, considerando las restricciones de su diseño. Se describen también los procesos de construcción de las diferentes piezas utilizadas en la implementación y las etapas por las que estará conformado el módulo hexagonal.

Capítulo 1

Antenas de Arreglos de Fase

1.1 Introducción

Las demandas actuales en los sistemas de comunicaciones han motivado el rápido crecimiento de la tecnología de antenas de arreglos de fase. La necesidad de tener funciones de alto desempeño en aplicaciones de vigilancia simultánea, exploración, detección, seguimiento e identificación de objetos o fuentes de señal han estimulado considerablemente la actividad en la investigación, diseño y desarrollo de esta tecnología.

Los arreglos de fase han sido utilizados en campos tan diversos como las telecomunicaciones, la radiometría y la radioastronomía, sin embargo, han sido los sistemas de radar quienes han jugado el papel más importante en su investigación y desarrollo.

Las antenas de arreglos de fase ofrecen grandes ventajas sobre las antenas convencionales. Estas son principalmente, la capacidad del control electrónico del haz para agilizar el apuntamiento y rastreo, el control del patrón de radiación, la detección y el seguimiento de múltiples objetivos de forma simultánea, sus características de adaptabilidad y la versatilidad para obtener respuestas que satisfagan los requerimientos de sistemas específicos. Esto ha motivado que durante las últimas tres décadas exista un fuerte interés por parte de muchos países en desarrollar esta tecnología.

La principal desventaja que presentan los arreglos de fase es su elevado costo, limitando su aplicación a sistemas militares. Sin embargo, el rápido crecimiento de los sistemas de radar y comunicaciones en la banda Ka (de 26 a 40 GHz) ha motivado la investigación y desarrollo a nivel mundial de arreglos de fase en dicha banda. Los retos más importantes en este desarrollo han sido la reducción de costos y la obtención de mejores parámetros de desempeño para así satisfacer las crecientes demandas en aplicaciones militares y civiles.

Las antenas de arreglos de fase están formadas generalmente por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. Es necesario desarrollar la tecnología que pueda producirlos en grandes volúmenes a un bajo costo. La posibilidad de desarrollarlos bajo un proceso de tecnología planar sobre un sustrato dieléctrico de tal forma que cada elemento integre las funciones de radiador y de desplazador de fase permite suponer un considerable ahorro en cuanto a tiempos y costos de fabricación. Las características del elemento radiador y la posibilidad de integrarlo con dispositivos de control de fase determinan la característica de la antena y la posibilidad tecnológica de realizarla.

Un arreglo de fase está formado por elementos radiadores en coherencia de fase. Estos pueden ser dipolos, aperturas, espirales, reflectores parabólicos y muchos otros tipos de antenas. El arreglo de fase periódico plano consiste en elementos radiadores idénticos que están ubicados en los nodos de una malla periódica. Si una distribución de fase lineal progresiva es aplicada entre los elementos adyacentes del arreglo entonces es posible explorar el patrón de radiación del arreglo en el espacio circundante. En la Figura 1.1 se muestra la formación de un frente de onda plano para un arreglo lineal de cuatro elementos para dos condiciones de operación, la primera para una nula distribución de fase entre elementos y la segunda para una distribución de fase lineal constante entre los elementos.

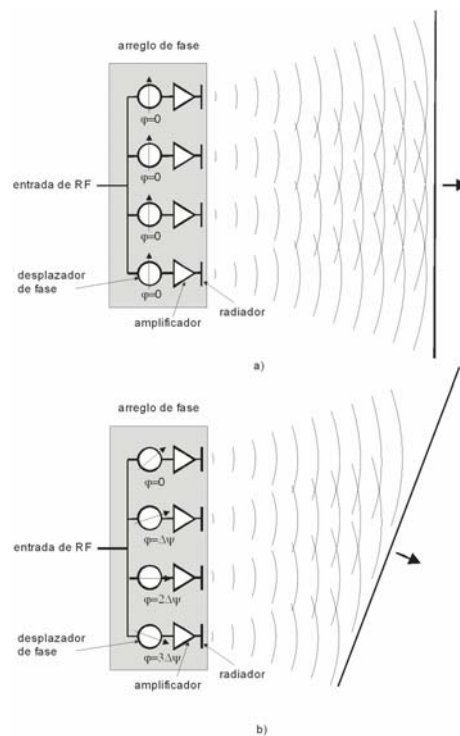


Figura 1.1: Arreglo de fase. a) cero distribución de fase y b) distribución de fase lineal constante.

1.2 Aplicaciones de los arreglos de fase

La tecnología de antenas de arreglos de fase tuvo su origen en la industria militar, siendo observada su potencialidad en cuanto a la agilidad y versatilidad de exploración del haz y en el mejoramiento del desempeño al obtener mejores exactitudes en el rastreo. Los arreglos de fase han contribuido de forma significativa en los sistemas de defensa de varios países, en particular en las plataformas militares de alto costo como son buques de guerra y aviones de combate, en los cuales se depende críticamente de los arreglos de fase para su supervivencia.

Actualmente se han incorporado radares de arreglos de fase debido a la necesidad de búsqueda, detección y seguimiento a muy alta velocidad de objetos móviles. El arreglo de fase es capaz de ejecutar diferentes modos de operación y debido a la agilidad de desplazamiento de su haz puede seguir simultáneamente a varios objetivos, sin que con esto se descuide la detección de nuevos objetivos que de alguna manera pudieran aparecer en su rango de detección.

Después de la guerra fría ha habido una transferencia de la tecnología militar a los sistemas comerciales. Esta tecnología migró a los sistemas de telecomunicaciones en el espacio, particularmente a los satélites de comunicaciones de órbita baja [2].

Estos sistemas están formados por constelaciones de satélites ubicados en diferentes planos orbitales para proveer una cobertura global. La característica de movilidad de los satélites hace que los requerimientos para las antenas sean más altos en cuanto a su versatilidad de directividad, y es aquí donde los arreglos de fase proveen el mejor desempeño en comparación con las antenas de tipo reflector convencionales.

Una tendencia actual es la utilización de frecuencias más altas en los enlaces satelitales para aumentar la capacidad de información. En los enlaces en banda Ka se tienen serios problemas con la atenuación por lluvia y para obtener altas confiabilidades se requiere de un haz concentrado que sea brincante, es decir, que sus características de amplitud, frecuencia, fase y dirección sean controladas dinámicamente como una función del ambiente para minimizar los efectos de la lluvia y otros fenómenos meteorológicos, por lo que nuevamente las antenas en arreglos de fase ofrecen una excelente alternativa de solución.

Otra aplicación importante de los arreglos de fase es en radioastronomía y en sistemas radiométricos, en donde gracias a los arreglos de fase es posible tener resoluciones espaciales por debajo de las milésimas de segundo de arco.

Se considera que la radioastronomía llegó a ser una rama importante de la ciencia solo después que adoptó los radiotelescopios basados en arreglos de fase [3].

1.3 Investigación y retos en arreglos de fase

En aplicaciones futuras, los sistemas de arreglos de fase tendrán una operación de banda ancha de tal forma que un arreglo será capaz de desempeñar varias funciones interrelacionadas e interdependientes con una alta eficiencia y confiabilidad. Por ejemplo, las plataformas que posean un sistema de apertura compartida tendrán solamente un arreglo de fase capaz de soportar el radar, las funciones de guerra electrónica, las comunicaciones y las aplicaciones de navegación. Otra función de los arreglos será en el control eficiente del tráfico aéreo de aeropuertos civiles y militares de gran capacidad. La ventaja es que la misma antena podrá ser utilizada tanto en las funciones de vigilancia del aeropuerto, como en la medición precisa de la aproximación de las aeronaves, en las comunicaciones y en la medición de fenómenos meteorológicos debido a que los diferentes sistemas de arreglos de fase comparten los mismos principios básicos [4].

Uno de los retos en el desarrollo de los nuevos sistemas de arreglos de fase es acoplar las nuevas capacidades revolucionarias del procesamiento digital de señales con la evolución de las arquitecturas de aperturas activas. Estas arquitecturas están basadas en cientos o miles de elementos cuyo diseño y optimización resulta indispensable para asegurar arreglos de alto desempeño.

La necesidad de un análisis detallado es muy importante debido a la aparición de nuevos tipos de arreglos y elementos. Existe un énfasis en arreglos pequeños y en arreglos con lóbulos laterales reducidos. También existe un interés en elementos que soporten la polarización circular y que permitan obtener amplios sectores de exploración. La posibilidad de contar con un modelo matemático que permita predecir la respuesta del arreglo y optimizar el diseño es muy importante sobre todo cuando se considera el costo y el tiempo de fabricación de los prototipos.

Los principales avances fueron alcanzados en tecnologías de arreglos impresos, en la miniaturización y mejora de desempeños de módulos de transmisión y recepción, en el diseño de matrices pasivas de Butler y redes de formación del haz, en tecnologías de circuito impreso, en técnicas de procesamiento digital de señales, en formación digital del haz, en diseño termomecánico y en técnicas de integración.

Para la nueva generación de comunicaciones móviles vía satélite se van a requerir desarrollos adicionales en términos de los desempeños de enlaces como son la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), la relación de ganancia y temperatura de ruido (G/T) y el reuso de frecuencias. Las constelaciones multimedia de satélites de órbita baja también descansarán en el desarrollo de antenas de arreglos de fase activas de haces múltiples en una configuración de radiación directa. El principal sistema de satélite propuesto para una configuración de banda ancha es Skybridge (Alcatel space), un proyecto de 3.5

mil millones de dólares basado en ochenta satélites que trabajarán en la banda Ku [5].

En el sistema de posicionamiento global (GPS) se está considerando la posibilidad de agregar un número más grande de elementos radiadores en el arreglo transmisor para proveer una mayor PIRE sobre la cobertura. En lo que se refiere al segmento terrestre hay un mercado promisorio y de rápido crecimiento para los arreglos de fase para aeronavegación así como en los automóviles y en terminales móviles de usuario [5].

A pesar de todo el desarrollo alcanzado en las áreas militares y espaciales y de los aspectos promisorios de la aplicación de esta tecnología en los sistemas comerciales, la tecnología de arreglos de fase aún enfrenta retos; siendo el más importante, el alto costo de los arreglos, por ejemplo, si consideramos que cada elemento del arreglo puede costar un promedio de 1000 dólares y que un arreglo puede tener miles de elementos, entonces se hablaría de un sistema cuyo costo de fabricación es de millones de dólares, lo que limita el uso de esta tecnología solo a sistemas militares ya que el costo representa un factor determinante en la viabilidad del desarrollo de los sistemas. Actualmente la investigación a nivel mundial en esta tecnología tiene como una de sus prioridades la reducción sustancial del costo de los arreglos. Por esta razón resulta urgente y necesario desarrollar arreglos de fase de bajo costo para su aplicación en las nuevas generaciones de sistemas que requerirán operaciones de antenas de alto desempeño.

1.4 Arreglos pasivos y activos

Existen dos clases generales de arreglos de fase, los activos y los pasivos. Los arreglos pasivos utilizan un transmisor y un receptor central conectado a los elementos radiadores, sin embargo, cada elemento radiador tiene la capacidad de efectuar el desplazamiento de fase. En los arreglos activos cada elemento radiador se encarga de generar la potencia necesaria para la transmisión y la amplificación a bajo ruido en la recepción, así como de su control de fase. En los arreglos activos los módulos de transmisión-recepción (T/R) son usados en cada elemento para así proveer un control de amplitud y fase. El transmisor que se usa en un arreglo pasivo convencional es reemplazado por amplificadores de potencia que están distribuidos en cada módulo T/R.

La principal ventaja de un arreglo activo es que se incrementa la sensibilidad del sistema. Además los módulos T/R proporcionan una flexibilidad completa en el control de la amplitud y fase tanto para transmitir como para recibir. Otra ventaja que se tiene con el arreglo activo es que las redes de alimentación no

necesitan ser optimizadas para obtener bajas pérdidas, permitiendo así la flexibilidad en el diseño y la posibilidad de minimizar tamaño y peso.

Las mejoras en el desempeño incrementan la complejidad y el costo, esto es una desventaja, ya que los arreglos de fase requieren de miles de elementos. Un arreglo pasivo es generalmente menos costoso porque el número y el costo de sus componentes son menores. Los arreglos activos tienen mayor capacidad y confiabilidad, pero no han sido tan utilizados debido a su alta complejidad y costo. Aunque el costo de los arreglos activos ha descendido considerablemente en los últimos 10 años y aunque actualmente existen esfuerzos para reducirlos aún más, todavía el costo sigue siendo el mayor reto. Además de que las aplicaciones de radar y comunicaciones en el espacio también requieren adicionalmente de reducciones significativas de peso.

La primera generación de arreglos de fase la construyeron los arreglos de fase pasivos. La segunda generación está desarrollada a partir de arreglos activos que utilizan elementos discretos de estado sólido y la tercera generación está formada por arreglos activos basados en circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC).

El advenimiento de los MMIC de relativo bajo costo, el ensamblaje automático de componentes de microondas y las técnicas de procesamiento digital de alta velocidad han llegado a ser las alternativas preferidas para varios de los sistemas modernos de radar y de comunicaciones de alta velocidad que requieren de una exploración rápida del espacio [6].

1.5 Desplazador de fase

El desplazador de fase es uno de los elementos esenciales en la operación de un arreglo de fase. Para poder explorar un ángulo fuera de la radiación transversal se requiere de una diferencia de fase entre los elementos radiadores. Para este propósito es necesario cuantificar los 360° de desplazamiento de fase diferencial en incrementos discretos. Los desplazadores de fase digitales son los más apropiados debido a que pueden ser controlados fácilmente por una computadora.

Los parámetros de diseño críticos en un desplazador de fase son sus pérdidas de inserción, las variaciones de amplitud, los tiempos de conmutación, la capacidad de manejo de potencia y la potencia requerida para conmutar la fase. Algo muy importante es su tamaño, su peso y los circuitos de control. Desafortunadamente, ningún desplazador de fase tiene las propiedades deseables para todos estos parámetros.

El diseño y las características del desplazador dependen significativamente del tipo de arreglo y representan uno de los principales costos de fabricación. En el

arreglo pasivo los desplazadores de fase están conectados directamente a los elementos radiadores, por lo que soportan directamente la potencia de transmisión y las señales de recepción.

Por lo que las pérdidas del desplazador de fase se suman a las pérdidas de la antena lo cual reduce la eficiencia del sistema. La meta en el diseño de un arreglo pasivo es minimizar las pérdidas en la red de alimentación y en el caso de los desplazadores de fase es incrementar la sensibilidad y la eficiencia del sistema. Como se aprecia en la Figura 1.2 en el arreglo activo los desplazadores de fase son parte de las etapas de señal pequeña del módulo T/R, entonces las pérdidas del desplazador de fase no reducen directamente la potencia de transmisión.

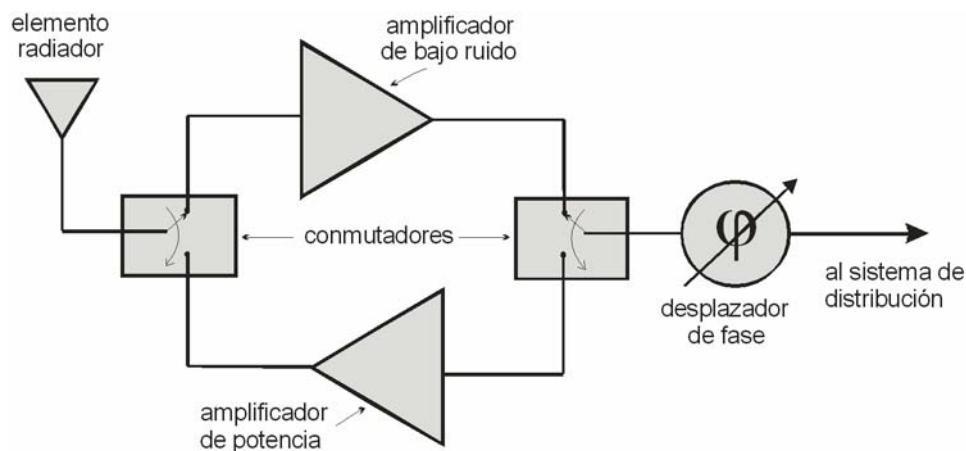


Figura 1.2: Módulo de arreglo de fase activo.

Por lo tanto, en un arreglo de fase pasivo la reducción de las pérdidas del desplazador de fase es una alta prioridad en el diseño, mientras que en los módulos T/R de los arreglos activos se pueden compensar relativamente las altas pérdidas por medio de amplificación. Esto conduce a tener diferentes especificaciones en el diseño de los desplazadores de fase.

Otra consideración importante es que las dimensiones físicas del desplazador de fase deben mantenerse en el área limitada del circuito. Esto puede representar un problema cuando hablamos de desplazadores de fase de microcinta de tipo línea conmutada debido a que para su operación requiere de diversas longitudes de líneas para asegurar los diferentes estados de fase. Los arreglos de fase pasivos tienden a emplear desplazadores de fase que utilizan solamente el mínimo número de bits para mantener pérdidas pequeñas del orden de 1 a 2 dB [7]. A su vez, los desplazadores de fase activos son desarrollados mediante la tecnología monolítica para integrar un alto número de bits en un circuito integrado de relativo bajo costo y un considerable ancho de banda.

Esto hace que las altas pérdidas de inserción se puedan aceptar ya que los circuitos manejan solamente niveles de potencia de señal pequeña. Sin

embargo, las altas pérdidas de inserción ocasionan errores de amplitud en el arreglo y puede llevar a la aparición de altos lóbulos secundarios. Por lo tanto, en el diseño de desplazadores de fase monolíticos se requiere minimizar las variaciones de las pérdidas de inserción.

Se ha estudiado una gran variedad de desplazadores de ferrita y a diodo para ser utilizados en arreglos pasivos [8]. Los desplazadores a diodo han sido usados debido a sus altas velocidades de conmutación y porque son de bajo peso y costo. Sin embargo, la desventaja es que tienen pérdidas de inserción altas. Los desplazadores de ferrita se utilizan en arreglos pasivos debido a que poseen pérdidas de inserción bajas, sin embargo, su desventaja es que los tiempos de conmutación son muy grandes. Otros diseños de desplazadores de fase electrónicos están basados en diodos PIN, transistores FET e interruptores de microsistemas electromecánicos (MEMS). En la década pasada se desarrollaron desplazadores de fase MMIC para módulos T/R de tamaño pequeño, de altas velocidades de conmutación, de bajo consumo de potencia y de relativo bajo costo.

Los nuevos elementos de arreglos de fase basados en aperturas anulares con cargas integran el radiador plano junto con su desplazador de fase con el fin de desarrollar arreglos de fase planos de alta tecnología y bajo costo [9].

1.6 Arreglo reflectivo

Como una alternativa a los arreglos de fase convencionales, se ha desarrollado la antena de arreglo reflectivo (Reflectarray) [10]. Ésta combina algunas de las mejores características de las antenas tipo reflectivo y de las antenas de arreglos de fase. Mientras que las antenas convencionales de tipo reflectivo controlan la radiación electromagnética al cambiar la fase de la onda reflejada a través de la forma de su superficie, los arreglos reflectivos dependen de la geometría y de la distribución de sus elementos para alcanzar la misma meta. La ventaja básica de los arreglos reflectivos es su bajo costo cuando se compara con el costo de los reflectores convencionales. En su forma más básica, el arreglo reflectivo de microcinta está formado por un arreglo plano de parches de microcinta o dipolos impresos sobre un sustrato dieléctrico delgado. Una antena alimentadora ilumina el arreglo cuyos elementos individuales están diseñados para reflejar la energía del campo incidente con la fase apropiada para formar un frente de onda plano en la apertura de la antena.

La operación del arreglo reflectivo es similar a la de un reflector parabólico ya que forma de manera natural un frente de fase plano cuando un alimentador es colocado en su foco. En el caso del arreglo reflectivo es posible formar el frente de fase plano debido a que la dispersión de los elementos del arreglo permite

colimar la energía reflejada para formar un haz principal en una determinada dirección. Por esta razón también se le conoce como reflector plano. En la Figura 1.3 se muestra la conformación de la onda reflejada y la geometría típica de un arreglo reflectivo.

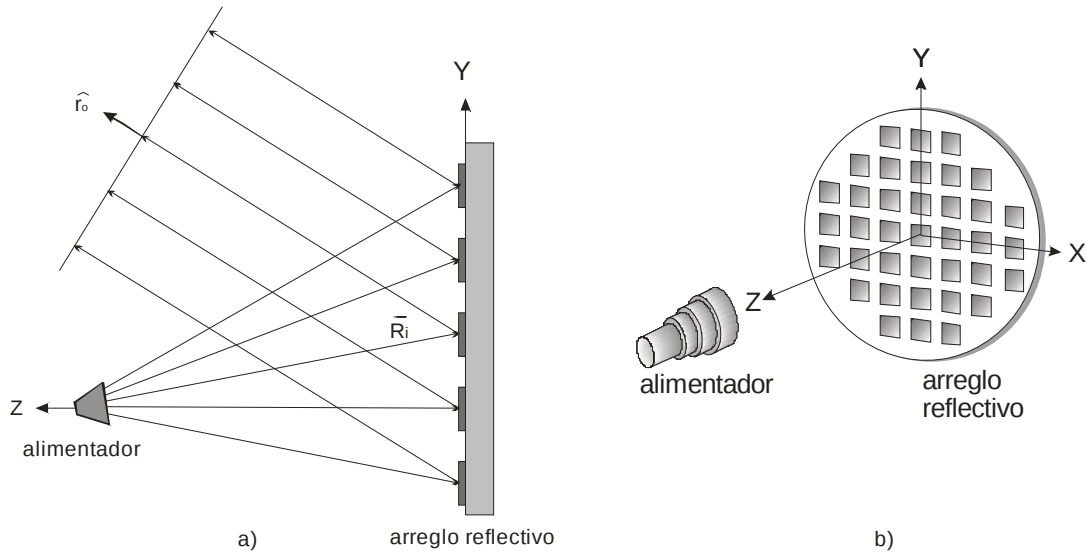


Fig. 1.3: Arreglo de fase reflectivo: a) Formación del frente de fase plano en la onda reflejada y b) geometría típica.

La alimentación espacial elimina la complejidad y las pérdidas en las redes de alimentación de microcinta. Existe una gran flexibilidad al escoger la geometría de la alimentación del arreglo reflectivo debido a que es posible utilizar la alimentación focal, la alimentación con desplazamiento y nuevos tipos de alimentadores.

El rápido crecimiento de las antenas de microcinta junto con la necesidad de contar con antenas de bajo costo, alta ganancia y con características estéticas para aplicaciones comerciales ha llevado al uso de elementos de microcinta en una gran variedad de configuraciones de arreglo reflectivos [11].

El arreglo reflectivo tiene ventajas significativas en antenas de ondas milimétricas de alta ganancia debido a que las pérdidas en las redes de alimentación para otros arreglos en altas frecuencias son por lo general inaceptables. Por otra parte, el perfil obstructivo del reflector parabólico representa una incomodidad en varias situaciones, por lo que el arreglo reflectivo tiene la ventaja de que se puede construir plano o bien amoldarse a cierta geometría. La geometría plana del arreglo reflectivo permite que la fabricación se realice mediante un proceso de manufactura de tecnología planar, además de facilitar su manejo y montaje, por ejemplo, es más fácil de colocar y desplegar en un satélite.

El haz de la antena puede estar fijo en una dirección particular como en un sistema pasivo o puede ser direccionado activamente para cubrir una amplia región. La exploración activa puede ser llevada a cabo electrónicamente al implantar desplazadores de fase en los elementos impresos o mecánicamente al utilizar motores miniatura para mover los elementos.

Debido a que no es necesario utilizar un circuito divisor de potencia de bajas pérdidas, no son necesarios los módulos T/R ni tampoco el complicado control de formación del haz. Esta es la ventaja más significativa del arreglo reflectivo al compararlo con el arreglo de fase ya que una gran porción de la antena, a excepción del elemento alimentador, es una estructura plana de bajo perfil.

La antena puede ser montada de acuerdo a la forma de la estructura existente, tal como un edificio, barco, aeronave, vehículo, etc. La aplicación comercial de difusión por satélite es un buen ejemplo donde un reflector plano puede ser desplegado más fácilmente en comparación con un reflector parabólico curvo, para así formar una apertura grande con un volumen relativamente pequeño.

El arreglo reflectivo permite obtener polarizaciones lineales y circulares mediante un adecuado diseño de los elementos radiadores. La selectividad de la polarización se puede obtener al usar parches rectangulares para polarizaciones lineales y parches cuadrados, circulares o en cruz para polarizaciones circulares. También es posible incorporar dispositivos o mecanismos que permitan modificar la fase de cada elemento del arreglo con el propósito de explorar el haz principal a grandes ángulos de la dirección transversal de la apertura.

Por lo tanto, un aspecto importante del diseño de los arreglo reflectivos es la manera de diseñar los elementos individuales de tal forma que dispersen la onda electromagnética con la fase apropiada para redirigir el haz en una dirección determinada. Una opción es utilizar elementos que tengan diferentes ángulos de rotación. Este principio ha sido demostrado para un arreglo reflectivo tipo espirafase donde elementos espirales discretos con posiciones conmutables fueron usados para efectuar la exploración del haz.

1.7 Empleo del principio espirafase en el desarrollo de los arreglos reflectivos

Phelan investigó un nuevo principio para el desarrollo de los arreglos de fase denominado espirafase [12]. La antena espirafase es una espiral cuyo patrón de fase es conmutado con diodos para obtener el desplazamiento de fase en la apertura, logrando con esto la exploración del haz de la antena. La impedancia de la espiral es conmutada con diodos para simular una rotación de la espiral sobre su eje.

De acuerdo con el principio de polarización de Fox, si un elemento de una antena de polarización circular es rotado desde su posición original en un ángulo γ , entonces la fase de la onda de polarización circular (OPC) reflejada tendrá un adelanto o un atraso (dependiendo del sentido de la rotación) de 2γ . De esta forma, si se introducen dispositivos de control al elemento radiador para simular una rotación mecánica, es posible modificar las características de fase de la onda reflejada. Este método ofrece las ventajas de tener bajos errores de fase y bajos niveles de modulación de amplitud parásita.

Para el análisis del arreglo reflectivo propuesto partiremos de una superficie periódica de aperturas anulares con cortes metálicos [9], situados en los nodos de una retícula rectangular sobre el plano XY . La superficie periódica está ubicada sobre una pantalla metálica a una distancia h_p tal como se muestra en la Figura 1.4. Se considera que las aperturas anulares están impresas sobre un sustrato dieléctrico de permitividad ϵ_r y de grosor arbitrario h . Inicialmente se analizará la respuesta del arreglo cuando la posición angular de los cortes es uniforme en todas las celdas del arreglo y está determinada por el ángulo γ .

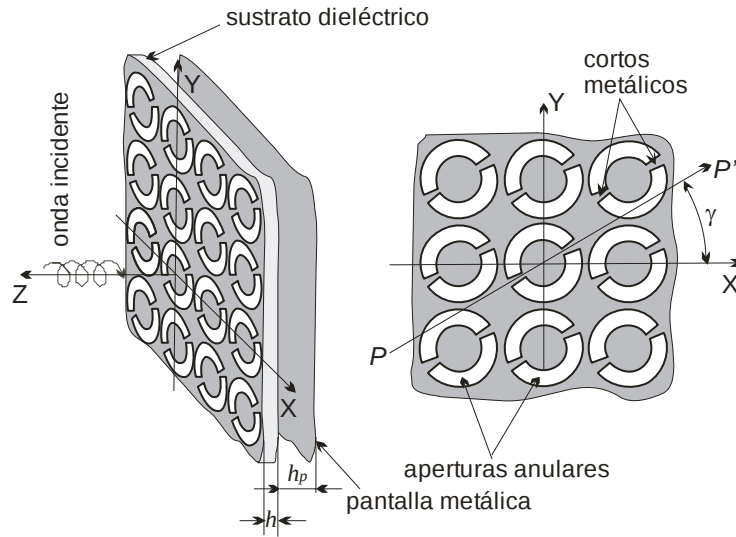


Fig. 1.4 Arreglo reflectivo de aperturas anulares con cortes ubicados uniformemente.

Este arreglo reflectivo presenta un comportamiento resonante al controlar su respuesta en frecuencia. Debido a la presencia de los cortes, este arreglo provee diferentes coeficientes de reflexión $\Gamma_{\parallel}$ y $\Gamma_{\perp}$ para los dos modos ortogonales de polarización lineal cuyos vectores de intensidad de campo eléctrico son paralelo y perpendicular al eje PP' , respectivamente.

En este análisis se considera la variación armónica del tiempo $\exp(j\omega t)$ y para simplicidad en la notación se suprime. Si consideramos que una onda plana de polarización circular de frecuencia $\omega/2\pi$ se propaga en la dirección negativa de Z . Entonces el campo eléctrico de esta onda se puede escribir como:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)\exp(jkz) \quad (1.1)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, a_x y a_y son los vectores unitarios en las direcciones X y Y , respectivamente, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ es el número de onda, ϵ_0 y μ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre, respectivamente y $j = \sqrt{-1}$.

El campo eléctrico de la onda reflejada puede ser expresado como la suma de dos OPC que se propagan en la dirección positiva de Z :

$$E_r = 0.5E_0e^{j2\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)\exp(-jkz) + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)\exp(-jkz) \quad (1.2)$$

El primer término de la suma en (1.2) es una OPC que tiene la misma dirección de rotación que el vector $\vec{E}_i$. La fase de esta onda depende de la posición angular γ del corto. El segundo término de la suma es una OPC con una dirección de rotación opuesta al vector $\vec{E}_i$. La fase de esta onda no depende de la posición angular del corto. Puede verse que de acuerdo a la ecuación (1.2), el arreglo reflectivo trabaja como un desplazador de fase ideal cuando se cumple la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (1.3)$$

Puede observarse que la onda independiente de γ se anula, dejando solamente la onda dependiente. La ecuación (1.3) expresa el principio de Fox de cambio de fase.

La característica principal de una estructura periódica basada en aperturas anulares con cortos es el comportamiento resonante de su coeficiente de reflexión [13]. La resonancia ocurre cuando la circunferencia del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda (λ). La estructura periódica es transparente a la onda plana incidente en la frecuencia de resonancia. Esta característica de transparencia se cumple para la onda plana que incide normalmente al arreglo y cuyo plano de polarización es ortogonal a los cortos metálicos. Por lo que dicha componente pasará por la estructura periódica sin ser reflejada. Ahora bien, al colocar una pantalla metálica de conductor perfecto situada aproximadamente a una longitud de $\lambda/4$ de la estructura, la onda será reflejada por la pantalla y se tendrá una condición de carga de circuito abierto en el plano de la estructura, por lo que se obtendrá un coeficiente de reflexión de aproximadamente 1 para esta componente.

Por otra parte, la onda incidente con el plano de polarización paralelo a los cortos metálicos es reflejada por la estructura debido a las corrientes eléctricas inducidas que fluyen a través de los cortos metálicos con un coeficiente de reflexión de aproximadamente -1 . En otras palabras, se tiene una condición de corto circuito en el plano de la estructura.

Por lo tanto, un desplazamiento de fase diferencial de 180° aparece entre las ondas reflejadas con polarizaciones ortogonales. Cumpliendo con el principio de Fox, la reflexión de la OPC por parte de un arreglo con posiciones angulares uniformes de los cortos en un ángulo γ producirá un desplazamiento de fase de 2γ en la onda reflejada de polarización circular.

Sin embargo, si la posición angular de los elementos es no uniforme da como resultado la presencia de cambios de fase distribuidos en orden lineal para formar un nuevo frente de fase plano de la señal reflejada. Así, esta onda puede ser redireccionada como se desee.

El arreglo reflectivo propuesto en el presente trabajo se basa en una estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos que tienen diferentes ángulos de rotación y una pantalla metálica situada a una distancia $\lambda/4$ detrás del arreglo. Dichos elementos reflectivos están diseñados para proporcionar un cambio de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la OPC reflejada [9].

Los investigadores a cargo del proyecto decidieron trabajar con anillos metálicos impresos en un sustrato dieléctrico en lugar de aperturas anulares sobre una pantalla metálica. Basados en el principio de operación de las antenas de tipo espirafase, en vez de simular la rotación de los elementos radiadores a partir de conmutación electrónica, propusieron realizar el movimiento mecánico de rotación de los elementos. Así que los elementos no estarían montados sobre una placa, sino que serían independientes entre sí como se muestra en la Figura 1.5 (a).

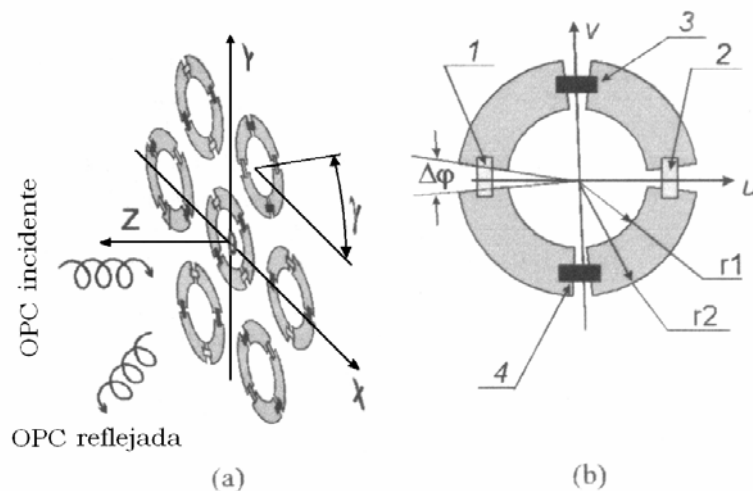


Figura 1.5: a) Arreglo reflectivo basado en anillos metálicos con cargas reactivas.
b) Un elemento radiador del arreglo reflectivo.

Dichos elementos deben colocarse sobre un mismo plano. El elemento radiador utilizado es un diafragma circular que contiene un anillo de metal con cuatro espacios vacíos situados con una separación angular de 90° entre ellos, a manera de ranuras. A dichos espacios son conectadas cargas reactivas tal como se muestra en la Figura 1.5 (b).

Los elementos 1 y 2 tienen reactancias iguales ($jX1$), a su vez, los elementos 3 y 4 tienen por reactancia a $jX2$. Debido a la diferencia en las reactancias, los elementos reflectivos proveen dos diferentes coeficientes de reflexión Γ_u y Γ_v para las dos ondas de polarización lineal con planos de polarización paralelos al eje u y v , respectivamente. Por lo tanto, es posible elegir correctamente la geometría del arreglo y las reactancias para introducir y mantener un desplazamiento de fase diferencial de 180° entre esas componentes ortogonales de la OPC sobre una significativa banda de frecuencia [14].

El diafragma utilizado en el presente trabajo tiene un diámetro de 9 mm. Fue impreso en un sustrato dieléctrico con ϵ_r de 3.38 y un espesor de 0.51 mm. Los radios interior y exterior de los anillos de metal son de 2.81 mm y 3.74 mm respectivamente. En dos de los cuatro espacios se conectaron cargas inductivas fabricadas con pequeños trozos de hilo de oro. El diámetro del hilo es de $25\ \mu\text{m}$ y su longitud de 1.4 mm.

El diafragma se muestra en la Figura 1.6, comparándose su dimensión con una moneda de 10 centavos. Este diafragma funcionará como elemento radiador para el arreglo de fase formado por la interconexión de n módulos hexagonales como el diseñado en el presente trabajo.



Figura 1.6: Elemento radiador del arreglo reflectivo propuesto.

El diámetro de dicho diafragma es de 9 mm debido a la banda de frecuencia (banda Ka) para la cual está diseñado el arreglo de fase. Si cambiamos dicho diámetro podríamos trabajar a diferentes bandas de frecuencia. La magnitud del diámetro del elemento radiador se muestra en la Figura 1.7.

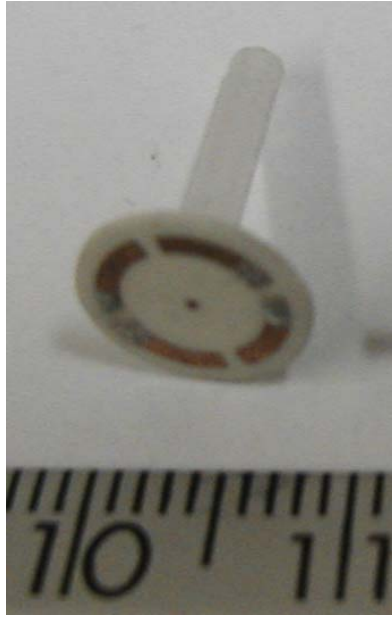


Figura 1.7: Diámetro del elemento radiador propuesto.

La base de funcionamiento del arreglo propuesto no es la simulación de la rotación mecánica de los diafragmas; sino que se propuso realizar físicamente dicha rotación. Para esto se pensó en acoplar los diafragmas descritos anteriormente a la flecha de un minimotor, el cual, se encargará de su desplazamiento angular. En el siguiente capítulo analizaremos los tipos de minimotores existentes en el mercado y las características que los diferencian entre sí. Elegiremos el tipo de minimotor que más se adecue a las necesidades de nuestro módulo. Una de las restricciones más importante es la del diámetro del motor. Puesto que, al estar los diafragmas montados en un mismo plano obligan al motor a ser de menor dimensión que el diafragma, es decir, no debe rebasar los 9 mm de diámetro.

Capítulo 2

Utilización de Minimotores

2.1 Introducción

Las antenas de arreglos de fase están formadas generalmente por miles de elementos radiadores independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. Sin embargo, a nivel de investigación resulta muy difícil trabajar con esta cantidad de elementos. Por tal motivo se decidió trabajar en el diseño de un módulo con una cantidad limitada de elementos; donde el arreglo de fase estará formado por la unión de un número n de estos módulos según requiera la aplicación. Decidieron que los módulos tuvieran forma hexagonal para que se permita el ensamble de n módulos de tal manera que se cubra un área uniforme y se respete la necesidad de que los elementos radiadores estén equidistantes entre sí.

Por lo tanto, para esta tesis se pretende el diseño de un módulo hexagonal formado por siete elementos radiadores para la integración de un arreglo de fase de tipo reflectivo.

Es necesario controlar la posición angular de cada uno de los elementos radiadores de forma independiente. Una posibilidad para generar el movimiento de los elementos y así cambiar su posición angular es la utilización de dispositivos electromecánicos. Para realizar esta idea se pensó en acoplar cada elemento a la flecha de un minimotor. De esta forma el problema del cambio en la posición angular del elemento se convierte en hacer girar el motor según los requerimientos del módulo.

Se requiere que el control de la posición angular y el posicionamiento mecánico de los elementos radiadores del módulo sea con un elevado grado de precisión y exactitud. Por lo que tenemos dos opciones para acoplarlos, la primera es utilizar un servomotor y la segunda utilizar un motor de pasos. A continuación se presenta la descripción de ambos tipos de motores, con el propósito de elegir el que más se adecue a las necesidades del módulo.

2.2 Servomotores

El servomotor es un tipo especial de motor que se caracteriza por su capacidad para colocarse de forma inmediata en cualquier posición dentro de su rango de operación. Para ello, el servomotor espera un tren de pulsos que corresponde con el movimiento a realizar.

Están generalmente formados por un pequeño motor de CD, un juego de engranes, un potenciómetro y un circuito integrado de control, todo en una misma caja de pequeñas dimensiones, tal como se muestra en la Figura 2.1.

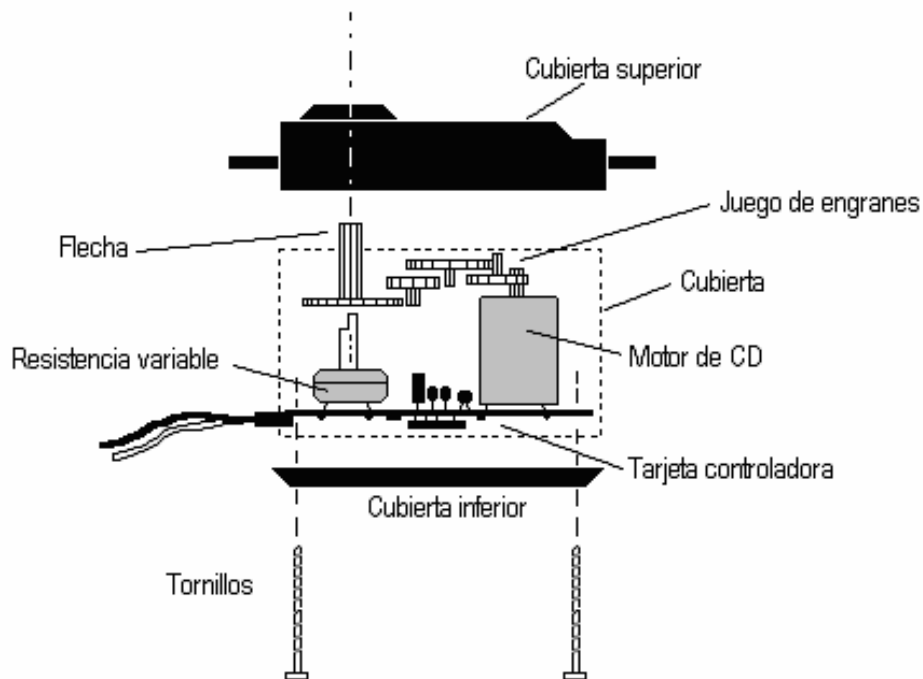


Figura 2.1: Esquema de un servomotor.

El motor de CD modifica el giro y posicionamiento del eje del motor. A su vez, el movimiento de rotación angular del motor modifica la posición del potenciómetro interno, que controla un monoestable también integrado en el servomotor. El eje del motor puede ser girado hasta una posición angular específica mediante una señal de control. Mientras se mantenga esta señal de control, el servomotor mantendrá la posición angular del eje. Si la señal de control cambia, también cambia la posición de eje.

El desplazamiento angular, así como la dirección del movimiento de los servomotores se controla mediante pulsos modulados en su ciclo de trabajo. En la Figura 2.2 se muestra la forma de estos pulsos. El servomotor convierte los pulsos en un movimiento mecánico. La magnitud del giro del eje del servomotor es proporcional a la anchura del pulso que llega por la línea de control. Cada

servomotor tiene sus márgenes de operación, que corresponden con el ancho del pulso máximo y mínimo que él entiende.

Para la mayoría de los servomotores la señal digital de control se genera cada 20 milisegundos. El periodo entre pulso y pulso no es crítico, e incluso puede ser distinto entre uno y otro pulso. Se suelen emplear valores entre 10 y 30 ms. Si el intervalo entre pulso y pulso es inferior al mínimo, puede interferir con la sincronización interna del servomotor, causando un zumbido y la vibración del eje de salida. Si es mayor que el máximo, entonces el servomotor pasará a estado de reposo entre pulsos. Esto provoca que se mueva con intervalos pequeños [15].

La anchura de estos pulsos va de un mínimo de 1 ms a un máximo de 2 ms. Aunque la relación de anchura del pulso y la posición del eje no está normalizada, generalmente trenes de pulsos de 1,5 ms llevan el eje del servomotor al centro de su rango. Si la anchura del pulso es de 1 ms, el servomotor se posiciona en el extremo izquierdo, mientras que si el pulso tiene una anchura de 2 ms la posición será el extremo opuesto.

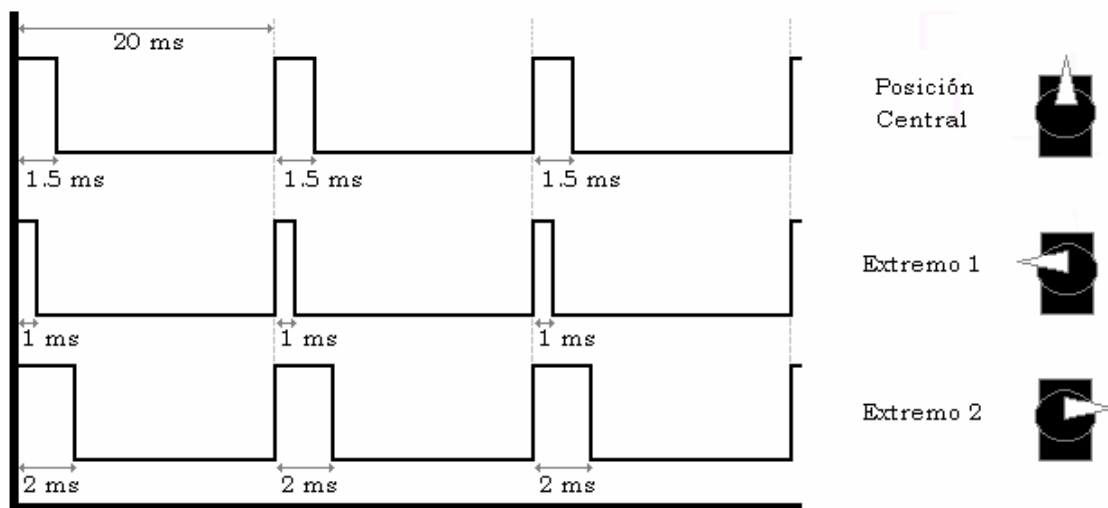


Figura 2.2: Señal de control del servomotor.

Esta técnica se conoce como modulación por ancho de pulso, PWM (*Pulse Width Modulation*). El servomotor trabaja comparando la anchura del pulso de entrada con la anchura del pulso producido por el reloj interno. A su vez, el período del reloj interno es controlado por el potenciómetro acoplado a la flecha del servomotor. La diferencia entre el ancho del pulso de entrada y la anchura del pulso interno se utiliza como señal de error. La lógica del servomotor se encarga de determinar la dirección en la que ha de girar el motor para minimizar dicho error. El motor girará modificando la posición del potenciómetro de retroalimentación. Cuando llega el siguiente pulso se vuelve a realizar la comparación, comprobando de forma continua la posición del eje y realizando también constantemente las correcciones necesarias en la posición del mismo.

Como se ha podido apreciar, se trata de un lazo de retroalimentación negativa. Si la posición del potenciómetro no se iguala con la posición deseada del eje, el motor se moverá hacia adelante o hacia atrás, hasta que la posición del potenciómetro sea equivalente a la posición deseada del eje. En este momento la corriente del motor se apaga. La precisión al posicionarse depende tanto de la precisión del potenciómetro como de la precisión de la anchura de los pulsos que llegan al motor.

Cuando se reduce la señal de error a un nivel aceptable, el eje del servomotor se encuentra en la posición correcta. La electrónica interna tiene como misión mantener la anchura de los pulsos del monoestable interno igual a la anchura de los pulsos de entrada.

Es importante destacar que para mantener un servomotor en la misma posición durante un cierto tiempo, es necesario enviarle continuamente el pulso correspondiente. De este modo, si existe alguna fuerza que le obligue a abandonar esta posición, intentará resistirse. Si se deja de enviar pulsos (o el intervalo entre pulsos es mayor del máximo) entonces el servomotor perderá fuerza y dejará de intentar mantener su posición, de modo que cualquier fuerza externa podría desplazarlo.

Hay dos formas de visualizar al servomotor. Desde el punto de vista del controlador, es un sistema de lazo abierto. No existe retroalimentación entre el servomotor y el sistema que genera los pulsos. Desde el punto de vista del nivel local (interior del servomotor) es un sistema de lazo cerrado. La electrónica del servomotor está constantemente tratando de eliminar la diferencia entre la nueva posición y la posición actual [16].

Este doble comportamiento es una característica muy importante, ya que el servomotor necesita una atención mínima por parte del controlador, pero a su vez, de forma constante resiste activamente corrigiendo las influencias externas que pueden llevar el eje lejos de la posición ordenada.

2.3 Motores de pasos

El motor de pasos o motor paso a paso (*stepping motor*), es un dispositivo que convierte pulsos eléctricos en movimientos mecánicos distintos. Mientras que un motor convencional gira libremente al aplicarle una tensión, el eje de un motor de pasos gira con incrementos discretos cuando son aplicados pulsos eléctricos en la secuencia apropiada.

La propiedad esencial de los motores de paso es su habilidad para transformar conmutaciones en la excitación en incrementos definidos de la posición del rotor (pasos). De la misma manera que se puede posicionar el eje del motor, es posible controlar la velocidad del mismo, la cual será función directa de la

frecuencia de variación de las codificaciones en las entradas. De ello se deduce que el motor de pasos presenta una precisión y repetitividad que lo habilita para trabajar en sistemas abiertos sin realimentación.

Los motores de paso están clasificados como máquinas doblemente salientes, lo cual significa que tienen dientes de material con alta permeabilidad magnética en ambas partes, la parte estacionaria (estator) y la parte rotatoria (rotor).

En la Figura 2.3 se muestra la sección transversal de los dientes del motor de pasos. El flujo magnético cruza los pequeños espacios entre los dientes en las dos partes del motor. De acuerdo al tipo de motor, la fuente de flujo puede ser un imán permanente o un devanado a través del cual circula una corriente, o una combinación de los dos. Sin embargo, el efecto es el mismo: los dientes experimentan fuerzas iguales y opuestas, las cuales tratan de jalarlos al mismo tiempo y minimizan los espacios entre ellos.

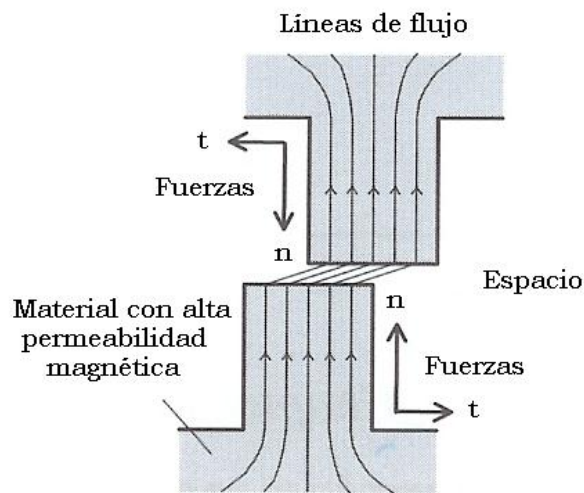


Figura 2.3: Componentes de fuerza entre dos dientes.

Como muestra en la Figura 2.3, la componente principal de éstas fuerzas, la fuerza normal (n), está tratando de cerrar los espacios, pero para los motores eléctricos la componente más útil es la más pequeña, la fuerza tangencial (t); la cual está tratando de mover los dientes en el sentido de giro.

Tan pronto como el flujo que pasa entre los dientes es removido, o desviado a otro grupo de dientes, las fuerzas de atracción disminuyen a cero.

La mayoría de los motores de pasos pueden ser identificados como variaciones en los dos tipos básicos: reluctancia variable o imán permanente.

Los motores de paso son ideales para la construcción de mecanismos en donde se requieren movimientos muy precisos. Estos motores poseen la habilidad de quedar enclavados en una posición si una o más de sus bobinas están energizadas, o bien totalmente libres si no circula corriente por ninguna de sus bobinas. No son muy rápidos en términos de revoluciones por minuto (rpm), en

comparación con los demás tipos de motores. Necesitan de un circuito especial externo para controlarlo debido a que no se le puede conectar directamente una fuente de alimentación [17].

Actualmente son usados dispositivos de estado sólido como interruptores electrónicos para el manejo de motores de pasos. Las señales de conmutación son generadas por circuitos digitales, microcontroladores o microprocesadores. Sus principales aplicaciones se pueden encontrar en periféricos para computadora (impresoras, *scanners*, control de discos duros, flexibles, unidades de CD-ROM o DVD), máquinas de oficina (copiadoras, fax, máquinas de escribir), cámaras (fotográficas, de video), manipulación y posicionamiento de herramientas de control numérico, robótica, vehículos espaciales y satélites .

2.3.1 Principio de funcionamiento

La forma en que funcionan los motores de pasos difiere para cada tipo, pero en general se basa en las mismas propiedades de los campos eléctrico y magnético; la diferencia parte de la forma en que se generan dichos campos.

Para visualizar el funcionamiento general de un motor de pasos nos apoyaremos en la Figura 2.4. Suponemos que las bobinas L1 y L2 poseen un núcleo de hierro capaz de imantarse cuando a través de ellas circule una corriente eléctrica, y que el imán central representa a la flecha del motor y puede girar libremente sobre su eje.

Inicialmente, sin aplicar corriente alguna a las bobinas (que también reciben el nombre de fases) y con la flecha en una posición dada, el imán permanecerá en reposo si no se somete a una fuerza externa. Si se hace circular corriente por ambas fases como se muestra en (a), aparecerán dos polos magnéticos norte en la parte interna, bajo cuya influencia la flecha se desplazará hasta la posición indicada en dicha figura.

Si invertimos la polaridad de la corriente que circula por L1 se obtendrá la situación magnética indicada en (b) y la flecha se desplazará hasta la nueva posición de equilibrio, es decir, habrá girado 90 grados en sentido antihorario.

Invirtiéndolo ahora la polaridad de la corriente en L2, se llega a la situación de (c) habiendo girado la flecha otros 90 grados. Si finalmente, como se muestra (d), invertimos de nuevo el sentido de la corriente en L1, la flecha girará otros 90 grados y se habrá obtenido una revolución completa de la flecha (representada como un imán) en cuatro pasos de 90 grados.

Por tanto, si se mantiene la secuencia de excitación expuesta para L1 y L2 y dichas corrientes son aplicadas en forma de pulsos, el rotor avanzará pasos de 90 grados por cada pulso aplicado. El modelo de motor de pasos que hemos analizado, recibe el nombre de bipolar ya que, para obtener la secuencia completa, se requiere disponer de corrientes en ambas polaridades. Existen

también motores de pasos unipolares de cuatro fases, donde la corriente circula por las bobinas en un único sentido.

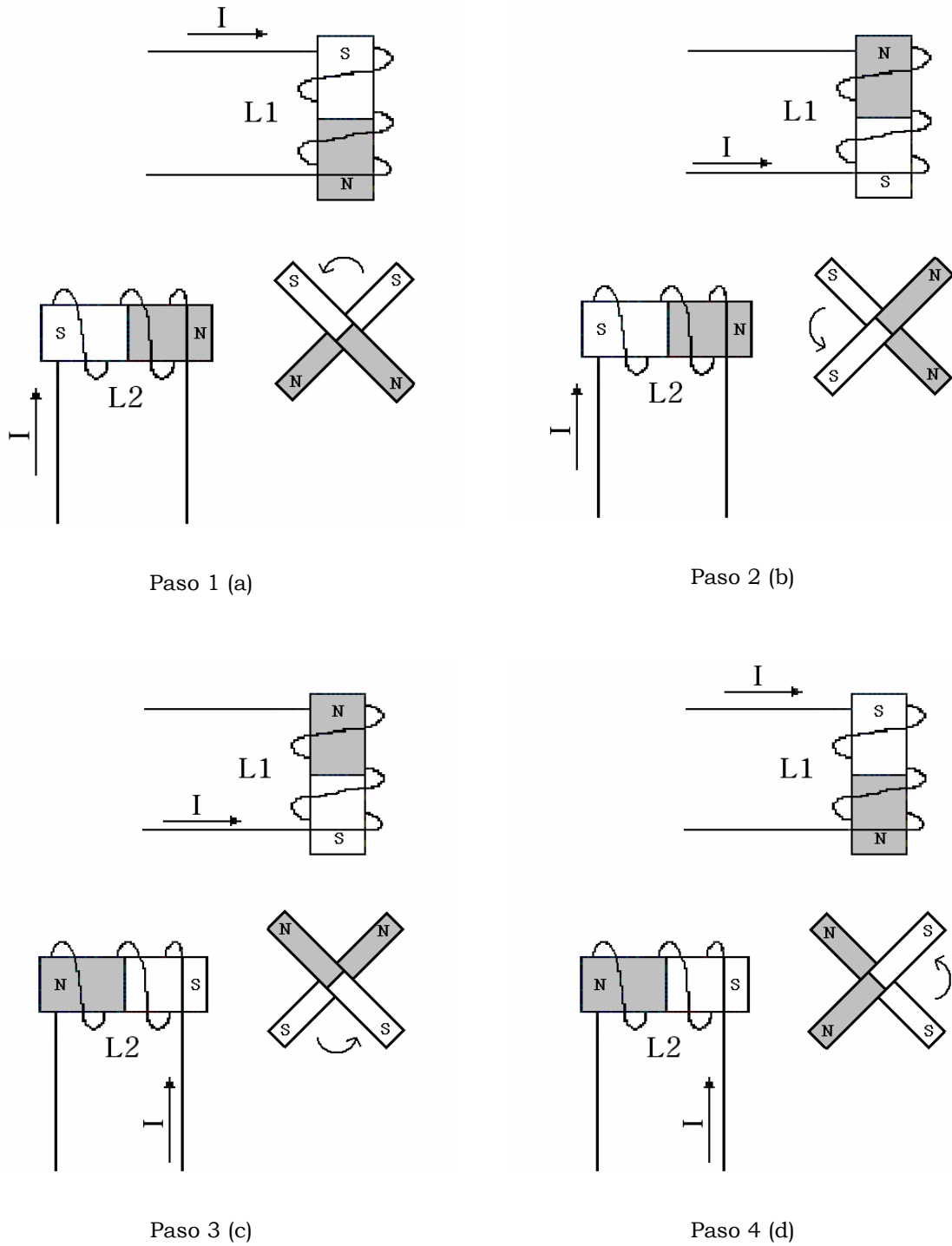


Figura 2.4: Principio de funcionamiento para un motor de pasos bipolar.

Motores Unipolares: En este tipo de motores, todas las bobinas del estator están conectadas en serie formando cuatro grupos. Estos a su vez, se conectan dos a dos, también en serie, y se montan en dos nuevos grupos sobre el estator, tal y como se aprecia en la Figura 2.5. Del motor salen dos grupos de tres cables, uno de los cuales es común a dos embobinados. Las seis terminales que parten del motor, deben ser conectados al circuito de control, el cual, se comporta como cuatro conmutadores electrónicos que, al ser activados o desactivados, producen la alimentación de los cuatro grupos de bobinas con que está formado el estator.

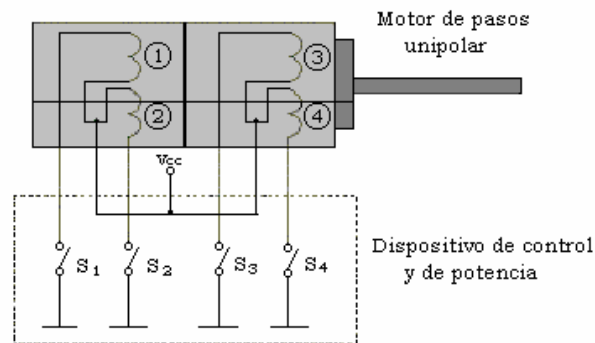


Figura 2.5: Control de motor Unipolar.

Motores Bipolares: En este tipo de motores las bobinas del estator se conectan en serie formando solamente dos grupos, que se montan sobre el estator, tal y como se muestra en la Figura 2.6. Tiene generalmente cuatro cables de salida. El control es más complejo debido a que se requiere del cambio de dirección del flujo de corriente a través de las bobinas en la secuencia apropiada para realizar un movimiento. El circuito de control realiza la función de cuatro interruptores electrónicos dobles, que nos permiten cambiar la polaridad de la alimentación en las bobinas. Con la activación y desactivación adecuada de dichos interruptores, podemos obtener las secuencias adecuadas para que el motor pueda girar en un sentido o en otro.

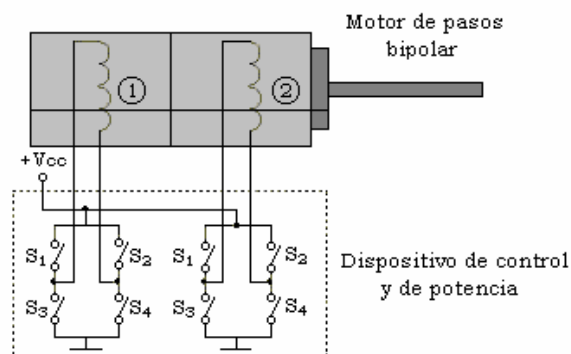


Figura 2.6: Control de motor Bipolar.

2.3.2 Clasificación de motores de pasos

Los motores de paso pueden ser clasificados dentro de varios tipos de acuerdo a su estructura y principio de operación.

I. Motor de reluctancia variable (RV)

El motor de pasos de reluctancia variable puede ser considerado el tipo más básico de motor de pasos. La estructura interna de un motor de RV es ilustrado en la Figura 2.7.

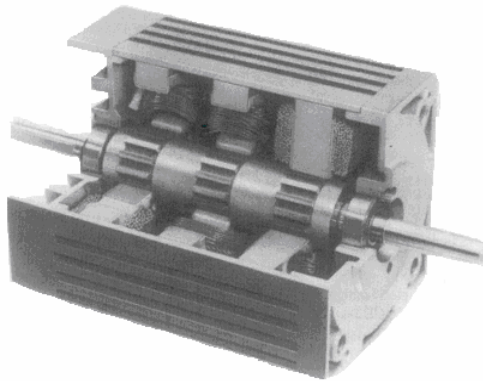


Figura 2.7: Vista de la estructura interna de un motor RV.

El diagrama de la sección transversal de un motor de esta categoría es ilustrado en la Figura 2.8 para facilitar la explicación del principio básico de funcionamiento del motor. El núcleo del estator tiene seis polos o dientes, mientras que el rotor tiene cuatro polos. Ambos núcleos son hechos normalmente de acero al silicio laminado, aunque también se pueden encontrar rotores de acero al silicio sólido.

Ambos materiales del estator y rotor deben tener alta permeabilidad para ser capaces de permitir el paso a través de ellos de un alto flujo magnético, incluso si una fuerza electromotriz baja es aplicada [17].

Los tres grupos de devanados son ordenados como se muestra en la Figura 2.8. Cada grupo tiene dos bobinas conectadas en serie o paralelo. Un grupo de bobinas es llamado *fase*, y por consiguiente esta máquina es un motor de tres fases.

La corriente es suministrada desde una fuente de CD a los devanados a través de interruptores I, II, y III. En el estado (1), los devanados de la fase I son alimentados con corriente a través del interruptor I, es decir la fase I es excitada. El flujo magnético que ocurre en los espacios entre dientes debido a la excitación es indicado por las flechas. Los dos polos del estator de la fase I están alineados con dos de los cuatro dientes del rotor. Éste es un estado de equilibrio dinámico. Cuando el interruptor II es cerrado para excitar la fase II en

adición a la fase I, el flujo magnético se forma hacia arriba de los polos del estator de la fase II como se muestra en el estado (2), y un par en contra de las manecillas del reloj es creado debido a la tensión en las líneas de campo magnético inclinadas.

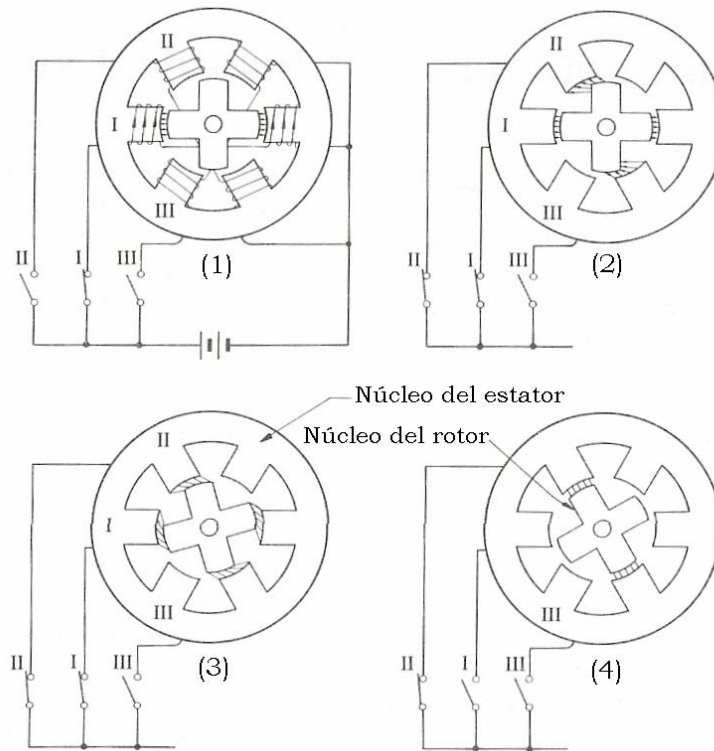


Figura 2.8: Principio de operación de un motor RV.

El rotor eventualmente llega al estado (3). De esta manera, el rotor gira a través de un ángulo fijo, el cual es llamado ángulo de paso (15° en este caso), a medida que la operación de conmutación es llevada en la entrada. Si el interruptor I es ahora abierto para desenergizar la fase I, el rotor recorrerá otros 15° para llegar al estado (4). La posición angular del rotor puede ser controlada de esta manera en unidades de ángulo de paso a través de un proceso de conmutación en las señales de entrada. Si la conmutación es llevada fuera de secuencia, el rotor girará con un movimiento gradual diferente al mostrado y no se garantizará su buen funcionamiento. La velocidad promedio también es controlada por el proceso de conmutación.

Los espacios entre los dientes del rotor y estator deben ser tan pequeños como sea posible para que el flujo magnético sea mayor y no se disperse, esto produce un par alto y gran exactitud en el posicionamiento del rotor, tal como se muestra en la figura 2.9.

Los motores de reluctancia variable tienen dos importantes ventajas cuando la carga debe ser movida varias revoluciones del motor. Una de ellas es que la

longitud típica de paso (15°) es más larga que en los otros tipos, por lo que son requeridos menos pasos para mover la carga; una reducción en el número de pasos implica pocos cambios de excitación.

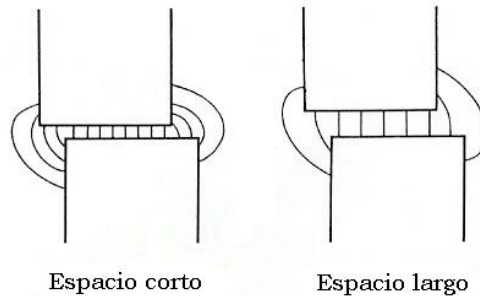


Figura 2.9: Comparación de las líneas de flujo.

Otra ventaja es que los motores de paso de RV tienen una inercia mecánica de rotor más bajo que los otros tipos, porque no hay un imán permanente sobre el rotor. En muchos casos esta fuerza actúa como carga inercial sobre el motor, por lo que una reducción de la misma permite una más rápida aceleración.

Aunque en algunas aplicaciones esto es un inconveniente, ya que en condiciones de reposo (sin excitación) el rotor queda en libertad de girar y, por lo tanto, su posicionamiento de régimen de carga dependerá de su inercia y no será posible predecir el punto exacto de reposo [18].

Además, los motores de RV pueden reducir el ángulo de paso. Para esto, el número de dientes en el estator debe ser incrementado así como los dientes del rotor. Mientras mayor sea el número de dientes tanto en el estator como en el rotor, mayor será el número de pasos y el tamaño del ángulo de paso será menor, como se muestra en la Figura 2.10.

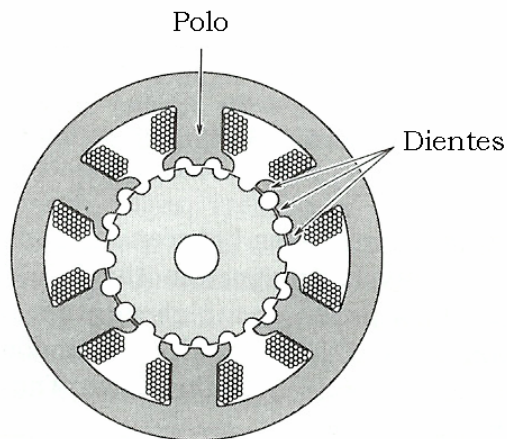


Figura 2.10: Motor de RV con 3 dientes en cada polo, 20 dientes en el rotor y ángulo de paso de 6° .

II. Motor de imán permanente (IP)

El motor de pasos de imán permanente tiene una construcción de estator similar al de RV, pero el rotor no está dentado y está compuesto por un cilindro de imán permanente tal como se muestra en la Figura 2.11.

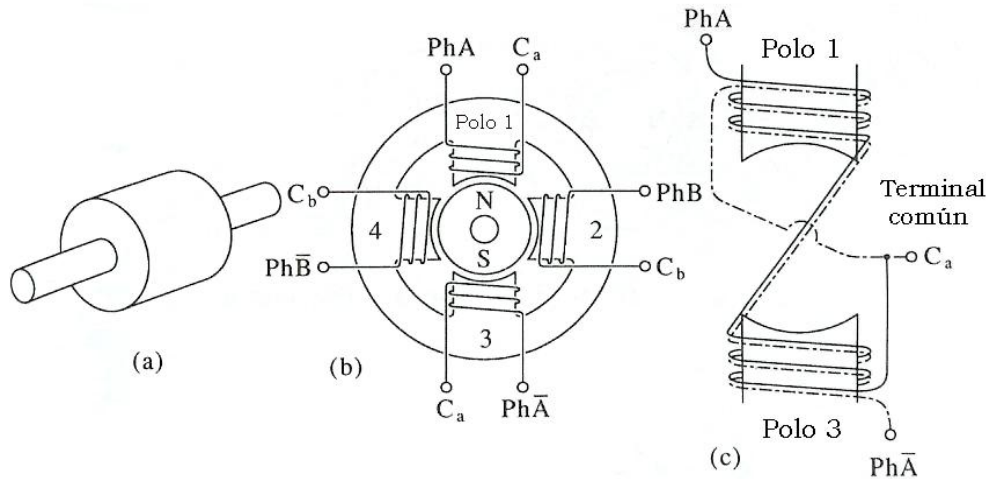


Figura 2.11: Motor de IP. a) Rotor cilíndrico. b) Núcleo del estator y colocación de devanados. c) Devanado bifilar.

Dicho motor posee cuatro dientes o polos en el estator, como se muestra en (a) y (b) respectivamente. La colocación simbólica de las bobinas es mostrada en (b), pero (c) indica la colocación real, conocida como esquema bifilar.

Dos cables superpuestos están enrollados como un solo cable en los polos 1 y 3, los cuales son separados en las terminales para mantenerlos como cables independientes. Lo mismo es hecho para los polos 2 y 4.

Cuando el cable A, mostrado por la línea continua en (c), es excitado el polo 1 produce un polo norte y el polo 3 un polo sur. Si el cable $\bar{A}$ (mostrado por la línea punteada en (c)) es excitado, la polaridad será inversa. Esta colocación del polo-cable es definida como de dos fases, aunque esto puede ser considerado como una combinación de cuatro fases. Los polos 1 y 3 constituyen la fase A, y los polos 2 y 4 forman la fase B.

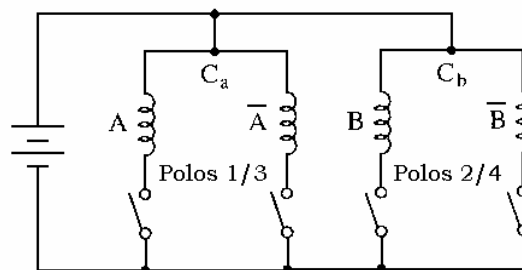


Figura 2.12: Circuito de control básico para un motor de dos fases.

Las terminales marcadas C_a o C_b denotan una conexión *común* al ser conectadas a la fuente de energía como se muestra en el circuito de conmutación de la Figura 2.12.

Ahora, si los devanados son excitados en la secuencia $A \rightarrow B \rightarrow \bar{A} \rightarrow \bar{B} \dots$ el rotor será conducido en el sentido de las manecillas del reloj como se muestra en la Figura 2.13. El ángulo del paso es de 90° para este motor. Si el número de dientes del estator y polos magnéticos en el rotor son duplicados, el ángulo de paso disminuirá a 45° .

Un motor de IP ofrece como principal ventaja que su posicionamiento no varía aún sin excitación y en régimen de carga; se caracteriza por tener un par grande para un motor pequeño comparado con un motor de RV del mismo tamaño. Recientes avances en materiales de imán permanente han incrementado esta versatilidad y hay muchas variantes en diversas aplicaciones incluyendo manejo de CD de alta velocidad [18].

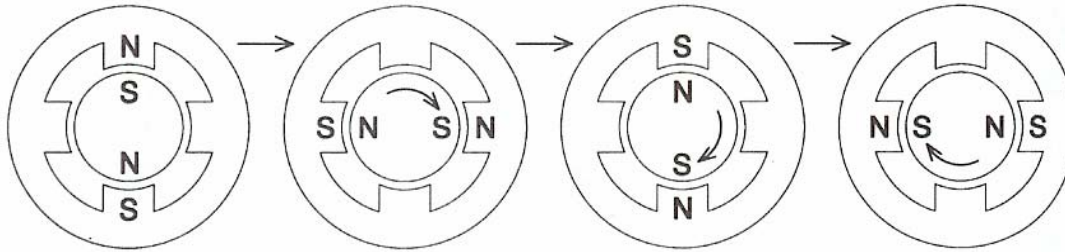


Figura 2.13: Secuencia de pasos para un motor de IP.

III. Motor híbrido

Otro tipo de motor de paso teniendo un imán permanente en su rotor es el motor híbrido. El término *híbrido* deriva del hecho que el motor es operado mediante la combinación de los principios de funcionamiento de los motores de imán permanente por un lado, y de reluctancia variable por el otro. Logrando con esto un ángulo de paso pequeño, además de un par alto comparado con su reducido tamaño. La estructura del núcleo del estator es la misma que la del motor de RV.

La característica más importante del motor híbrido es la estructura de su rotor, el cual tiene un imán cilíndrico o en forma de disco situado en los núcleos del mismo como se muestra en la Figura 2.14.

Dicho rotor es magnetizado longitudinalmente para producir un campo unipolar como se muestra en la Figura 2.15 (a). Cada polo del imán es cubierto con una capa dentada uniformemente de acero blando. Los dientes en las dos capas están desalineados con respecto a cada diente por un grado de inclinación de medio diente. Las capas dentadas están normalmente hechas de acero al silicio laminado.

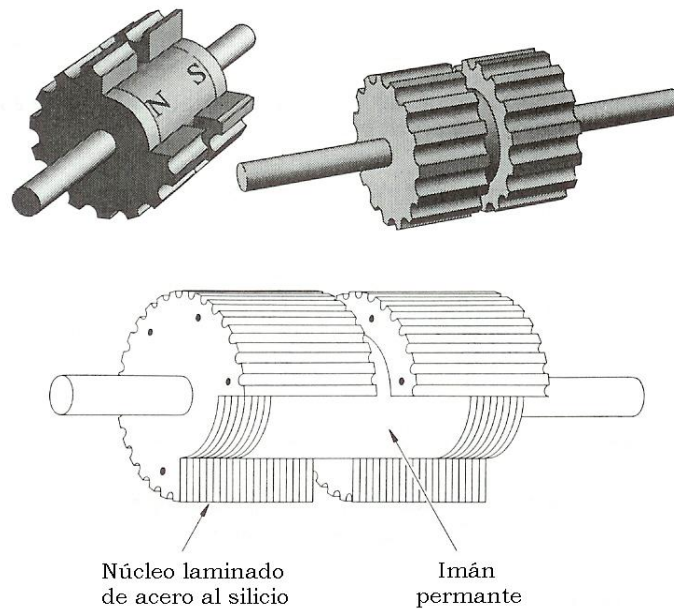


Figura 2.14: Estructura del rotor para un motor híbrido.

El campo magnético generado por las bobinas del estator es un campo heteropolar como se muestra en la Figura 2.15 (b).

Los motores híbridos tienen una longitud de paso pequeño (típicamente 1.8°), la cual puede ser una gran ventaja cuando es requerido posicionamiento de alta resolución angular. La capacidad del par producido por un motor dado es más grande en el motor híbrido que en el de RV; por lo tanto el motor híbrido es una elección para aplicaciones que requieren una longitud de paso pequeño y un par alto, en un espacio de trabajo restringido.

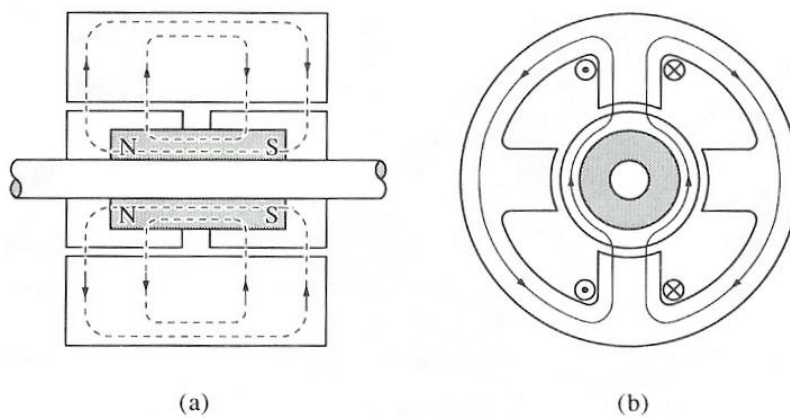


Figura 2.15: Camino magnético en un motor híbrido. (a) El flujo debido al imán del rotor produciendo un campo unipolar, (b) flujo heteropolar distribuido debido a las corrientes del estator.

Cuando los devanados del motor híbrido no son excitados el flujo magnético produce un par de detención pequeño, el cual retiene el rotor en la posición del paso. Aunque el par de detención es menor que el par del motor con uno o más devanados completamente excitados, esto puede ser una característica útil en aplicaciones donde la posición del rotor debe ser preservada durante una falla en la energía [18].

2.3.3 Características de los motores de pasos

Desde el punto de vista mecánico y eléctrico, es conveniente conocer el significado de algunas de las principales características y parámetros que se definen sobre un motor de pasos: [18]

Características estáticas: Son las características que relacionan a los motores en estado estacionario

- **Características T/θ .** Si el motor de pasos se mantiene estático en una posición de reposo (equilibrio) y un par externo es aplicado a la flecha, ocurrirá un desplazamiento angular. La relación entre un par externo y el desplazamiento puede ser trazado en una curva convencionalmente llamada “curva de características T/θ ” donde el máximo par estático está determinado por el par de mantenimiento (*Holding Torque*). El cual es rigurosamente definido como el máximo par estático que pueda ser aplicado a la flecha de un motor excitado sin que cause movimiento continuo. Actúa como freno para mantener el rotor en una posición dada. Para largos desplazamientos angulares el par estático no actúa en dirección hacia la posición de equilibrio original, sino en la dirección contraria, hacia la siguiente posición de equilibrio. Idealmente el par de mantenimiento es independiente de cuales fases están excitadas. Cuando son vistas variaciones sensibles, el par de mantenimiento de un motor es el mínimo de los pares estáticos medidos en todos los posibles casos.
- **Características T/I .** El par de mantenimiento se incrementa con la corriente. Esta relación se define como característica T/I . El par de detención (*Detention Torque*) se define como el máximo par estático que puede ser aplicado a la flecha de un motor no excitado sin causar rotación continua. Aparece sólo en un motor que tiene un imán permanente. Es un par de freno debido a la acción del rotor cuando los devanados del estator están desactivados.

Características dinámicas: Son las características relacionadas a los motores, los cuales están en movimiento o cerca de empezarlo.

- **Par *Pull-in*.** Estas son llamadas características de inicio y se refieren al rango del par de carga de fricción en el cual el motor puede arrancar y parar sin perder pasos para varias frecuencias del tren de pulsos en la entrada. La razón por la que la palabra rango es usada aquí, en vez de máximo, es que el motor no es capaz de iniciar o mantener una rotación normal con pequeñas cargas de fricción en ciertos rangos de frecuencia. Cuando el par *Pull-in* es medido es necesario especificar claramente el circuito de control, el método de medición, el método de acoplamiento y la inercia a ser acoplado a la flecha.
- **Par *Pull-out*.** Éstas son llamadas características de estabilización. Después de que el motor es arrancado por un controlador en el modo de excitación específica, si la frecuencia del pulso es gradualmente incrementada, el motor eventualmente funcionará fuera de sincronía. La relación entre el par de carga de fricción y la máxima frecuencia del pulso con el cual el motor puede sincronizarse es llamada característica *pull-out*. La curva *pull-out* es afectada por el circuito controlador, el tipo de acoplamiento, los instrumentos de medición y otras condiciones.
- **Frecuencia de arranque máximo.** Ésta es definida como la frecuencia de control máxima en la cual el motor sin carga puede arrancar y detener sin pérdida de pasos.
- **Razón máxima de *pull-out*.** Ésta es definida como la frecuencia máxima (razón de pasos) en el cual el motor sin carga puede moverse sin pérdida de pasos y es llamada la frecuencia máxima de estabilización.
- **Par máximo de arranque.** Éste es llamado par máximo de *pull-in* y es definido como el máximo par de carga de fricción con el cual el motor puede iniciar y sincronizarse con un tren de pulsos de una frecuencia tan baja como 10 Hz. Hay que tener en cuenta que, cuando la velocidad de giro del motor aumenta, se produce un aumento en la fuerza electromotriz en él generada y, por lo tanto, una disminución de la corriente absorbida por los bobinados del estator, como consecuencia disminuye el par del motor.
- **Frecuencia de paso máximo.** Se define como el número máximo de pasos por segundo que puede recibir el motor funcionando adecuadamente.

2.3.4 Características de los motores de pasos desde el punto de vista de su aplicación

1. Ángulo de paso pequeño

Un motor de pasos gira un ángulo fijo por cada pulso. El valor de éste es llamado ángulo de paso o longitud de paso y es expresado en grados. Disminuyendo el ángulo de paso se incrementa la resolución de posición. Una característica de los motores de pasos es que pueden estar hechos para desplazarse un ángulo de paso pequeño.

El número de pasos por revolución (el cual es denotado por S) y el ángulo de paso θ_s están relacionados como sigue:

$$\theta_s = 360 / S$$

S se relaciona con el número de dientes en el rotor (N_r) y el número de fases m mediante las siguientes ecuaciones.

Para motores de reluctancia variable:

$$S = mN_r$$

Para motores de imán permanente e híbridos:

$$S = 2mN_r$$

El número típico de fases para motores de reluctancia variable son 3, 4, y 5; el motor híbrido más utilizado es el de dos fases, pero también los hay de tres y cinco. Un número grande de dientes en el rotor (N_r) son 50 o 100 [18].

2. Error de posición no acumulativo

La exactitud en el posicionamiento es un factor importante el cual determina la calidad de un motor de pasos. Los motores de pasos están diseñados de tal manera que giran un predeterminado ángulo de paso en respuesta a una señal de pulso y llegan al reposo en una posición precisa. Sin embargo, la exactitud sin carga depende de la exactitud física del rotor y estator, el error de posición es no acumulativo. Con respecto a la posición en la cual el rotor detiene su movimiento se tienen dos conceptos:

Posición de reposo o posición de equilibrio. Definida como la posición en la cual un motor excitado llega al reposo sin tener carga.

Posición de detención. Definida como la posición en la cual un motor teniendo un imán permanente en su rotor llega al reposo sin tener excitación ni carga.

Las posiciones de reposo y detención no son siempre las mismas. En algunas aplicaciones la posición de detención es utilizada para posicionamiento sin excitar los devanados así como para guardar potencia. Se tienen dos conceptos de error de posición, que son:

Error de posición de paso. Definido como el error más grande de posición angular negativo o positivo (comparado con la proporción de ángulo de paso), el cual puede ocurrir cuando el rotor se mueve desde una posición de reposo a la siguiente.

Exactitud en la posición. Definido como el error de posición angular más grande de una posición de reposo con respecto al ángulo de paso acumulativo nominal, el cual puede ocurrir durante una revolución completa del rotor cuando se mueve desde una posición en reposo de referencia [18].

3. Excelente comportamiento dinámico debido al alto rango de par de inercia.

Es deseable que un motor de pasos se mueva tan rápido como sea posible en respuesta a un pulso de entrada o tren de pulsos. No solo es requerido un arranque veloz, sino también una detención de movimiento de igual forma rápida. Si el tren de pulsos es interrumpido mientras el motor está girando, el motor deberá ser capaz de parar en la posición especificada por el último pulso. Estas excelentes características dinámicas son debidas al alto par de inercia del rotor en un motor de pasos comparado con un motor de CA convencional.

La velocidad de rotación de un motor de pasos está dada en términos del número de pasos por segundo; el término rango de pasos (*stepping rate*) es usado a menudo para indicarla. Sin embargo, en la mayoría de los casos, el número de pulsos aplicados a la secuencia lógica es igual al número de pasos. La velocidad puede ser expresada en términos de la frecuencia del pulso. El rango de pasos es expresado en Hertz (Hz), aunque pulsos por segundo (pps) y pasos por segundo también son utilizados.

La relación de pasos no especifica la velocidad absoluta. La velocidad de las revoluciones de los motores convencionales de CD o CA son usualmente referidos en término de revoluciones por minuto (rpm). No es razonable usar 60 segundos para medir la velocidad de un motor, el cual, es requerido para tener

rápida aceleración y desaceleración. Sin embargo, la velocidad en rpm, el rango de pasos y los pasos por revolución están relacionados mediante: [18]

$$n = 60f/S$$

Donde:

n = velocidad de rotación (rpm)

f = rango de pasos (Hz)

S = pasos por revolución.

2.3.5 Modos de excitación

1. Excitación de una fase

La excitación de una sola fase es conocida como manejo *"one_phase_on"*. En este modo el motor avanza pasos completos y se activa solo una bobina a la vez, esto brinda un funcionamiento más suave. En contraparte, el par de paso y el de detención disminuyen pues el flujo magnético generado es menor. Además se presenta un número mayor de oscilaciones pues la inercia es mayor; el tiempo de estabilización también aumenta.

La secuencia de control se muestra en la Figura 2.16. Para el primer paso se polariza solo la bobina A, lo que genera el movimiento de la flecha hasta la posición mostrada en (a). Para el siguiente paso se apaga A y se prende B, lo que genera el desplazamiento mostrado en (b). De manera análoga se realizan los desplazamientos mostrados en (c) y (d) para lograr un giro completo de la flecha.

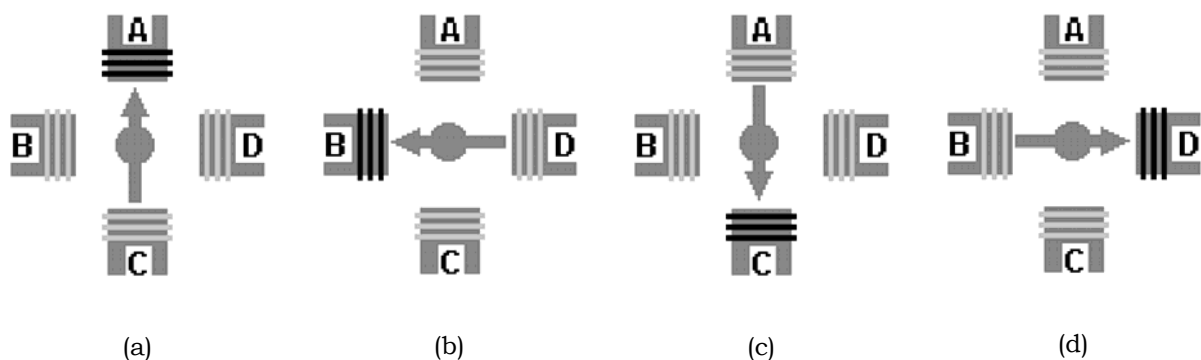


Figura 2.16: Excitación de una fase.

2. Excitación de dos fases

La operación de un motor en el cual dos fases están siempre excitadas es llamada *"two_phase_on"*. Ésta es la secuencia más usada y la que generalmente recomienda el fabricante. Con esta secuencia el motor avanza un paso completo a la vez y debido a que siempre hay al menos dos bobinas activadas, el flujo magnético es mayor, por lo que se obtiene un par de paso alto y un par de detención también alto.

En este modo de excitación las oscilaciones disminuyen y frenan más rápidamente que en el modo anterior. Al haber dos fases siempre excitadas se forma un lazo cerrado debido a la inducción electromagnética al ocurrir las oscilaciones. Ya que el par generado por la componente de oscilación de la corriente actúa en la dirección opuesta al movimiento oscilatorio, la oscilación es frenada.

La secuencia de control se muestra en la Figura 2.17. Para el primer paso se polarizan las bobinas A y B, lo que genera el movimiento de la flecha hasta la posición mostrada en (a). Para el siguiente paso se apaga A y se prende C, lo que genera el desplazamiento mostrado en (b). De manera análoga se realizan los desplazamientos mostrados en (c) y (d) para lograr un giro completo de la flecha. Se observa que cuando una corriente es conmutada desde una fase a otra la tercera fase permanece excitada.

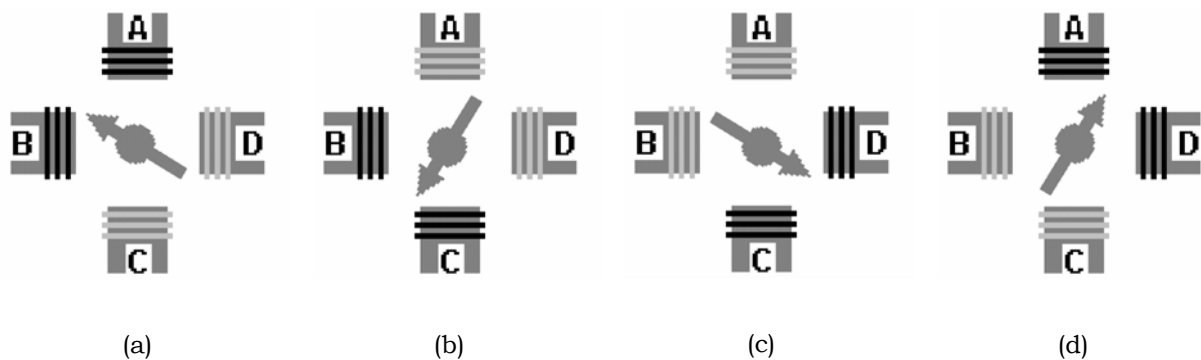


Figura 2.17: Excitación de dos fases.

3. Modo de medio paso

Este tipo de excitación es una combinación de las excitaciones de una fase y dos fases. En este modo se activan las bobinas de tal forma que se genera un movimiento igual a la mitad del paso real. Para ello se activan primero dos bobinas y luego solo una y así sucesivamente. Como se puede observar en la

Figura 2.18 la secuencia completa consta de 8 movimientos en lugar de 4 como en los modos anteriores. Para el primer medio paso se polariza solo la bobina A, lo que genera el movimiento de la flecha hasta la posición mostrada en (a). Para el siguiente medio paso se prende B mientras se mantiene encendida A, lo que genera el desplazamiento mostrado en (b). Para el tercer medio paso se apaga A, lo que genera el desplazamiento mostrado en (c). De manera análoga se realizan los desplazamientos mostrados en la Figura 2.18 para lograr un giro completo de la flecha.

En la mayoría de los motores con más de cuatro fases el manejo de medio paso es realizado mediante una combinación de dos y tres fases o tres y cuatro fases de excitación.

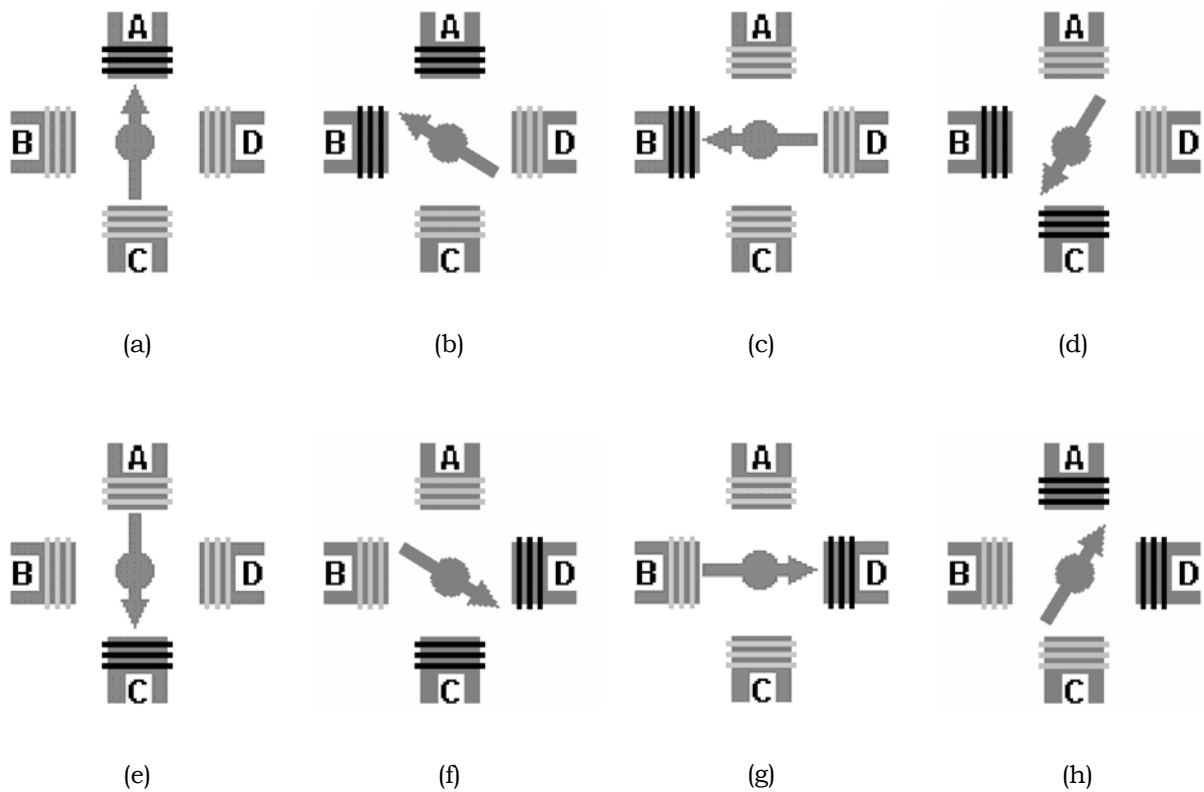


Figura 2.18: Modo medio paso.

2.4 Conclusiones

Al observarse las características de los dos tipos de minimotores propuestos; a primera vista la mejor opción para el control del desplazamiento angular del diafragma es la del servomotor. Ya que solo necesitamos modular el ancho de pulso en la entrada para controlar su posición.

Su utilización presenta la ventaja de saber la posición angular de las cargas reactivas en todo momento y no es necesario diseñar una etapa de control de posición del motor ni una etapa de potencia, pues ya están integradas en el servomotor. Sin embargo, presenta la desventaja de estar generalmente diseñado para trabajar con solo medio giro de libertad, es decir, tienen desplazamientos de 180° como máximo. Aunque es posible modificarlos para que den el giro completo, esto produce que el servomotor trabaje fuera de diseño, lo que puede dañarlo u ocasionar mal desempeño del mismo.

Otra gran desventaja son sus dimensiones. A pesar de ser utilizados en el aeromodelismo y otras aplicaciones de reducido tamaño, los servomotores que investigamos sobrepasaban por mucho las dimensiones de diseño del módulo hexagonal. El área destinada para los siete motores era cubierta por un solo servomotor.

Aunque el tamaño del motor de CD interno es reducido, el potenciómetro que controla el monoestable del servomotor está acoplado en paralelo a la flecha de dicho motor. Si a esto agregamos el área ocupada por la tarjeta interna de control electrónico, las dimensiones del servomotor se incrementen considerablemente.

Por otro lado, la precisión de los desplazamientos angulares no está definida por el servomotor, sino que depende del ancho del pulso en la entrada y su frecuencia de trabajo.

Al analizar lo anterior se decidió utilizar motores de pasos, ya que estos cumplían mejor con las especificaciones de diseño del módulo. Entre ellas la de tener buena precisión en sus desplazamientos angulares y que dicho desplazamiento angular es siempre el mismo para cada conmutación en las señales de entrada. Sin embargo, presentan el inconveniente de tener que diseñar la etapa de control de posición y la etapa de potencia; lo cual tuvimos que hacer y se reportará en capítulos posteriores.

En el siguiente capítulo se presenta el análisis y caracterización del motor de pasos seleccionado para acoplarse a los elementos radiadores del módulo y realizar sus desplazamientos angulares.

También se muestran las pruebas realizadas con la tarjeta controladora, proporcionada por el fabricante de dicho motor, y con un circuito integrado comercial diseñado para el manejo de motores de pasos.

Capítulo 3

Caracterización del Motor Seleccionado

3.1 Introducción

Después de analizar las características de los tipos de minimotores presentadas en el capítulo anterior, se observó que los motores de pasos cumplían mejor con las especificaciones de diseño. Puesto que, su posicionamiento mecánico tiene un elevado grado de precisión y exactitud; su desplazamiento angular es siempre el mismo y está definido por el paso del motor, no por la frecuencia de las conmutaciones de la señal de entrada, y pueden girar una revolución completa si así se requiere. Además, se encontraron motores de pasos que cumplían con las dimensiones requeridas, lo cual pensamos sería muy difícil debido a la banda de frecuencias para la cual se diseñó el arreglo de fase. Para tener un buen funcionamiento en dicha banda de trabajo, los elementos reflectivos (anillos metálicos con cargas reactivas) tienen unas dimensiones muy pequeñas. El diámetro del diafragma es de apenas 9 mm, lo que hace que el motor a cuya flecha este acoplado, no supere esta dimensión, resultando en una superficie total para el módulo hexagonal de siete elementos de apenas 6.34 cm².

En este capítulo se mostrarán las características y los parámetros del minimotor de pasos seleccionado; así como el comportamiento de la respuesta obtenida al alimentar el motor con dos diferentes circuitos de control: la tarjeta controladora proporcionada por el fabricante y el L297, el cual es un circuito integrado comercial para controlar motores de pasos. Al observar esta respuesta se descubrió que el motor presenta oscilaciones en su posicionamiento, lo cual puede producir errores en el direccionamiento de la señal de microondas con que se alimenta al arreglo de fase. Por tal motivo, se trató de disminuir dicho comportamiento; presentándose a continuación nuestros esfuerzos por suprimirlo.

3.2 El motor seleccionado

El motor seleccionado para acoplar a su flecha los diafragmas previamente descritos, y así lograr el movimiento angular de los elementos reflectivos, es un minimotor de pasos fabricado por Arsape ® de la serie AM 0820 con 8 mm de diámetro. Tiene dos fases (A y B), trabaja con 20 pasos completos por revolución (40 en el modo medio paso), por lo que su ángulo de paso es de 18°. Es controlado por corriente, tiene 7.3 Ω de resistencia por fase y su corriente nominal es de 225 mA. En la Figura 3.1 se muestra la imagen del motor.



Figura 3.1: Minimotor seleccionado para este proyecto.

Dicho motor es bipolar, es decir, las corrientes de control circulan en ambos sentidos a través de sus fases. Para hacer que el motor gire correctamente hay que seguir la secuencia de control de la Figura 3.2.

La manera en que se interpreta la notación mostrada en dicha figura es la siguiente. Supongamos que el motor se encuentra en el paso 1, es decir, que las polaridades de las corrientes I_A e I_B que circulan por las fases A y B respectivamente, son las mostradas en el esquema. Esto es, la corriente I_A entra por la terminal 1 y sale por la terminal 2 de la fase A; mientras que la corriente I_B entra por la terminal 3 y sale por la terminal 4 de la fase B. Para que el motor se desplace al paso 2 es necesario que la polaridad en I_A se invierta (marcada en la tabla con un signo -), es decir, que entre por la terminal 2 y salga por la terminal 1 de la fase A. La polaridad de I_B no cambia.

Ahora, para que se desplace al paso 3, es I_A quien no cambia e I_B es quien se invierte. Para llegar al paso 4 I_A se invierte nuevamente e I_B se mantiene con la misma polaridad. Quedando I_A con la polaridad normal e I_B con la polaridad inversa a la mostrada en el esquema. Esto es la corriente I_A entra por la terminal 1 y sale por la terminal 2 de la fase A; mientras que la corriente I_B entra por la terminal 4 y sale por la terminal 3 de la fase B. Finalmente, para completar el giro, se regresa al paso 1 invirtiendo nuevamente I_B y manteniendo I_A sin cambio. Para que motor siga dando pasos es necesario que esta secuencia en las señales de entrada se mantenga de manera continua.

Al seguir la secuencia que se acaba de describir se consigue que la flecha del motor gire en sentido inverso al de las manecillas del reloj (CCW), observando el frente de dicho motor. Si seguimos la secuencia en sentido contrario se consigue que la flecha del motor gire en el sentido de las manecillas del reloj (CW), tal y como se muestra en la Figura 3.2.

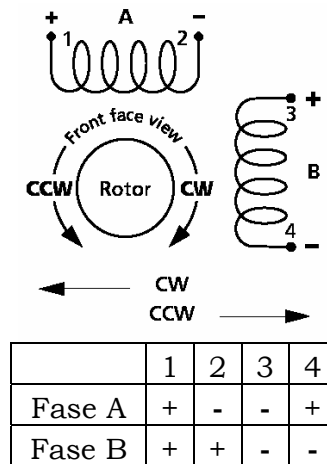


Figura 3.2: Fases del motor utilizado y secuencia de control.

En la Figura 3.3 se observa la secuencia descrita anteriormente pero como pulsos de voltaje en las terminales 1, 2, 3 y 4 del motor (fases). Si las conmutaciones en las señales de entrada no se realizan respetando la secuencia (ya sea en un sentido o en otro) el motor puede girar pero lo hará erráticamente. Dando menos pasos por revolución o quedándose estancado entre dos posiciones.

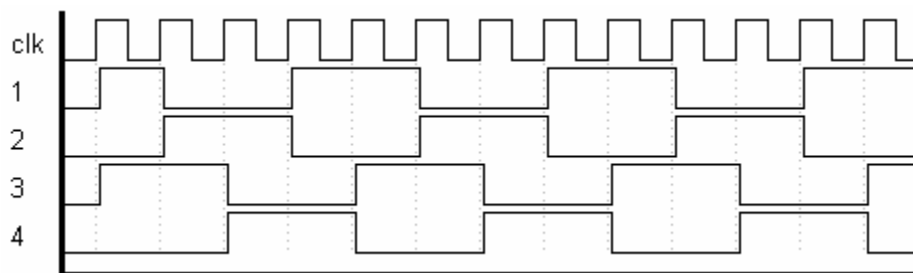


Figura 3.3: Secuencia de control en las fases del motor.

Otra característica de este motor es que cuenta en el frente con una cuerda de M5.5×0.5mm, es decir, el diámetro de la superficie con cuerda es de 5.5 mm y el paso de la cuerda es de 0.5 mm. La longitud de la superficie con cuerda es de 1.75 mm. Dicha cuerda es de gran utilidad ya que mediante ella se puede fijar el motor a una placa, quedando así los diafragmas en un mismo plano al

montarlos sobre las flechas de los motores. Esto es necesario para el buen funcionamiento del arreglo de fase.

Además, la flecha tiene extremos salientes por ambas caras del motor. Así que al extremo frontal acoplaremos los diafragmas de los elementos reflectivos, y el extremo posterior puede ser utilizado para el diseño de los sensores de posición. Cabe mencionar que el fabricante maneja también motores de pasos de 6 mm de diámetro controlados por voltaje y por corriente. Estas opciones fueron descartadas por que no contaban con una tarjeta electrónica de control para los motores y el rango de frecuencia de conmutación en la señal de entrada es menor para los controlados por voltaje que para los controlados por corriente. El motor elegido, al ser controlado por corriente, tiene una frecuencia máxima de 12000 pasos/s, por lo que su velocidad es de 36000 rpm, si consideramos el modo paso completo, es decir, 20 pasos por revolución.

3.3 El equipo utilizado para la caracterización

Para realizar las pruebas de caracterización del motor y observar el comportamiento de los elementos reflectivos se montaron dos motores sobre una placa cuadrangular de aluminio de 9.5 mm de espesor. Dicha placa tiene 41.4 mm de lado y cuenta con 6 perforaciones, una en cada uno de los extremos para soportar y fijar la placa y las dos restantes al centro para montar los motores. Las dimensiones de esta placa son las necesarias para acoplarla a la salida de una guía de onda rectangular la cual está conectada a la salida de una línea ranurada; tal como se muestra en la Figura 3.4.



Figura 3.4: Placa para pruebas montada a la salida de la línea ranurada.

La línea ranurada es un dispositivo que utilizamos como transductor. El voltaje que aparece en el detector de guía de onda de la línea ranurada depende de la diferencia de fase entre la onda incidente y la onda reflejada, así, este voltaje

depende de la posición angular del elemento reflectivo. Por lo que, el análisis de la señal de voltaje detectado permite la caracterización de la respuesta de los motores.

Para alimentar a la línea ranurada utilizamos un generador de microondas modelo SMR40, el cual tiene un rango de frecuencia de 10MHz a 40GHz, es fabricado por Rohde&Schwarz ®. Se muestra en la Figura 3.5.

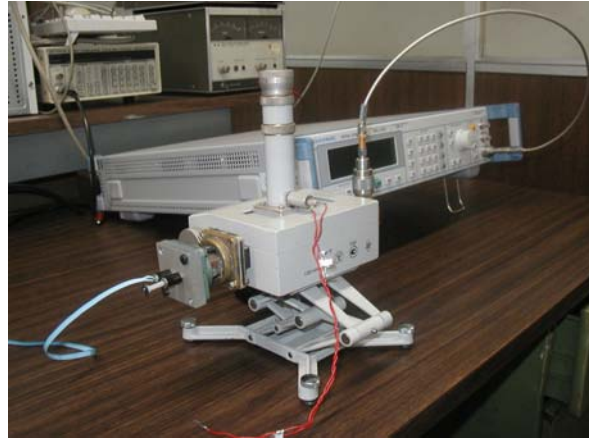


Figura 3.5: Generador de microondas alimentando a la línea ranurada.

La señal de voltaje fue observada en un osciloscopio digital modelo TDS520B fabricado por Tektronix ®, el cual tiene como frecuencia máxima de operación 500 MHz. Cuenta con una unidad de disco de 3.5", lo cual nos permitió extraer las gráficas de las respuestas que se muestran a lo largo de este trabajo. Dichas gráficas representan al voltaje contra tiempo, es decir, la magnitud del voltaje de la señal observada, en volts, en el eje y ; y el tiempo, en segundos, en el eje x . En ambos ejes se obtienen valores tanto positivos como negativos debido a la lógica con la que trabaja el osciloscopio, a manera de plano cartesiano. Al centro de las gráficas se presenta el valor del instante actual, es decir $t=0$. El osciloscopio se muestra en la Figura 3.6.



Figura 3.6: Osciloscopio utilizado.

Para el diseño de nuestra etapa de control contamos además con un generador de funciones modelo DS345 a 30MHz fabricado por *Stanford Research Systems*®. Finalmente, utilizamos una PC para generar diversos tipos de señales de control, las cuales introducimos tanto a la tarjeta controladora del fabricante como a nuestros circuitos de control. El equipo utilizado se muestra en la Figura 3.7.



Figura 3.7: El equipo utilizado.

3.4 Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora del fabricante



Figura 3.8: La tarjeta controladora del fabricante.

Como primer paso de nuestro trabajo dentro del proyecto, aprendimos a mover el motor utilizando la tarjeta controladora del fabricante, observamos las

características de la respuesta a este modo de control y analizamos las señales que la tarjeta genera para controlar al motor, con el propósito de diseñar por nuestra cuenta un circuito de control que nos permita el manejo de los siete motores del módulo de manera simultánea utilizando la menor área posible. A continuación se presenta la descripción de la tarjeta controladora y el trabajo realizado con ella. En la Figura 3.8 se muestra dicha tarjeta.

3.4.1 La tarjeta controladora del fabricante

El dispositivo de control proporcionado por el fabricante es uno de los modelos de la Serie AD CM M, la cual es una familia de controladores especialmente diseñados por Arsape ® para el manejo de sus pequeños motores de pasos. Ofrecen las siguientes opciones de control:

- Manejan los modos de operación de Paso completo y Medio paso.
- Pueden generar diferentes niveles para la corriente de control.
- Pueden trabajar en el modo de bajo consumo (*Standby*).
- Manejan los modos de operación *One-phase ON* y *Two-phase ON*.
- Pueden deshabilitar la corriente de fase si así se requiere.

La principal característica de los controladores de esta familia es el hecho de poder manejar altos niveles de voltaje de suministro (10-28 V), en comparación con los controladores existentes en el mercado. Esto trae como consecuencia un aumento en el par de salida del motor, con lo que se alcanzan mayores velocidades de giro, y la posibilidad de elevar las corrientes del motor si esto fuera necesario.

El modelo seleccionado dentro de esta familia fue el M1, el cual es el controlador básico. Está compuesto por un decodificador (Paso completo-Medio paso) y una etapa de potencia. Requiere únicamente de señales de reloj y de dirección para comenzar a funcionar. Sin embargo, cuenta con otras 7 señales de entrada, las cuales controlan sus diferentes modos de funcionamiento. Comúnmente está controlado a su vez por una PC u otro procesador.

En la Figura 3.9 se muestra el diagrama a bloques de la tarjeta controladora utilizada. Puede observarse cómo el decodificador recibe la señal de dirección y por cada pulso de reloj verifica los valores de sus entradas de control y manda la información necesaria para que el motor de un paso (depende del modo de funcionamiento si es completo o medio paso).

La salida del decodificador está acoplada a una etapa de potencia basada en un circuito puente H, la cual es la que suministra a las fases la corriente necesaria para mover el motor.

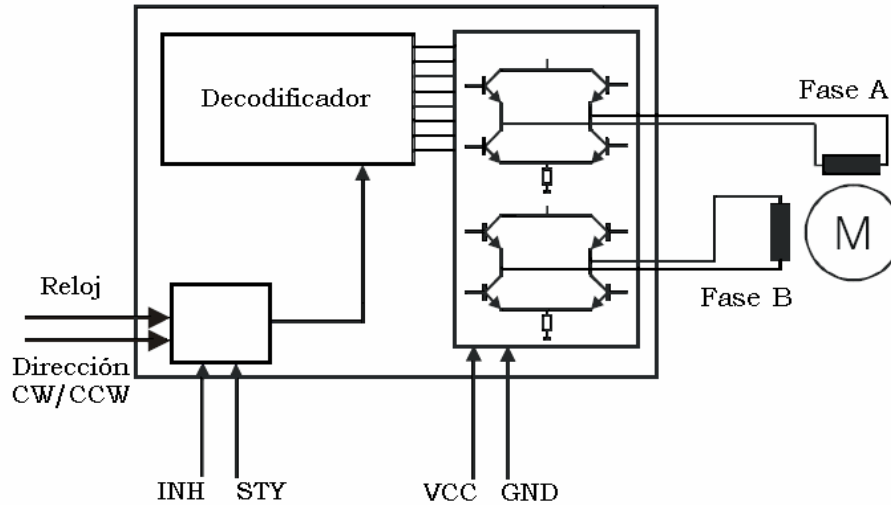


Figura 3.9: Diagrama a bloques de la tarjeta controladora utilizada.

En la Figura 3.10 se observa la distribución de los conectores e interruptores de control dentro de la tarjeta. Cuenta con dos terminales para la alimentación (Vcc-Gnd) con un rango de 10 a 28 V. Tiene tres interruptores que controlan la magnitud de corriente salida, la cual puede ser de 100, 250 y 500 mA.

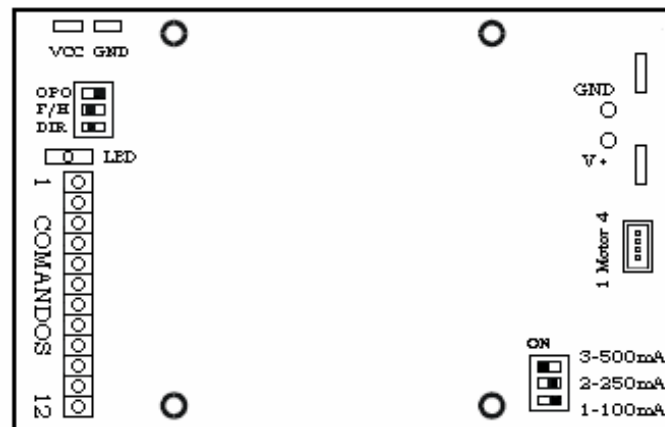


Figura 3.10: Distribución en la tarjeta controladora utilizada.

La tarjeta cuenta con otros tres interruptores que controlan el modo de funcionamiento tal y como se muestra en la Tabla 3.1. El interruptor OPO activa el modo *One-Phase ON*, el F/H selecciona el tipo de paso, ya sea completo o medio paso, y el interruptor DIR controla el sentido de rotación. Estos interruptores controlan el funcionamiento mientras los pines del conector de comandos estén sin señal, cuando les llega señal tienen prioridad sobre los interruptores.

OPO	F/H	Modo de Funcionamiento
OFF	OFF	Paso Completo, <i>Two-Phase ON</i>
ON	OFF/ON	Paso Completo, <i>One-Phase ON</i>
OFF/ON	ON	Medio Paso, <i>Two-Phase ON</i>

Tabla 3.1: Control de los interruptores.

El conector de comandos tiene 12 pines de entrada con los cuales puede controlar los diferentes modos de funcionamiento. El voltaje para todas las entradas puede estar entre 5-24 V. Se encuentran numerados para facilitar su ubicación. A continuación se explica cada uno de ellos:

PIN 1: Activa el modo *One-Phase ON* de conmutación del motor, no se activa si no está conectado. Para este control proporciona un par equivalente al modo *Two-Phase ON*, esto lo logra incrementando la corriente de alimentación del motor en un factor de 1.42. La posición alcanzada por motor es estable, no se moverá si la corriente de conmutación está apagada.

PIN 2: Activa la operación de paso completo o medio paso. Si el PIN 1 es activado únicamente es posible la operación de paso completo.

PIN 3: Proporciona el sentido de giro del motor (CW/CCW). Esta señal puede cambiar en algún momento, sin embargo el efecto se activara hasta la siguiente señal de reloj. Incluso si el disparo de reloj y el cambio de dirección ocurren al mismo tiempo, la ejecución del paso está ya en la dirección opuesta.

PIN 4: Señal de reloj externa. El control responde al flanco de subida. El motor ejecuta el movimiento de un paso por cada ciclo de esta señal.

PIN 5 y PIN 6: No están disponibles para el modelo M1 utilizado. Controlan el generador de reloj interno para los demás modelos.

PIN 7: Señal de inhabilitación. La corriente de salida al motor es cero mientras esta entrada está encendida.

PIN 8: No está disponible para el modelo M1 utilizado. Señal de salida que solo se activa cuando el reloj interno está en operación.

PIN 9: Activa la operación en modo de bajo consumo (*Standby*).

PIN 10 y PIN 11: Señales de salida. VCC (+5V) y GND, respectivamente.

PIN 12: No está disponible para el modelo M1 utilizado. Entrada para un oscilador controlado por voltaje externo.

Las fases del motor se conectan a la tarjeta mediante los pines (1-4) dispuestos para ello, siguiendo la configuración mostrada en la Tabla 3.2.

Pin #	Fase
1	Fase A+
2	Fase A-
3	Fase B+
4	Fase B-

Tabla 3.2: Configuración de los pines de salida.

Las señales de salida están reguladas a 5 V de CD. La máxima corriente de carga es de 500 mA.

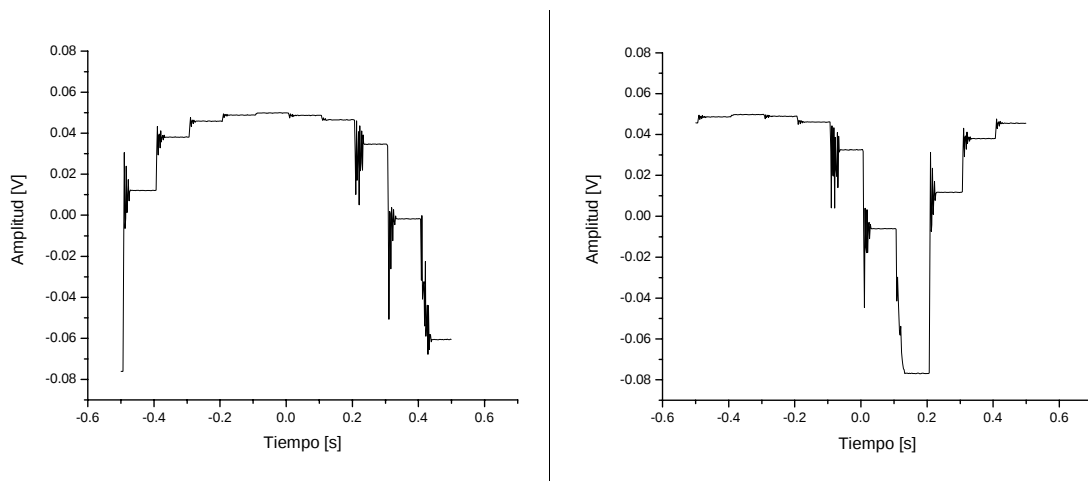
3.4.2 Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora con pulsos de reloj

Después de aprender a utilizar la tarjeta controladora, observamos el funcionamiento del motor para señales de reloj a diferentes frecuencias, esto con el fin de caracterizar su respuesta. Comenzamos por señales de baja frecuencia, para después incrementarla hasta donde la respuesta deja de ser satisfactoria. El modo de funcionamiento que ocupamos fue el de *Two-Phase ON* con paso completo, ya que nuestro motor es bipolar de dos fases, y con los 20 pasos por revolución se tiene un ángulo de paso de 18° , el cual satisface los requerimientos del elemento reflectivo. La corriente suministrada fue de 100mA con el propósito de no saturar al motor, ya que el siguiente nivel de corriente que proporciona el fabricante es de 250mA, el cual está por arriba de los 225mA que nominalmente debe recibir.

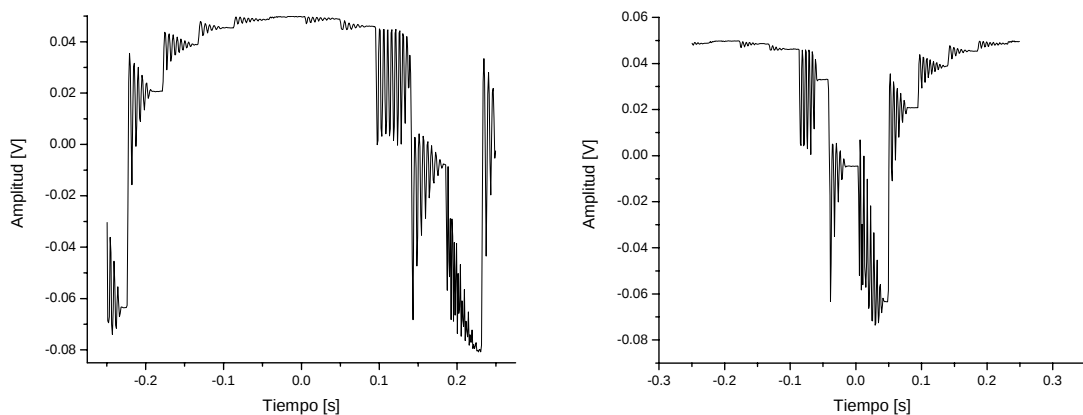
La respuesta del motor se observa a través de la señal de voltaje generada por la línea ranurada. Cuando movemos el motor un paso cambiamos la posición angular del elemento reflectivo, cambiando también este voltaje, el cual se mantiene constante hasta el siguiente paso. Al llevar esta señal de voltaje a un osciloscopio se observa como una señal escalonada. La respuesta presenta un comportamiento subamortiguado caracterizado con cierto sobrepaso. Dicha señal presenta un voltaje máximo o mínimo cada 5 pasos. Esto lo relacionamos con la posición angular de las cargas reactivas en los anillos de la siguiente manera: tomando como referencia la vista frontal del motor, cuando las cargas están colocadas en 0° , 90° , 180° y 270° respectivamente, se presenta un

máximo o mínimo de voltaje pues la onda reflejada se encuentra en fase con la onda incidente ó desfasada 180° , dependiendo del orden de las cargas, pero respetando dichas posiciones. Cuando el motor se desplaza de una de estas posiciones hasta la siguiente (que se encuentra a 5 pasos), se presenta un aumento o disminución de voltaje (dependiendo si era máximo o mínimo) por cada paso. Esto se observa como una serie de escalones ascendentes o descendentes hasta alcanzar un máximo o mínimo, respectivamente. Cuando nos referimos a los pasos intermedios hablamos de los pasos que están entre dos de estas posiciones.

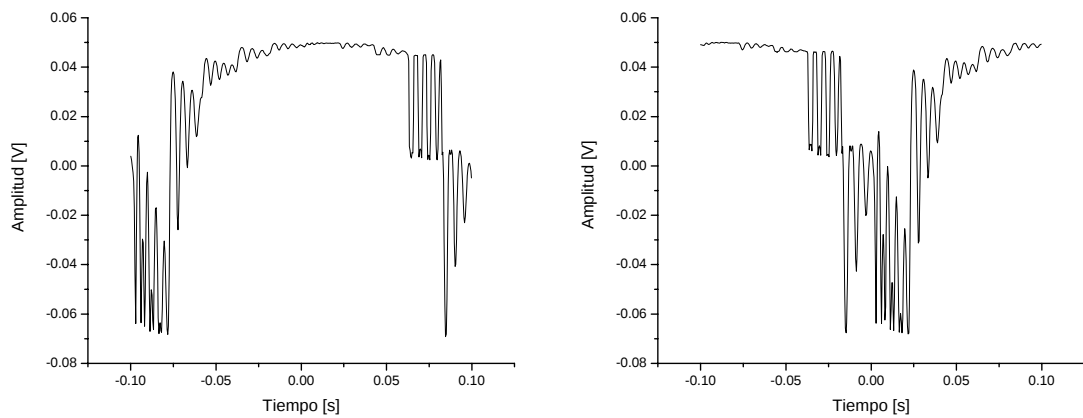
En la Figura 3.11 presentamos la respuesta obtenida al variar la frecuencia de paso del motor desde 10 hasta 100 Hz. La razón de tan bajas frecuencias de trabajo, puesto que el motor soporta hasta 12 KHz en la señal de reloj, es que para alcanzar altas frecuencias es necesario de rampas de aceleración, las cuales son inoperantes para el propósito de la antena. Ya que, es necesario que el motor parta de su estado en reposo al estado de movimiento lo más rápido posible, para posicionarse y esperar la orden de desplazarse nuevamente.



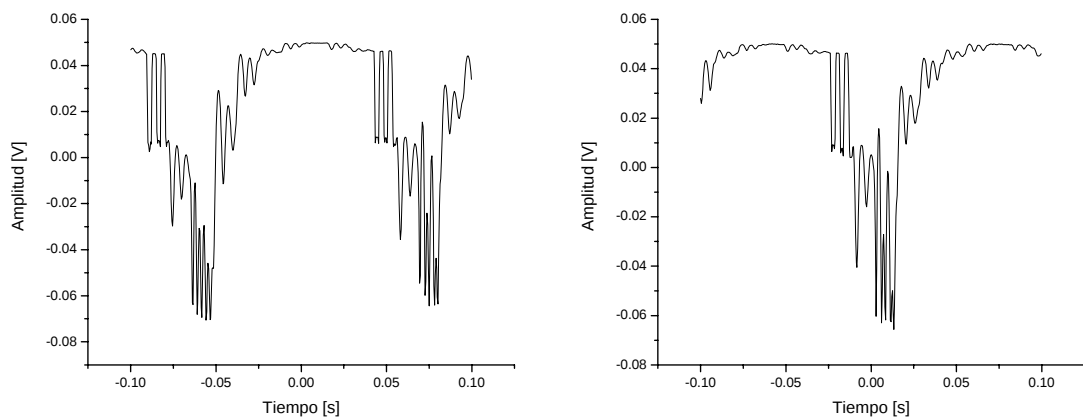
a) Respuesta para 10 Hz



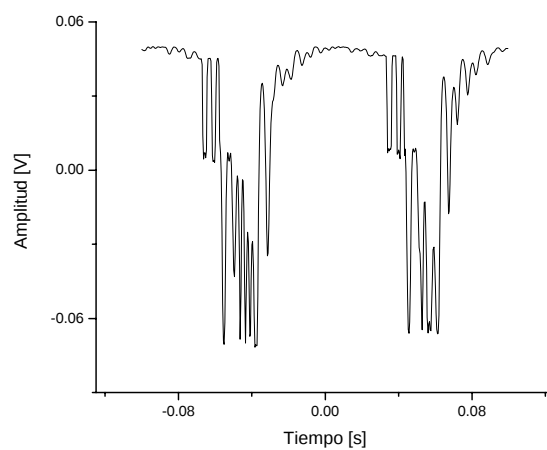
b) Respuesta para 22 Hz



c) Respuesta para 50 Hz



d) Respuesta para 75 Hz



e) Respuesta para 100 Hz

Figura 3.11: Respuesta del motor para diferentes frecuencias de paso utilizando la tarjeta controladora.

La primera frecuencia de reloj que observamos fue de 10 Hz, para la cual se presentan las gráficas en (a). Como el tiempo entre pulsos es largo (100 ms) parece que la respuesta es buena, pues la señal siempre se estabiliza antes que llegue el siguiente pulso y se observan claramente los escalones. Se pueden distinguir los 10 pasos que da el motor para regresar a un mismo valor de voltaje. Sin embargo, el sobrepaso es grande, tanto en amplitud como en duración, sobre todo para los pasos intermedios. Después obtuvimos la respuesta para 22 Hz, escogimos este valor ya que al observar en la respuesta anterior que el sobrepaso dura alrededor de 40 ms pensamos en mandar el siguiente paso 5 ms después, es decir, cada 45 ms, resultando en una frecuencia de paso del valor antes mencionado. La respuesta para esta frecuencia se muestra en (b). Se puede observar que esta respuesta oscila más que la anterior, sin embargo, se sigue distinguiendo los escalones y los 10 pasos entre posiciones iguales. Para la mayoría de los pasos la señal se estabiliza poco antes que llegue el siguiente paso, sin embargo para algunos pasos la señal no termina de estabilizarse cuando ya se desplaza a una nueva posición. La señal de voltaje es más sensible a los primeros pasos antes y después de un mínimo pues dichos pasos tienen una mayor amplitud que los restantes, esto hace parecer que su respuesta tiene mayor sobrepaso.

Posteriormente observamos la respuesta para 50 Hz, la cual se presenta en (c). Aquí la señal nunca se estabiliza, siempre llega el siguiente pulso antes de fijar la posición del anterior. Sin embargo, se sigue presentando el mismo comportamiento solo que con más oscilaciones. No es posible distinguir los pasos con exactitud pero si se pueden bosquejar. En (d) y (e) se presentan las respuestas para 75 y 100 Hz, respectivamente. Para la primera se observa que aumentan las oscilaciones y no se distinguen los escalones, aunque mantiene básicamente la forma de las respuestas anteriores. Para la segunda, la forma cambia y no se distinguen en ningún momento los escalones, por lo que no sabemos si da los 10 pasos por periodo de la señal. Por esto detuvimos la prueba en esta frecuencia y analizamos el por qué de estos resultados. Observamos que al aumentar la frecuencia de paso también se aumenta el sobrepaso. Por lo que decidimos ya no mostrar la respuesta en el osciloscopio, pero sí seguir aumentando la frecuencia de reloj para saber hasta qué valor podemos trabajar, ya que esto es importante para el buen desempeño de la antena.

Seguimos aumentando la frecuencia como se venía haciendo, es decir, el motor parte del estado en reposo y se mueve a la frecuencia de paso que se le introduce. Cuando queremos cambiar la frecuencia primero detenemos el motor y después realizamos el cambio. Al alimentar con más de 500 Hz en la señal de reloj, el motor comienza a trabajar erróneamente o se detiene y empieza a vibrar. Así que pensamos en alimentar de diferente manera y generar una rampa de aceleración, para lograrlo fuimos aumentando la frecuencia en intervalos de 100 Hz desde el reposo hasta que el motor dejara de funcionar correctamente, lo

cual sucedió a los 4.2 KHz. Con esto comprobamos que el motor puede trabajar a altas frecuencias, sin embargo necesita de rampas de aceleración para lograrlo. Si la pendiente de la rampa es menor se alcanzan mayores frecuencias de trabajo. Debido a la necesidad de rampas de aceleración, decidimos seguir trabajando en la caracterización para bajas frecuencias. Pensamos en generar trenes de pulsos a frecuencias cercanas a los 500 Hz pero con frecuencias de trenes bajas, cercanas a los 22 Hz, que fue hasta donde se observó una buena respuesta. Esto con el fin de observar si logramos mover correctamente el motor a estas frecuencias de pulso y si los efectos de sobrepaso se siguen presentando con los pulsos a mayor frecuencia o si se compensan sus efectos y disminuye el sobrepaso.

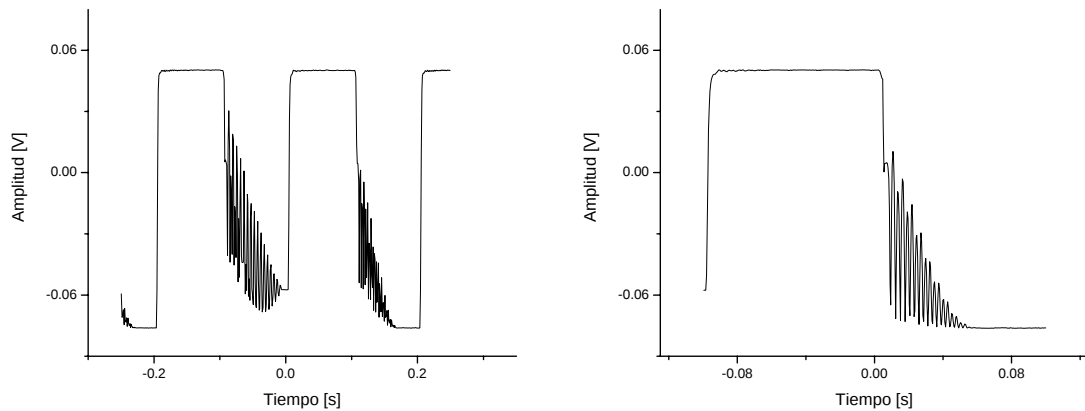
3.4.3 Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora con trenes de pulsos de reloj

Al realizar el trabajo descrito en el punto anterior, nos dimos cuenta que al ser simétrico el elemento reflectivo y poder controlársele el sentido de giro, el máximo desplazamiento que tendría que realizar el motor sería de tan solo 5 pasos, ya que con ± 5 pasos se cubren los 180° de control necesarios. Por lo que decidimos que los trenes tuvieran 5 pulsos y generarlos a diferentes frecuencias, tanto para los pulsos como para los trenes. Con esto podríamos presentar en la respuesta el desplazamiento de voltaje desde un máximo a un mínimo y viceversa.

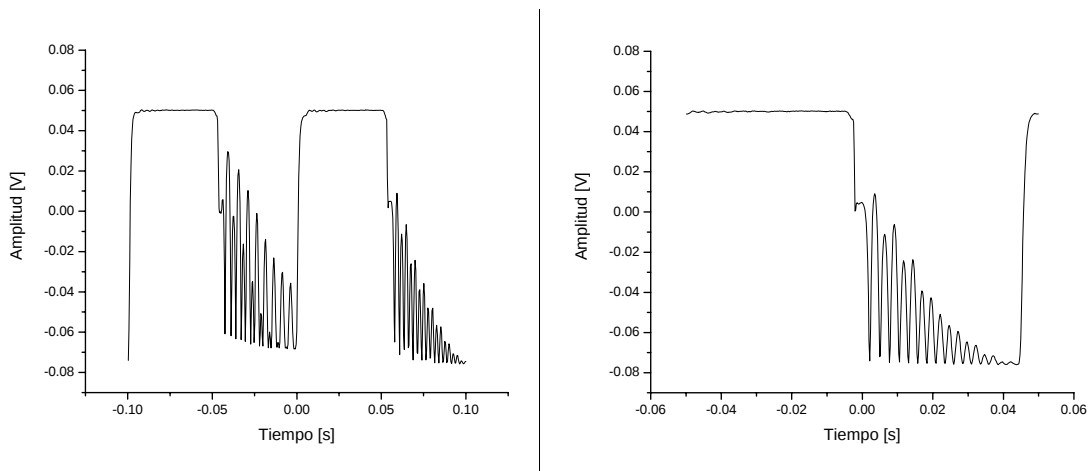
En la Figura 3.12 se muestra la respuesta obtenida con dichos pulsos para algunas de las frecuencias observadas. Manipulamos la señal de entrada hasta observar cuando el salto es de máximo a mínimo. En todos los mínimos la respuesta no es satisfactoria, tiene mucho sobrepaso, sin embargo, la magnitud de dicho sobrepaso difiere para cada tipo de tren. En los máximos la respuesta es mucho mejor, esto se debe a la diferencia de amplitudes de voltaje para los diferentes pasos, mencionada anteriormente, siendo mayores para los pasos cercanos a los mínimos, lo cual hace a nuestro módulo experimental más sensible a los cambios en los mínimos. Se observa que las oscilaciones son despreciables para la mayoría de los máximos. La primera respuesta fue para una frecuencia de 10 Hz entre trenes, mandando 5 pulsos a 600 Hz y es mostrada en (a). En el mínimo se presentan muchas oscilaciones de gran amplitud, pero como el tiempo entre tren y tren es siempre mayor que la duración del sobrepaso, se alcanzan a estabilizar. La segunda respuesta fue para una frecuencia de 20 Hz entre trenes, mandando 5 pulsos a 600 Hz, la cual es mostrada en (b). Se observa en la primera imagen que en el primer salto se presentan muchas oscilaciones de gran amplitud que nunca se estabilizan mientras que en el segundo salto la respuesta tiende a estabilizarse. En la otra imagen se observa que casi alcanza a estabilizarse antes del siguiente pulso. La

siguiente respuesta, mostrada en (c), fue para una frecuencia de 20 Hz entre trenes, mandando 5 pulsos a 720 Hz. Se observa en la primera imagen una disminución en la amplitud del sobrepaso, la cual se confirma en la segunda imagen y se observa además que la señal se alcanza a estabilizar completamente antes del siguiente pulso. La última respuesta fue para 40 Hz entre trenes, mandando 5 pulsos a 500 Hz y es mostrada en (d). Se observa en la primera imagen cómo el sobrepaso es mucho mayor en amplitud y que la señal no tiende a estabilizarse en lo absoluto para los mínimos, puesto que el siguiente pulso llega antes que se estabilice el actual. En la otra imagen se observa que se presentan menos oscilaciones, pero de mayor amplitud y menor frecuencia, las cuales nunca se estabilizan.

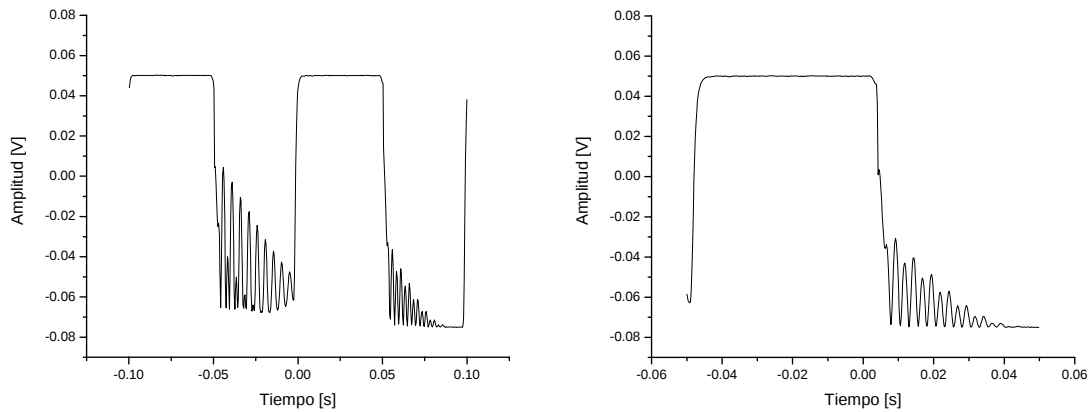
Al observar estas respuestas nos dimos cuenta que el sobrepaso era demasiado grande tanto en amplitud como en periodo, por lo que se decidió observar la señal en las bobinas para buscar el por qué del sobrepaso.



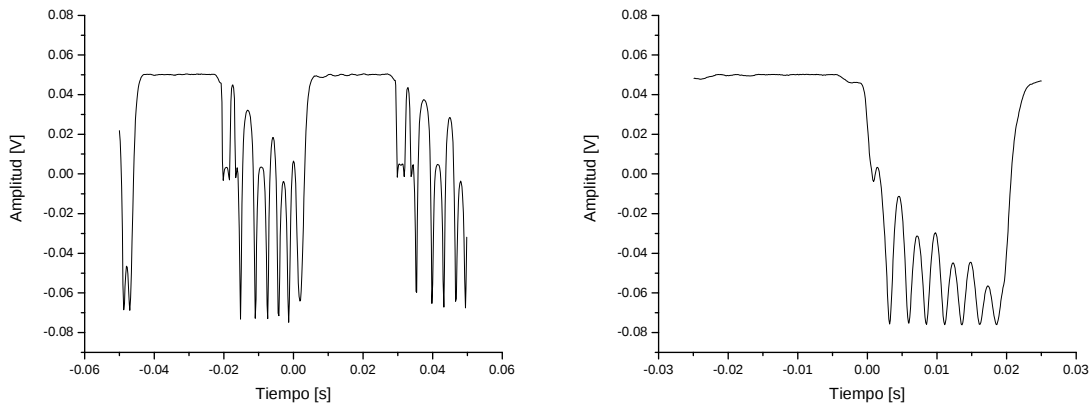
a) Respuesta para 5 pulsos a 600 Hz con frecuencia de los trenes de 10 Hz



b) Respuesta para 5 pulsos a 600 Hz con frecuencia de los trenes de 20 Hz



c) Respuesta para 5 pulsos a 720 Hz con frecuencia de los trenes de 20 Hz



d) Respuesta para 5 pulsos a 500 Hz con frecuencia de los trenes de 40 Hz

Figura 3.12: Respuesta del motor para trenes de pulsos utilizando la tarjeta controladora.

Al observar la señal en las fases del motor utilizando la tarjeta controladora; nos dimos cuenta que dicha tarjeta no genera la señal de corriente de manera continua, sino que genera pulsos de corriente. El valor eficaz de la corriente está dado por la integración de dichos pulsos. Para cambiar la magnitud solo se cambia el ciclo de trabajo de los pulsos. Suponemos que este comportamiento de la controladora afecta el desempeño del motor. Por lo que decidimos buscar un circuito de control comercial para motores de pasos y observar el comportamiento de nuestro motor.

3.5 Respuesta del motor utilizando el circuito de control L297

Como la tarjeta controladora del fabricante no satisface nuestras expectativas, decidimos probar con un circuito controlador de motores de pasos comercial. El circuito que encontramos fue el L297, el cual genera la secuencia de control y se utiliza acoplado al circuito L293 quien entrega la corriente necesaria para mover al motor. El circuito L293 se explicará a detalle en un capítulo posterior de este trabajo cuando se hable de la etapa de potencia. De igual forma que con la controladora, aprendimos a mover el motor utilizando el circuito L297, observamos las características de la respuesta a este modo de control y verificamos que las señales que se generan para controlar al motor, sean las mismas que con la controladora, con el propósito de diseñar por nuestra cuenta el circuito de control para los siete motores del módulo. A continuación se presenta la descripción del circuito L297 y el trabajo realizado con él. En la Figura 3.13 se muestra el arreglo L297-L293.

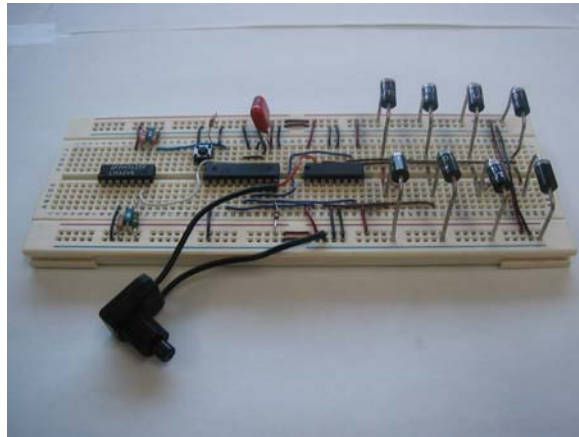


Figura 3.13: El circuito L297 acoplado con el circuito L293.

3.5.1 El circuito de control L297

El L297 es un circuito integrado que se utiliza para el control de motores de pasos, genera y maneja la secuencia de cuatro señales de control ya sea para motores bipolares de dos fases o motores unipolares de cuatro fases. Se presenta en encapsulados DIP20 y SO20 (montaje superficial).

El circuito permite el manejo de motores en modo normal de paso completo (*Two-Phase ON*), en modo de control de onda (*One-Phase ON*) o en modo medio paso (alternando los dos modos anteriores); dichas secuencias son seleccionadas por la entrada HALF/FULL. Cuenta con un circuito tipo chopper

que permite el control y limita la corriente proporcionada a los devanados del motor. Una característica de este dispositivo es que solo requiere del sistema controlador (usualmente un microcontrolador) señales de reloj, dirección y modo de funcionamiento para generar las señales de control de la etapa de potencia.

El L297 por sí solo no puede alimentar al motor, está diseñado para usarse acoplado a una etapa de potencia como podría ser un puente H (tal como lo utilizamos), un arreglo tipo darlington o transistores discretos de potencia. Dicho puente puede estar dentro de un circuito integrado como el L293 o el L298. Cuando se ocupa el L297 acoplado al L293 siguiendo la configuración mostrada en la Figura 3.14, se reduce la disipación producida por la corriente de carga en R_{S1} y R_{S2} .

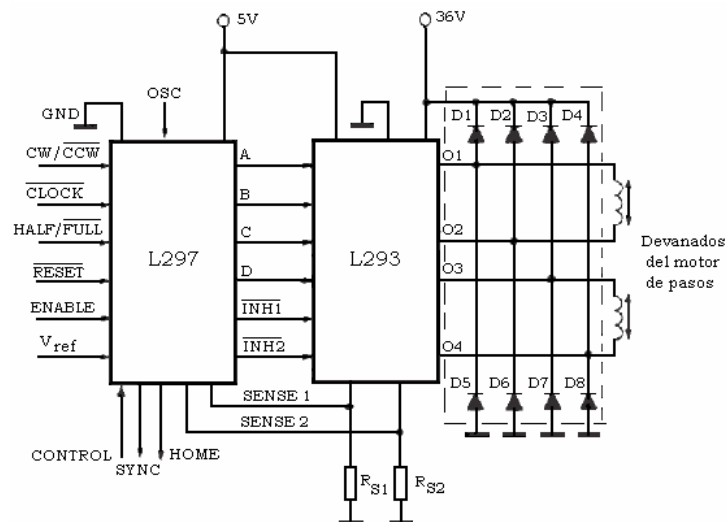


Figura 3.14: El circuito L297 acoplado con el circuito L293.

Para los modos de medio paso y control de onda el circuito genera dos señales (INH1-INH2), las cuales son conectadas directamente a las entradas de habilitación del L293. Esto con el fin de disminuir rápidamente la corriente cuando un devanado de la bobina es desenergizado. Cuando el circuito es utilizado para el control de un motor unipolar (*One-Phase ON*) el chopper actúa a través de estas líneas.

La entrada CONTROL determina si la acción del chopper se realiza a través de las salidas a las fases (A,B,C y D) o por las líneas de inhabilitación (INH1-INH2). El circuito cuenta con un oscilador interno para controlar al chopper, el cual proporciona pulsos dentro de su rango que controlan los flip-flops internos. Cuando la corriente en el devanado alcanza el valor de pico programado, los voltajes a través de R_{S1} y R_{S2} alcanzan el voltaje de referencia (V_{ref}) y se reinician los flip-flops, interrumpiendo la corriente hasta el siguiente pulso del oscilador.

El pico de corriente es programado, para ambos devanados, por un divisor de voltaje conectado a la entrada V_{ref} . Puede conectarse un arreglo RC como oscilador externo en la entrada OSC. Si se quisieran interconectar varios circuitos L297 y mantener la sincronía se utiliza la salida SYNC para ello.

El voltaje de suministro (V_s) va de 4.75 a 7 V. Para todas las entradas el nivel bajo debe ser menor a 0.6 V y el alto puede estar entre 2 V y V_s , sin embargo el valor nominal es de 5 V.

El circuito L297 tiene la distribución mostrada en la Figura 3.15, cuenta con 20 pines, con los cuales puede controlar los diferentes modos de funcionamiento. Se encuentran numerados para facilitar su ubicación. A continuación se explica cada uno de ellos:

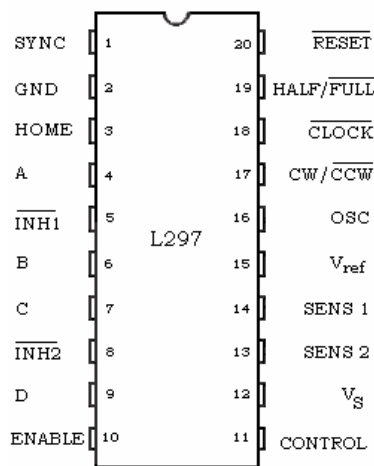


Figura 3.15: La distribución de entradas y salidas en el circuito L297.

PIN 1: (SYNC) Salida del oscilador interno del circuito de chopper. Se utiliza para sincronizar varios circuitos L297 al interconectarse estas terminales.

PIN 2: (GND) Conexión de tierra.

PIN 3: (HOME) Salida del tipo colector abierto, la cual nos indica cuando el circuito L297 se encuentra en el estado inicial (ABCD=0101).

PIN 4: (A) Señal de control de la terminal A de la fase 1 del motor. Se conecta a la entrada análoga de la etapa de potencia.

PIN 5: (INH1) Señal de inhabilitación de la fase 1. Se activa en nivel bajo. Se utiliza para asegurar la rápida disminución de la corriente de carga cuando un devanado es desenergizado. También es usada por el chopper para regular la corriente de carga si la entrada CONTROL se encuentra en nivel bajo.

PIN 6: (B) Señal de control de la terminal B de la fase 1 del motor. Se conecta a la entrada análoga de la etapa de potencia.

PIN 7: (C) Señal de control de la terminal C de la fase 2 del motor. Se conecta a la entrada análoga de la etapa de potencia.

PIN 8: (INH2) Señal de inhabilitación de la fase 2. Tiene las mismas funciones y características que la salida INH1, solo que para la otra fase.

PIN 9: (D) Señal de control de la terminal D de la fase 2 del motor. Se conecta a la entrada análoga de la etapa de potencia.

PIN 10: (ENABLE) Entrada de habilitación del circuito. Cuando está en un nivel bajo se encuentra inactiva y las salidas A, B, C, D, INH1 y INH2 están en nivel bajo.

PIN 11: (CONTROL) Entrada de control que define la acción del *chopper*. Cuando está en nivel bajo, la acción del *chopper* se realiza a través de las señales de inhabilitación (INH1-INH2), cuando está en nivel alto se realiza a través de las salidas a las fases (A,B,C y D) del circuito.

PIN 12: (V_s) Entrada de alimentación.

PIN 13: (SENS₂) Entrada para sensar el voltaje en R_{S2} debido a la corriente de carga en la etapa de potencia para la fase 2.

PIN 14: (SENS₁) Entrada para sensar el voltaje en R_{S1} debido a la corriente de carga en la etapa de potencia para la fase 1.

PIN 15: (V_{ref}) Entrada para introducir un voltaje de referencia para el circuito de chopper. Determina el pico de corriente de carga.

PIN 16: (OSC) Entrada en la cual se conecta un arreglo RC (R a V_{cc} y C a tierra) como oscilador externo, el cual determina la acción del chopper.

PIN 17: (CW/CCW) Entrada para elegir el sentido de giro. Si se encuentra en nivel alto, el giro será en el sentido de las manecillas de reloj, si se encuentra en nivel bajo será en sentido inverso. Sin embargo, la dirección física de la rotación del motor dependerá de la conexión de los devanados. Debido a la sincronización interna puede cambiar en cualquier instante.

PIN 18: (CLOCK) Entrada de reloj. Cuando un pulso llega a esta terminal el motor avanza un paso. Se activa en nivel bajo. El paso ocurre en el flanco de subida de esta señal.

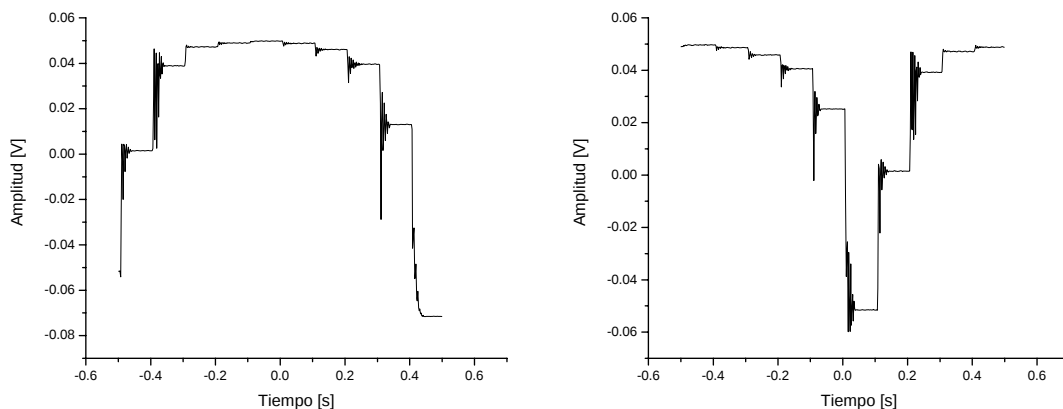
PIN 19: (HALF/FULL) Entrada para seleccionar el tipo de paso deseado. Cuando se encuentra en nivel alto se selecciona la operación de medio paso. Si esta en nivel bajo se selecciona la operación de paso completo. Si al seleccionar el paso completo la secuencia se encontraba en un estado impar, el modo de trabajo será *Two-Phase ON*; si por el contrario se encontraba en un estado par el modo de operación será *One-Phase ON*.

PIN 20: (RESET) Entrada que se activa en nivel bajo. Restablece el codificador a la posición de estado inicial (ABCD=0101).

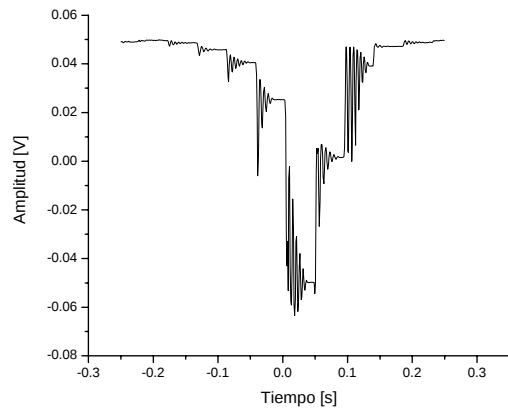
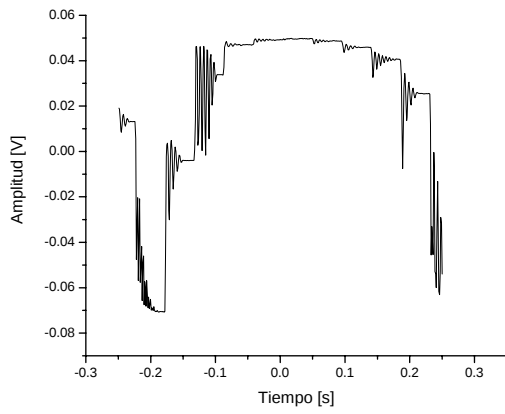
3.5.2 Respuesta del motor utilizando el circuito L297 con pulsos de reloj

Del mismo modo que con la controladora, observamos la respuesta del motor para este tipo de control a diferentes frecuencias de paso con el propósito de caracterizarlo. Se utilizó el modo normal de funcionamiento (*Two-Phase ON*) de paso completo por las razones mencionadas anteriormente. A diferencia del dispositivo de control anterior, el circuito L297 requiere de una etapa de potencia que suministra la corriente necesaria al motor, la cual se explicará a detalle posteriormente. La respuesta del motor fue observada utilizando la línea ranurada de la misma forma descrita anteriormente.

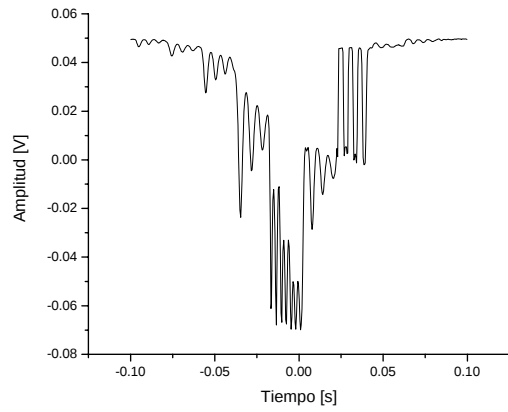
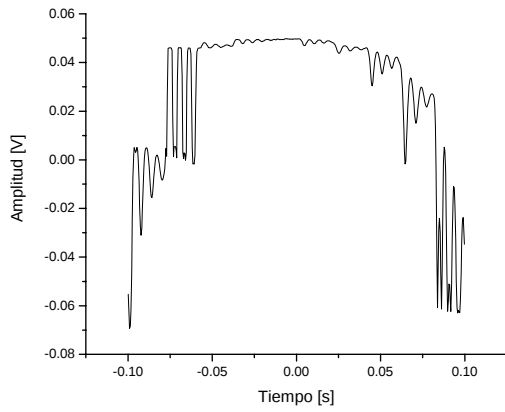
En la Figura 3.16 se presenta la respuesta obtenida al variar la frecuencia de paso del motor desde 10 hasta 100 Hz utilizando el circuito L297.



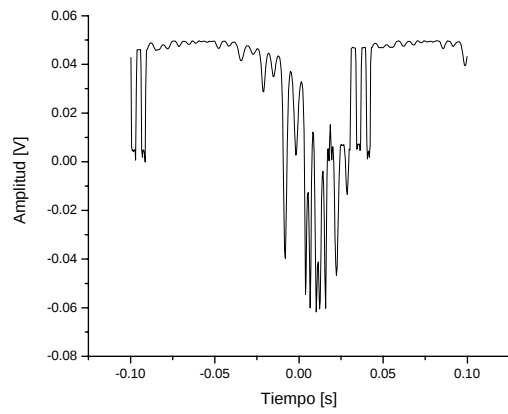
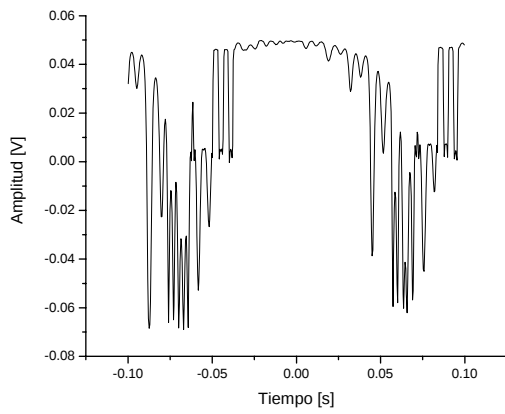
a) Respuesta para 10 Hz



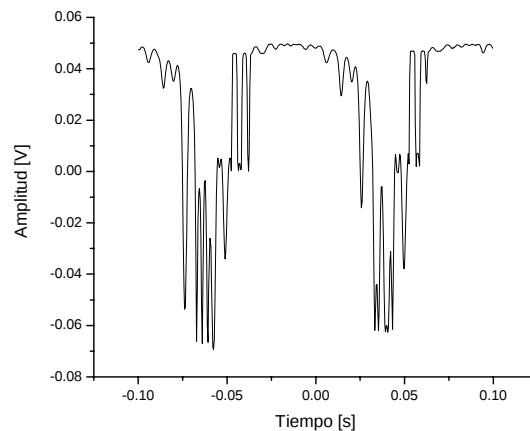
b) Respuesta para 22 Hz



c) Respuesta para 50 Hz



d) Respuesta para 75 Hz



e) Respuesta para 100 Hz

Figura 3.16: Respuesta del motor para diferentes frecuencias de paso utilizando el circuito L297.

Para esta prueba se utilizaron las mismas frecuencias que con la tarjeta controladora con el fin de comparar ambas respuestas, es decir, comparar las Figuras 3.11 y 3.16. La respuesta al utilizar el circuito L297 es muy parecida a la de la controladora. Se siguen presentando gran número de oscilaciones y no se observa una disminución importante en el sobrepaso. Sin embargo, sí hay una disminución de la amplitud y el número de dichas oscilaciones, aunque tarden el mismo tiempo en estabilizarse. Para continuar con la comparación decidimos observar la respuesta para trenes de pulsos como lo hicimos con la controladora.

3.5.3 Respuesta del motor utilizando el circuito L297 con trenes de pulsos de reloj

Para tener una mejor idea del comportamiento al utilizar trenes de pulsos en la señal de reloj, decidimos observar la respuesta para diferentes frecuencias entre trenes, partiendo desde una frecuencia muy baja y aumentándola hasta que la respuesta dejara de ser satisfactoria. De la misma forma que con la tarjeta controladora. Al tiempo que tarda la señal desde que alcanza el nivel mínimo de voltaje hasta que ya no se observan oscilaciones considerables le llamamos tiempo de estabilización.

Comenzamos la prueba en 1 Hz y observamos que se las oscilaciones eran de amplitud regular y que el tiempo de estabilización era de 35 a 40 ms. Después fuimos aumentando la frecuencia entre trenes con intervalos de 1 Hz y observamos que la respuesta no presentaba cambios significativos hasta 5 Hz.

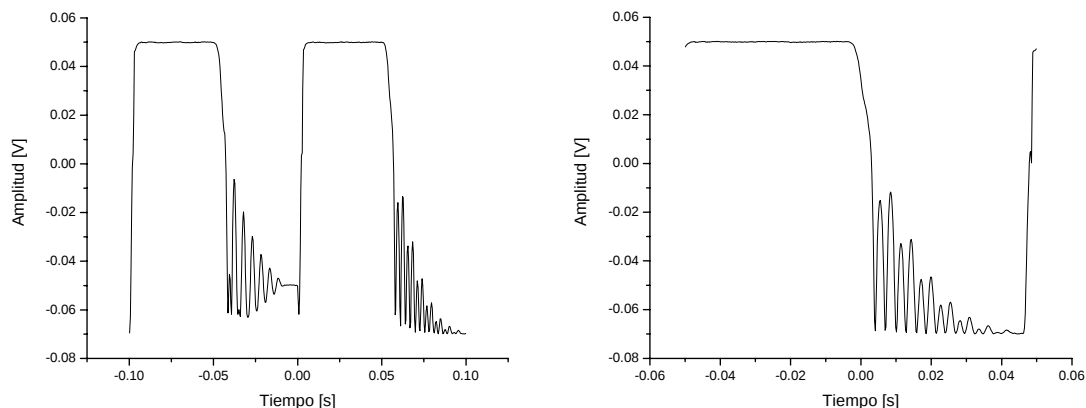
Desde 5 hasta 10 Hz aumentan las oscilaciones de la señal y tarda entre 40 y 45 ms en estabilizarse. A partir de 10 Hz las oscilaciones disminuyen y el tiempo de estabilización vuelve a estar entre 35 y 40 ms. Sin embargo, a los 20 Hz se presenta otra disminución tanto en la amplitud como en el número, lo que hace que el tiempo de estabilización disminuya hasta los 30 ms. Manteniéndose así hasta los 22 Hz. Desde los 23 Hz y hasta los 25 Hz la señal aumenta un poco sus oscilaciones y el tiempo de estabilización regresa al intervalo de 35 a 40 ms. Aquí es donde la señal llega al límite, pues se estabiliza poco antes que llegue el siguiente tren de pulsos.

Se observa que el sistema tarda al menos 30 ms en estabilizarse y por lo observado suponemos que se requiere alrededor de otros 10 ms en estado estable para no afectar el siguiente tren, por lo tanto, trabajamos con 22 Hz como frecuencia en las pruebas para disminuir el sobrepaso que se describirán en un punto posterior de este trabajo.

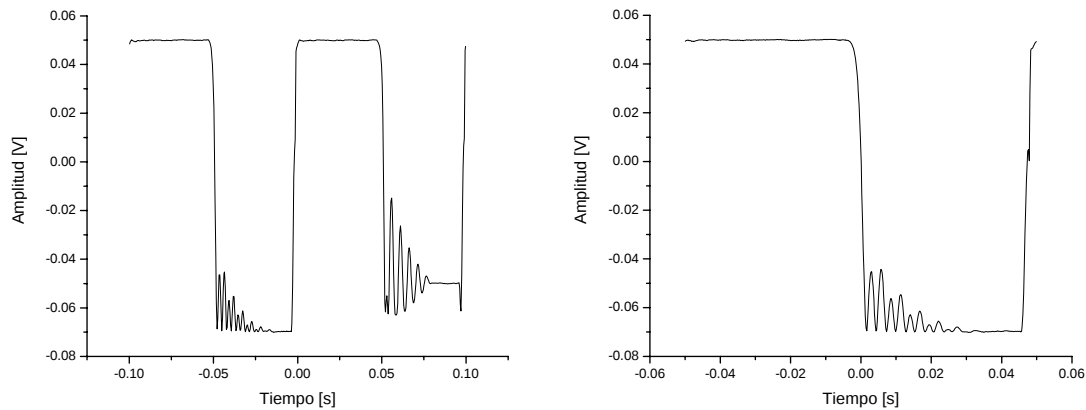
Decidimos entonces cambiar la frecuencia de los pulsos desde 500 Hz hasta 1 KHz con intervalos de 20 Hz, dejando la frecuencia de los trenes en 20 Hz, ya que la mejor respuesta se había presentado en este valor. Después de observar este barrido concluimos que la que la mejor respuesta se presenta para 720 Hz como frecuencia de los pulsos y 20 Hz como frecuencia de los trenes, para 5 pulsos por tren.

En la Figura 3.17 se muestra la respuesta para el circuito L297 al utilizar trenes de pulsos a las mismas frecuencias utilizadas con la controladora. Nótese que la respuesta obtenida con el circuito L297 es mejor, tanto en amplitud como en el número de oscilaciones, que la obtenida con la tarjeta controladora, la cual fue mostrada en la Figura 3.12. También se puede observar que se tiene mejor respuesta para 720 Hz que para 600 Hz como frecuencia de los pulsos.

Como se mencionó anteriormente, la mejor respuesta obtenida hasta este momento es la presentada en la Figura 3.17 (b).



a) Respuesta para 5 pulsos a 600 Hz con frecuencia de los trenes de 20 Hz



b) Respuesta para 5 pulsos a 720 Hz con frecuencia de los trenes de 20 Hz

Figura 3.17: Respuesta del motor para trenes de pulsos utilizando el circuito L297.

3.5.4 Comparación de las respuestas del motor utilizando la tarjeta controladora y el circuito L297

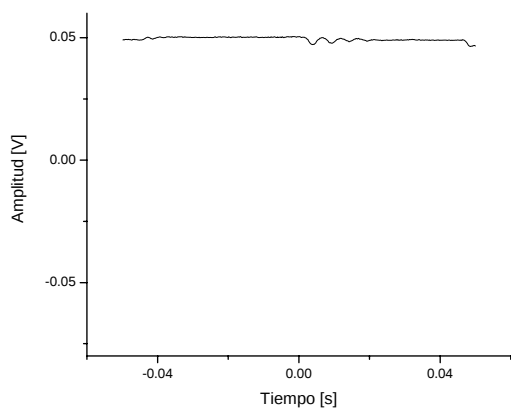
La mejor respuesta en ambos tipos de control cuando por señal de reloj utilizamos pulsos discretos fue para 22 Hz. Cuando se utilizaron trenes de pulsos la frecuencia de los mismos estaba entre 20 y 22 Hz.

Por lo anterior decidimos observar más detalladamente el comportamiento a esta frecuencia para analizar las diferencias entre las respuestas para cada tipo de circuito de control. Esto con el fin de tener una referencia al tratar de disminuir el sobrepaso.

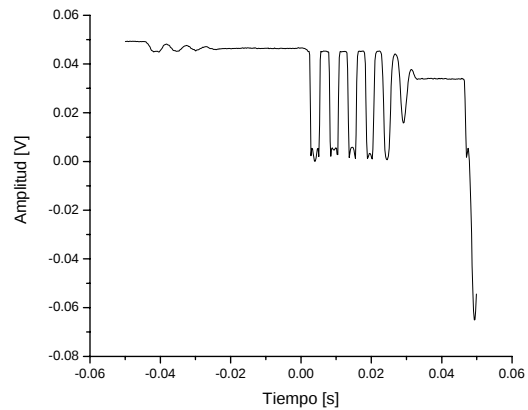
En la Figura 3.18 se observan las respuestas utilizando la tarjeta controladora para una frecuencia de paso de 22 Hz. Para observar mejor el comportamiento y poder compararlo con el otro circuito de control, se presentan las gráficas cada dos pasos, dando como resultado 5 gráficas para mostrar los 10 pasos que tarda el motor en regresar al mismo nivel de voltaje, así es posible analizar cada uno de los pasos a mayor detalle.

En (a) se presenta la respuesta de los pasos 1 y 2 (considerando como paso 1 al nivel más alto de voltaje). Los pasos 1 y 2 tienen el sobrepaso de menor amplitud, dura aproximadamente 4 y 20 ms, respectivamente. El paso 1 presenta la mejor respuesta de todas, casi no tiene oscilaciones.

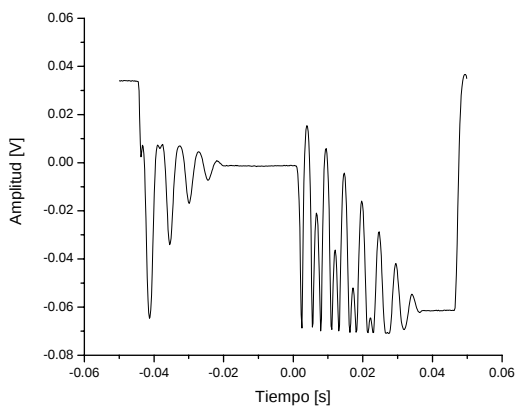
La respuesta de los pasos 3 y 4 se observa en (b), presentan un sobrepaso de 20 y 32 ms, respectivamente. La amplitud del sobrepaso del primero es pequeña, mientras que la del segundo es muy grande y uniforme, es decir, prácticamente todas las oscilaciones son de la misma amplitud.



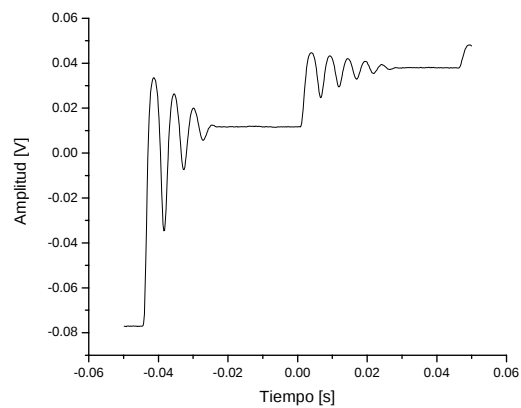
a) Respuesta para los pasos 1 y 2



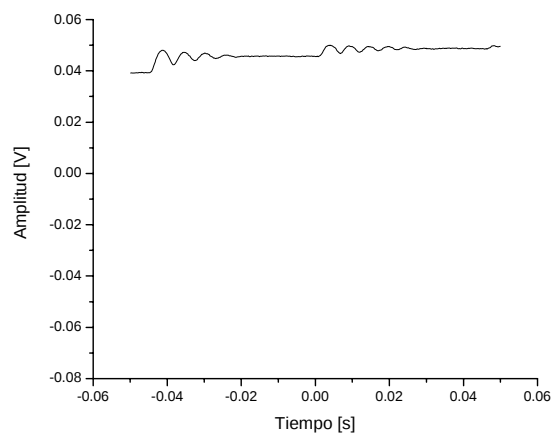
b) Respuesta para los pasos 3 y 4



c) Respuesta para los pasos 5 y 6



d) Respuesta para los pasos 7 y 8



e) Respuesta para los pasos 9 y 10

Figura 3.18: Respuesta del motor utilizando la tarjeta controladora a 22 Hz.

En (c) se tiene la respuesta de los pasos 5 y 6, los cuales tienen un sobrepaso de 25 y 35 ms, respectivamente. La amplitud del sobrepaso en el paso 5 es grande pero decreciente, parece estar recortada en la parte superior. El paso 6 tiene una amplitud de sobrepaso muy grande, que no es uniforme sino decreciente, además tiene una distorsión que genera un efecto de “doble oscilación”.

En (d) se muestra la respuesta de los pasos 7 y 8. El paso 7 tiene un sobrepaso de 20 ms y su amplitud es grande pero decreciente. El paso 8 tiene un sobrepaso 25 ms y su amplitud es regular decreciente.

En (e) se observa la respuesta de los pasos 9 y 10, los cuales tienen un sobrepaso de aproximadamente 23 y 27 ms, respectivamente. Para el primero la amplitud del sobrepaso es pequeña y decreciente, para el segundo es muy pequeña y decreciente.

En la Figura 3.19 se muestra la respuesta utilizando ahora el circuito de control L297, observándose de la misma manera 2 pasos por gráfica. Se observa una secuencia diferente en las gráficas puesto que el osciloscopio no nos permitió entrar en la misma secuencia mostrada en la figura anterior.

Esto fue causado por el disparo o “trigger” con que el osciloscopio detecta el cambio en la señal de entrada. Tratamos de manipular la señal de reloj pero no conseguimos igualar la secuencia. Sin embargo, numeramos los pasos con el fin de hacer más clara la comparación entre las dos respuestas.

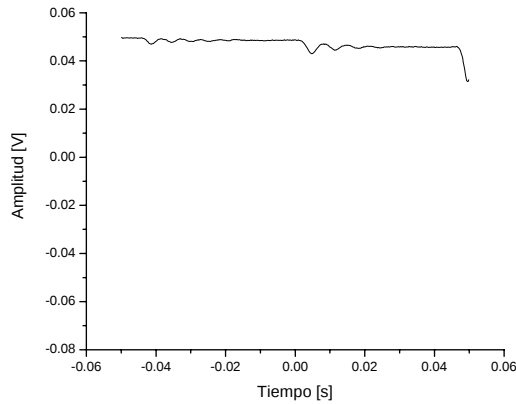
La respuesta del paso 1 se observa en (e), en este caso no se presentan oscilaciones considerables, siendo la mejor respuesta de todos los pasos al igual que en el caso de la tarjeta controladora. Presenta un sobrepaso de 5ms.

Para los pasos 2 y 3, mostrados en (a), se presenta un sobrepaso de 25 y 20 ms, respectivamente. Para el paso 2, las amplitudes de las oscilaciones son pequeñas pero tardan más tiempo en estabilizarse, mientras que, en el paso 3 hay menos oscilaciones y el tiempo de estabilización es menor, aunque la amplitud de estas oscilaciones sea mayor.

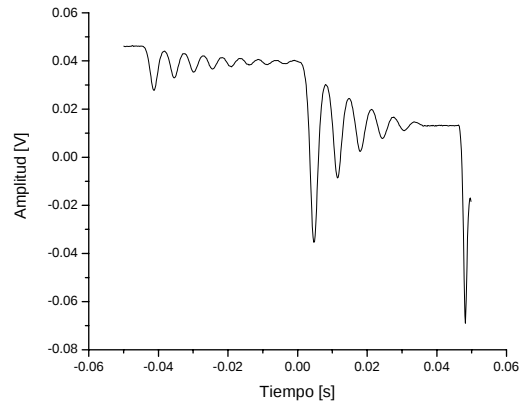
En (b) se observan los pasos 4 y 5. Para el paso 4 se puede observar que el sobrepaso siempre está presente, las oscilaciones aunque son de menor amplitud no se estabilizan antes de que llegue el siguiente paso; a diferencia de la tarjeta controladora que en este mismo paso presenta oscilaciones de mayor amplitud pero que si llegan a estabilizarse. Para el paso 5, se observa mayor número de oscilaciones las cuales aumentan el tiempo de estabilización en comparación con la tarjeta controladora. Presenta un sobrepaso de 30 ms.

En (c) se muestran los pasos 6 y 7, los cuales presentan un sobrepaso de 30 y 25 ms, respectivamente. En el paso 6 el tiempo de estabilización es menor al igual que la amplitud de las oscilaciones cuando se utiliza el L297. Para el paso 7 con el L297 se presenta más oscilaciones, cuyo tiempo de estabilización es mayor, pero la amplitud de dichas oscilaciones es menor comparado con la respuesta de la tarjeta controladora.

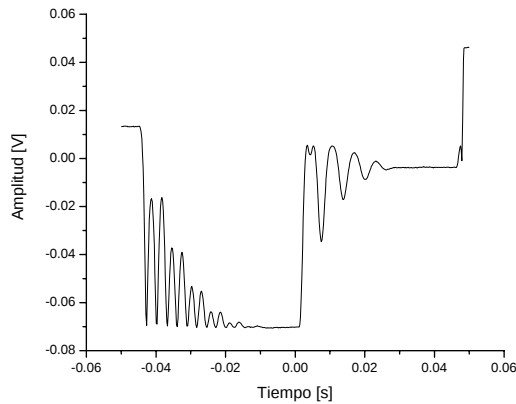
En (d) se muestra la respuesta para los pasos 8 y 9, teniendo un sobrepaso de 35 y 25 ms, respectivamente. Para el paso 8 se tiene una mala respuesta con el



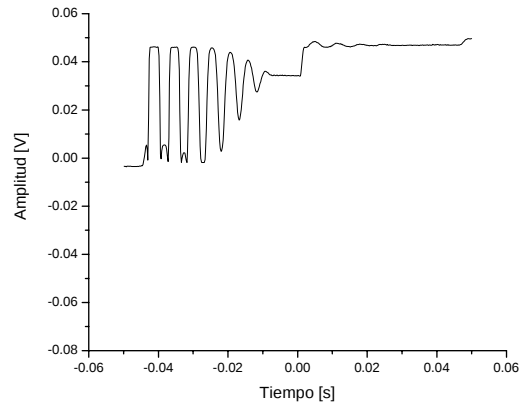
a) Respuesta para los pasos 2 y 3



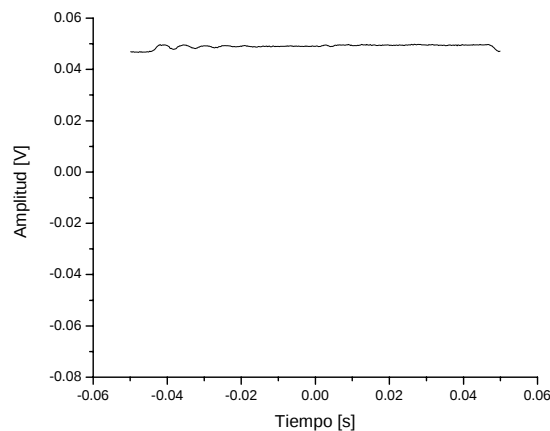
b) Respuesta para los pasos 4 y 5



c) Respuesta para los pasos 6 y 7



d) Respuesta para los pasos 8 y 9



e) Respuesta para los pasos 10 y 1

Figura 3.19: Respuesta del motor utilizando el circuito de control L297 a 22 Hz.

circuito L297, pues el tiempo de estabilización aumentó, presentándose más oscilaciones y de gran amplitud. En el paso 9 se observa que la amplitud de las oscilaciones disminuyó al utilizar el L297 en vez de la tarjeta controladora. El paso 10 se muestra en (e), el cual se tiene un sobrepaso de 25 ms. Se observa que disminuye la amplitud de las oscilaciones al utilizar el circuito en comparación a la tarjeta controladora.

Para ambos tipos de control la respuesta no es muy satisfactoria, ya que el sobrepaso es demasiado grande tanto en amplitud como en duración. El tiempo que tarda en estabilizarse la respuesta es muy largo, lo que nos ocasiona que trabajemos con frecuencias de paso muy bajas para evitar que el motor pierda pasos, esto hace que el sistema tenga una respuesta poco satisfactoria. Debido a esto, se buscó encontrar una forma de control capaz de disminuir el sobrepaso y tratar de implementarla para los minimotores utilizados.

3.6 Control del Sobrepaso

Para los dos tipos de control mostrados en el punto anterior se sigue presentando un gran sobrepaso, para algunos pasos la respuesta se mejora, pero para otros se tiene una mala respuesta.

Como la tarjeta controladora del fabricante no cumple con las dimensiones requeridas, su forma de alimentar al motor con pulsos de corriente en vez de una señal continua no nos satisface y observamos que su repuesta era peor para casi todos los pasos que al utilizar el circuito L297; decidimos seguir trabajando con este circuito y olvidarnos de la tarjeta controladora. Además nuestro objetivo es diseñar un circuito que controle a los siete motores de forma simultánea.

Observamos que el sobrepaso es una característica que presentan todos los motores de pasos, por lo que tendríamos que generar una forma de control que se encargara de disminuirlo. Al realizar una investigación bibliográfica observamos que no existía gran cantidad de información al respecto y que la encontrada proponía formas de control no lineal bastante complejas que se encuentran todavía en investigación.

Como estas ideas no eran prácticas para nuestra aplicación decidimos buscar personas que tuvieran experiencia en el trabajo de minimotores. Al buscar dentro de la UNAM encontramos que en el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica del CCADET (Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico) se encuentran trabajando en el desarrollo de minimotores de pasos de las dimensiones del motor utilizado en este trabajo. Al acercarnos a estos investigadores nos proporcionaron la asesoría que necesitamos y nos permitieron el uso de su laboratorio.

Una de sus opiniones acerca de la manera de disminuir el sobrepaso es la siguiente. Partiendo de la idea que el sobrepaso es originado por un exceso de energía suministrada al motor para realizar el giro. Es necesario proporcionar la mitad de esta energía para mover al motor y la otra mitad para detenerlo. Para esto pensamos en dividir cada uno de los pulsos generados en las fases en dos pulsos de la mitad de duración que el original. El primero debe seguir en la misma dirección, mientras que el segundo debe ser de polaridad inversa en el caso de motores bipolares, o estar presente en la fase contraria para motores unipolares; tal que se mande al motor en dirección opuesta, como se muestra en la Figura 3.20.

Con esto suponemos que los efectos de los nuevos primer y segundo pulsos se anulan uno al otro y se disminuye el sobrepaso. Siguiendo con esta idea es necesario proporcionar más energía para mover el motor que para detenerlo, puesto que debe vencer la posición de reposo. Para esto nos recomendaron controlar el ciclo de trabajo del pulso original. Es decir el primer nuevo pulso debe ser un poco mayor al segundo. Como no se tenía una certeza de qué tan grande debía ser un pulso con respecto al otro nos recomendaron observarlo para diferentes ciclos de trabajo hasta encontrar la relación que suprimiera el sobrepaso.

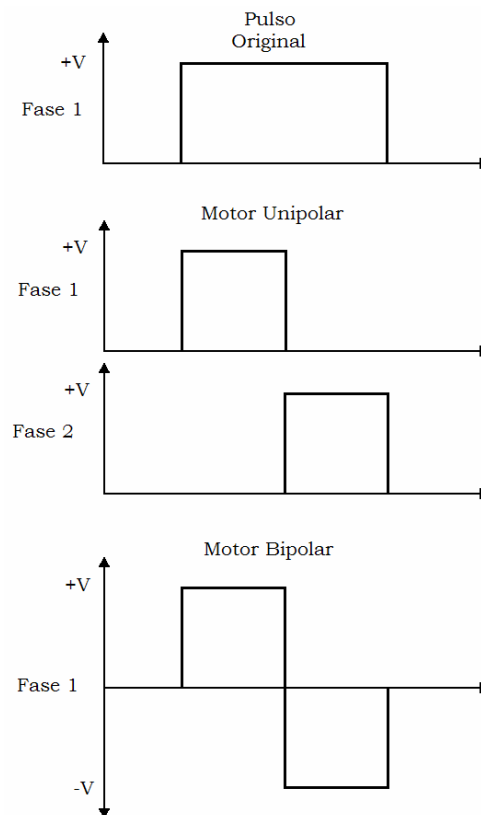


Figura 3.20: Señales para el control del sobrepaso.

Para poner en práctica esta idea observamos la forma que tendría la secuencia de control para las dos fases, cuando la mitad del ciclo de reloj se va en una dirección y la otra mitad en la dirección opuesta. Generamos estas cuatro señales a partir de compuertas lógicas y flip-flop's. Dichas señales fueron introducidas al circuito de potencia L293 y su salida fue conectada a las fases del motor, pues requeríamos de él para alimentar al motor con la corriente necesaria. Observamos que el motor no se desplazaba, que solo conmutaba de una posición a la siguiente y viceversa. Al analizar la secuencia de entrada nos dimos cuenta que el motor no identifica la señal de reloj puesto que en ningún momento se le introduce; al cambiar la dirección durante un semiciclo de la señal de reloj, el motor identifica la conmutación como un nuevo pulso y realiza la acción que se le indica. Por lo tanto solo estamos enviando la orden de avanzar un paso para luego retrocederlo. Cuando modificamos el ciclo de trabajo y lo llevamos al límite, el motor funciona de manera normal, esto debido a que la señal en las fases tiende a la señal generada sin efectos de control. Sin embargo, el sobrepaso no disminuía, por el contrario aumentaba.

Debido a esto pensamos en seguir ocupando el circuito L297 aprovechando que utiliza la señal del ciclo de reloj para realizar las conmutaciones y que tiene una entrada que controla el sentido de giro. Una propuesta fue mandar durante la mitad del ciclo de reloj la señal que corresponde a la dirección deseada, y durante la otra mitad del ciclo el inverso de dicha señal. Desafortunadamente la forma en que está diseñado el circuito L297 no nos lo permitió. Ya que el circuito detecta el valor de todas las variables de control con el flanco de subida de la señal de reloj. Debido a esto la acción que realizábamos a la mitad del ciclo nunca era detectada por el circuito. Al probarlo nos dimos cuenta que la respuesta era la misma con el artificio que sin él.

Entonces pensamos en mantener la información del sentido durante un ciclo de reloj y al siguiente la información contraria. Para generar estas señales introducimos la señal del generador de funciones a un divisor de frecuencia, siendo la salida del divisor la señal que se tomaría como señal de reloj del L297 y la señal del generador la que se tomaría como reloj para los circuitos lógicos que utilizamos para lograr la secuencia necesaria para cambiar la dirección de giro del motor. Al segundo ciclo lo modificamos en su duración. Así que la respuesta que obtuvimos al implementar esta idea fue análoga a la obtenida al variar el ciclo de trabajo de la señal generada con compuertas lógicas. Si la duración del segundo pulso es muy pequeña, la respuesta es la normal; si la duración es parecida al primer pulso, el motor solo avanza un paso para después retrocederlo.

Decidimos probar ahora mandando tres pulsos al motor, un pulso en un sentido, el segundo en contra y el tercer pulso en el sentido inicial. El motor lleva una fuerza hacia un sentido durante el primer pulso, al mandar el segundo pulso en sentido contrario regresa con la misma fuerza pero antes de que se regrese a la posición inicial se le envía el tercer pulso, con lo cual

forzamos a que no se detenga y llegue al siguiente paso. El instante en que se mandan los pulsos tiene que ser muy preciso, ya que se debe de aplicar solo la fuerza necesaria para así evitar que el motor se pase y se presenten las oscilaciones. Cabe mencionar que estos tres pulsos son a una frecuencia mucho mayor que las trabajadas anteriormente, pero la frecuencia con que mandamos los tres pulsos, es decir a la que se mueve el motor, era de 20 Hz como lo habíamos venido realizando.

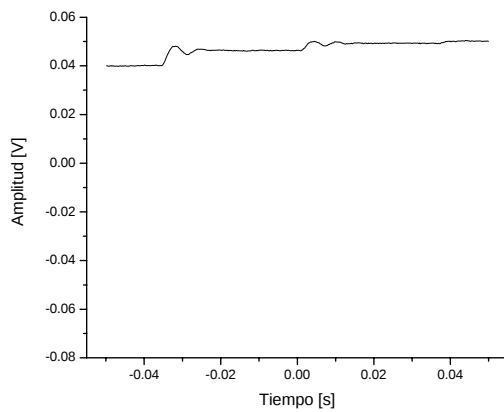
Como era muy complejo generar estas nuevas señales utilizando circuitos lógicos, decidimos encontrar la forma de generar dichas señales a través de una computadora para así poder cambiar sus secuencias con solo modificar el programa que las genera. Se utilizó MATLAB ® el cual es un programa de análisis matemático, que nos ofrece muchas ventajas. La que más nos interesó fue la de poder ocupar la salida de audio como dos canales de salida y la posibilidad de generar las señales para alimentar dichos canales mediante un programa sencillo, el cual podríamos cambiar fácilmente para modificar el intervalo entre los pulsos.

Después de algunas pruebas logramos diseñar un programa que generaba los tres pulsos y que cambiaba su ubicación dentro del tren. Para esto generábamos primero un vector de ceros de las dimensiones requeridas para cada canal, es decir, si la duración de la secuencia era de 10seg y se utilizaba un muestreo de 8000 muestras/seg era necesario un vector con longitud de $10 \times 8000 = 80000$ puntos. Después se diseñó un programa que llenara con unos los puntos dentro de los vectores que fueran necesarios para lograr las secuencias requeridas. Es posible ocupar la salida de audio para mandar las señales generadas por MATLAB ® gracias a que este programa utiliza la tarjeta de sonido de la computadora para convertir los vectores de unos y ceros en una señal de pulsos continua. Para los unos la señal está en alto, mientras que para los ceros la señal está en bajo. La amplitud de las señales de salida es de ± 1 V, por lo que en caso de haber valores de -1 en el vector, la salida será de voltaje negativo. Como esta amplitud es demasiado baja para que el circuito L297 la tomara como nivel alto tuvimos que llevarla a un comparador de voltaje que la amplificara hasta los 5 V. Ya con esta amplitud se introdujo un canal a la entrada de reloj y el otro a la entrada de dirección de giro del circuito L297. Primero mandábamos varios unos seguidos en el vector para que el ancho de pulso no fuera tan pequeño pero al recordar que el circuito se activa mediante el flanco de subida observamos que solo era necesario con un punto del vector para generar un pulso. Diseñamos el programa de tal manera que la señal que controla la dirección de giro solo fuera inversa durante el segundo pulso. Logrando generar con esto las secuencias deseadas; con las cuales el motor logró moverse de manera normal sin estancarse en un desplazamiento entre solo dos posiciones y se observó una acción de control en la respuesta. Al ir cambiando la posición de los pulsos observamos que la respuesta del motor también cambiaba.

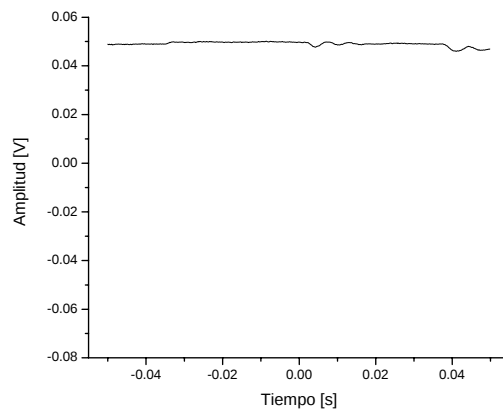
Cabe mencionar que trabajamos a 8000 muestras/seg, por lo que el tiempo entre punto y punto del vector fue de 0.125 ms. Las señales generadas se repetían cada 400 puntos, por lo que su periodo era de 50ms y su frecuencia de 20 Hz. Decidimos primero encontrar la distancia entre el primer y segundo pulso la cual disminuyera el sobrepaso. Observamos que estaba entre 10 y 15 puntos de vector, es decir, 1.25 ms y 1.875 ms. Después buscamos la distancia entre el segundo y tercer pulso, la cual observamos que estaba alrededor de los 10 puntos. Después de muchas pruebas se encontró la primera secuencia que nos arrojó una disminución del sobrepaso, la cual fue [1 12 20], es decir, el primer pulso se mandaba en el primer punto del vector, el segundo pulso (que va en sentido contrario) en el punto número 12 y el tercer pulso en la posición 20. Su respuesta se presenta en la Figura 3.21.

Puede observarse, al comparar la Figura 3.21 con las Figuras 3.18 y 3.19 como la respuesta obtenida aplicando las señales de control descritas anteriormente es mejor que las obtenidas con la tarjeta controladora y el circuito L293. Puesto que para todos los pasos se disminuye tanto el número de oscilaciones como el tiempo de estabilización, el cual solo es mayor a 20 ms para el paso 4. Todos los pasos se estabilizan mucho antes de que llegue el siguiente pulso. Los pasos intermedios presentan solo dos o tres oscilaciones y de menor amplitud comparado con los tipos de control anteriores, como se puede observar en (e).

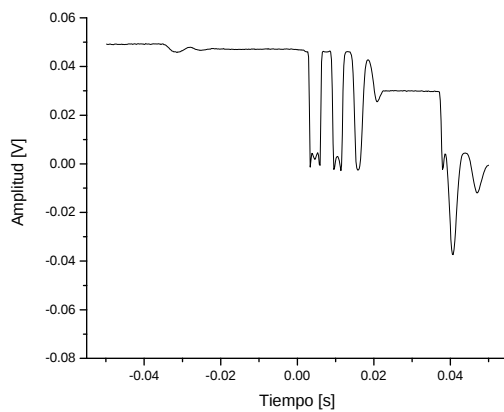
Esta respuesta nos alentó a seguir buscando una secuencia que controlara totalmente el sobrepaso. Seguimos observando la respuesta para diferentes combinaciones alrededor de la encontrada, hasta que observamos que la secuencia [1 13 20] tenía una mejor respuesta en los pasos impares y que la secuencia [1 13 24] mejoraba la respuesta de los pasos pares. Por lo tanto cambiamos el programa para que ahora generara un ciclo con cada una de las secuencias mencionadas y manipulamos dichas señales generadas por la computadora para que entraran en la secuencia deseada al alimentar el circuito L297. La respuesta a esta idea es la mostrada en la Figura 3.22. Se observa, al compararla con las Figuras anteriores, como disminuye considerablemente el sobrepaso para todos los pasos. El paso 4 tiene solo dos oscilaciones en vez de las tres que presentaba con la secuencia anterior, mientras que el paso 5 sigue presentando 3 oscilaciones pero ahora con menor amplitud las cuales se estabilizan más rápido. Para el paso 6 se presenta una considerablemente mejor respuesta, ya que solo oscila en dos ocasiones y se estabiliza en menos de la mitad del tiempo que tardaba anteriormente. El paso 7 oscila dos veces con una amplitud menor, mientras que el paso 8 solo tiene dos oscilaciones y de menor amplitud que con la secuencia anterior. Los pasos 1, 2, 3, 9 y 10 no varían en mucho su respuesta, la cual podemos considerarla buena para casi todas las formas de control; esto, como se mencionó anteriormente, debido a que el módulo experimental montado con la línea ranurada, el generador de microondas y nuestro arreglo a base de minimotores es más sensible a los valores de voltaje mínimos que a los máximos.



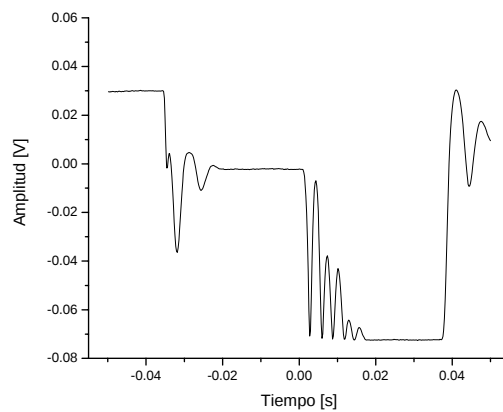
a) Respuesta para los pasos 9 y 10



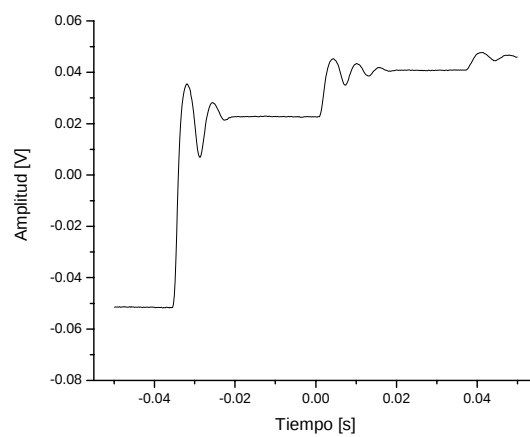
b) Respuesta para los pasos 1 y 2



c) Respuesta para los pasos 3 y 4

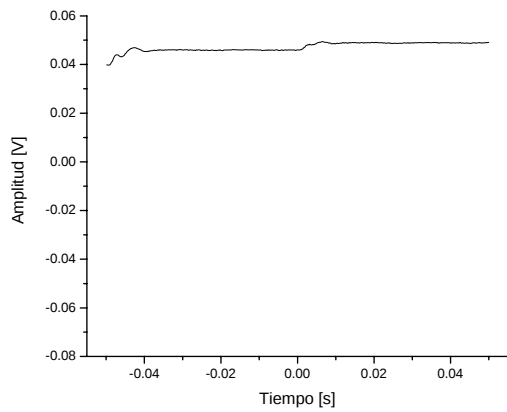


d) Respuesta para los pasos 5 y 6

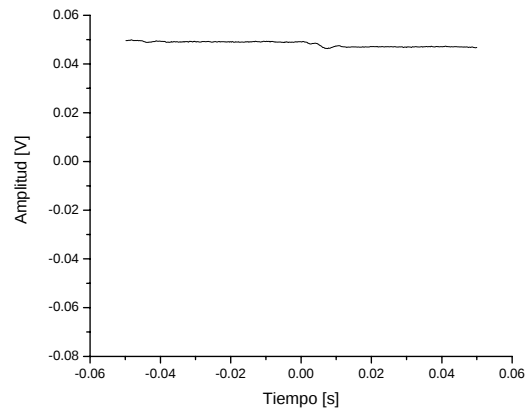


e) Respuesta para los pasos 7 y 8

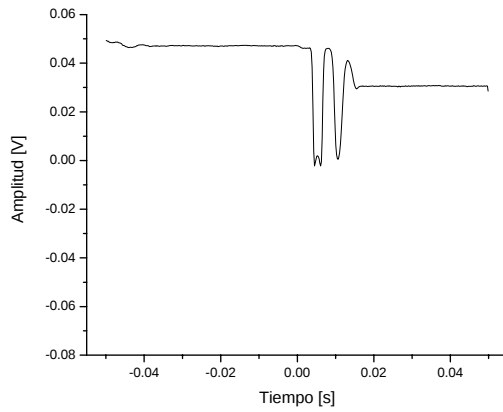
Figura 3.21: Respuesta del motor utilizando señales generadas por computadora para controlar el circuito L297 (Programa 1).



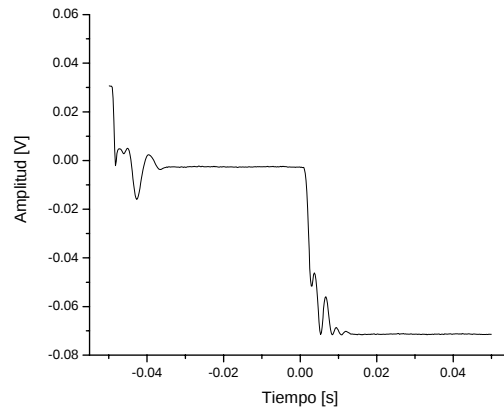
a) Respuesta para los pasos 9 y 10



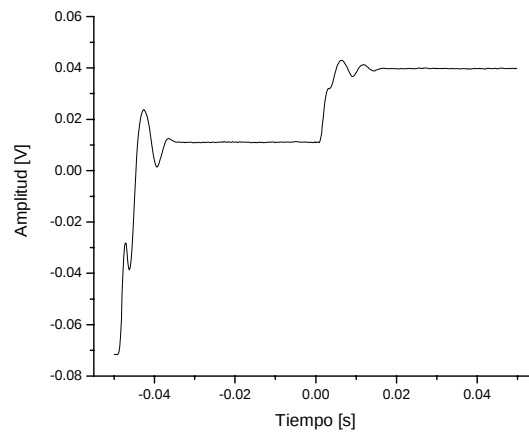
b) Respuesta para los pasos 1 y 2



c) Respuesta para los pasos 3 y 4



d) Respuesta para los pasos 5 y 6



e) Respuesta para los pasos 7 y 8

Figura 3.22: Respuesta del motor utilizando señales generadas por computadora para controlar el circuito L297 (Programa 2).

Por lo tanto, decidimos buscar secuencias que controlaran los pasos intermedios y, sobre todo, el paso 6 donde se observa el mínimo de voltaje y se presentaban el mayor número de oscilaciones con mayor amplitud en los tipos de control anteriores.

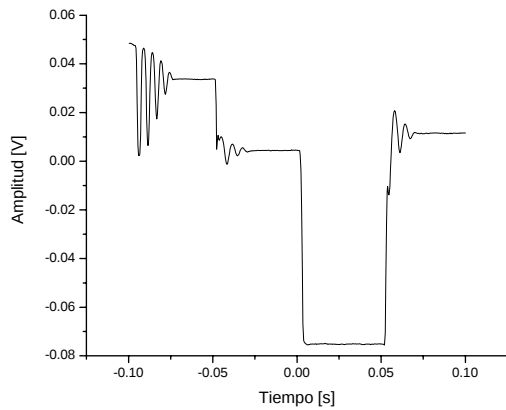
Para esto regresamos al programa anterior y volvimos a probar diferentes secuencias hasta encontrar una que se comportara como lo necesitábamos. Observamos que la secuencia [1 11 20] disminuía el sobrepaso de los pasos intermedios y la secuencia [1 13 22] mejoraba la respuesta del paso 6. Así que realizamos un nuevo programa el cual generaba un ciclo de las señales de control para cada una de las secuencias encontradas, es decir, primero mandaba la que controlaba los pasos impares, seguida de la que controlaba los pares, después la que controlaba los pasos intermedios, luego nuevamente la que controlaba los pares y finalmente la que controlaba el paso 6, para después mandar las cuatro primeras en sentido inverso para llegar a 9 pasos. Para completar los 10 pasos que necesita el motor para dar una revolución completa se tomó como último paso una secuencia de prueba, la cual fue inicialmente la que controlaba los pasos pares, para posteriormente ser modificada con el fin de optimizar la respuesta.

Después tuvimos que manipular las señales generadas por la computadora para que entraran en la secuencia deseada al alimentar el circuito L297 y se observara la respuesta corregida. Como los efectos de las diferentes secuencias se superponen la respuesta no fue tan buena como se esperaba, así que tuvimos que manipular la secuencia de prueba dentro del programa hasta que obtuvimos la respuesta requerida.

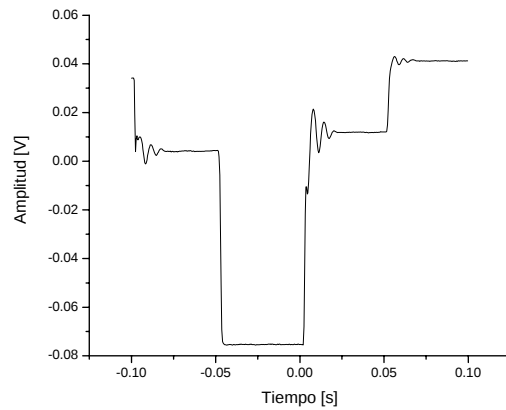
En la Figura 3.23 se muestran diferentes respuestas obtenidas a partir de esta metodología para mejorar la respuesta.

Las gráficas (a) y (b) muestran nuestros esfuerzos por controlar el paso 6 (donde se presenta el mínimo de voltaje), podemos decir que eliminamos casi por completo el sobrepaso para este paso utilizando las secuencias mencionadas anteriormente. Sin embargo, al modificar las secuencias para tratar de controlar otros pasos se pierde el control en este paso, como se ilustra en (c), donde se elimina el sobrepaso del número 8 pero el paso 6 tiene oscilaciones nuevamente. Otra vista para esta misma respuesta se presenta en (d), donde se observa que los pasos 1 y 10 también tienen un sobrepaso casi nulo. Observamos que para cada paso tendríamos que generar un conjunto de secuencias diferentes. Lo cual no es práctico para nuestra aplicación.

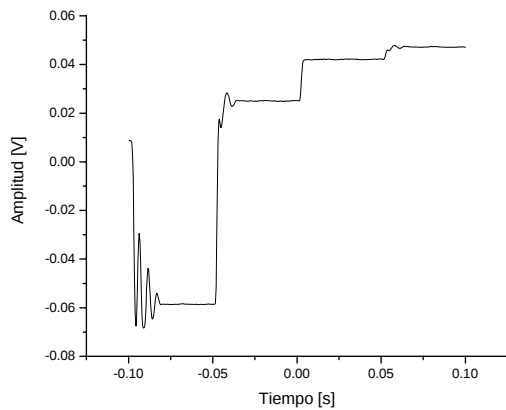
Como siguiente paso observamos la respuesta a una mayor frecuencia para ver si nuestro control seguía teniendo una buena respuesta. Modificamos el programa de MATLAB ® para que generara los trenes de 3 pulsos con una frecuencia de 40 Hz. Como era de esperarse la respuesta cambió, así que nuevamente tuvimos que probar diferentes secuencias hasta estabilizar algún paso.



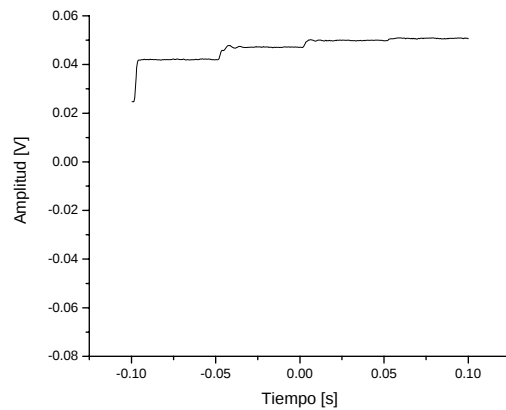
a) Respuestas para los pasos 4, 5, 6 y 7



b) Respuestas para los pasos 5, 6, 7 y 8



c) Respuestas para los pasos 6, 7, 8 y 9



d) Respuestas para los pasos 8, 9, 10 y 1

Figura 3.23: Respuesta optimizada del motor utilizando señales generadas por computadora para controlar el circuito L297.

Observamos que al aumentar la frecuencia, para la mayoría de los pasos, el nuevo paso llega antes de que se termine de estabilizar el actual. Esto se puede observar en la Figura 3.24, en la cual el paso 4 tiene una respuesta donde no se observa la presencia de ninguna oscilación. Sin embargo, los demás pasos presentan oscilaciones que en la mayoría de ellos nunca se estabilizan, sino que avanzan al siguiente paso. Podemos observar que el control del sobrepaso es un proceso muy largo y complejo, que requiere de mucha paciencia en la observación y predicción de las respuestas.

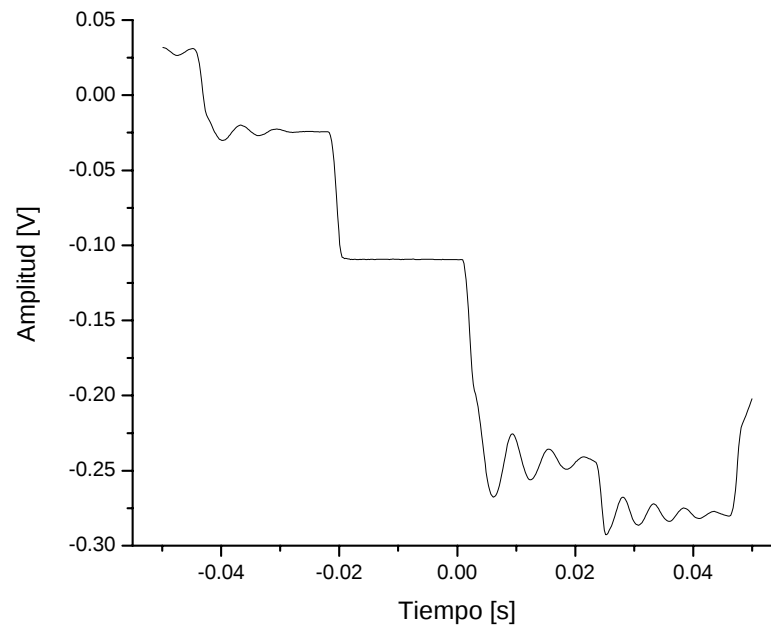


Figura 3.24: Respuesta optimizada del motor para el paso 4 utilizando señales de control generadas por computadora a 40 Hz para controlar el circuito L297.

3.7 Resultados y Conclusiones

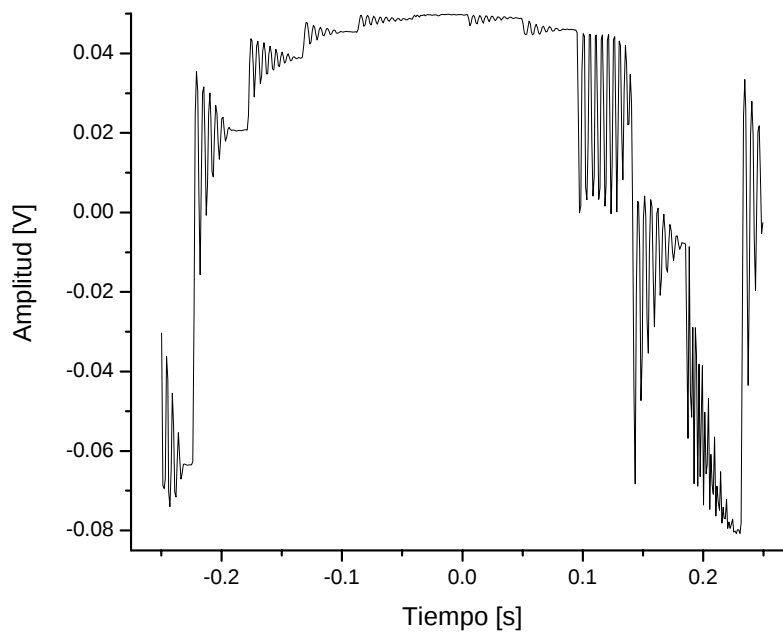
Como se puede observar en los puntos anteriores el trabajo realizado para disminuir el sobrepaso fue extenso. La manera en que lo realizamos fue en base a los resultados prácticos generados a partir de prueba y error. Concluimos que es necesario de un análisis no lineal de la respuesta del motor para poder caracterizarla y encontrar un modelo matemático que prediga el sobrepaso con el fin de eliminarlo mediante alguna acción de control.

Sin embargo, se obtuvieron avances considerables con las acciones que realizamos, los cuales pueden observarse en la Figura 3.25, donde se presenta la comparación de la respuesta obtenida con la tarjeta controladora del fabricante (a) y la obtenida con el arreglo L297-L293 alimentados por señales generadas por computadora a través de MATLAB ® (b), para frecuencias de paso muy parecidas (20 y 22 Hz). Puede apreciarse una considerable disminución en el sobrepaso para todos los pasos. Sobre todo en los pasos 1, 3, 4, 9 y 10 donde podemos considerar que el sobrepaso está eliminado casi por completo. Inclusive para los pasos donde se sigue presentando un sobrepaso, éste es de una amplitud mucho menor y el tiempo de estabilización es del orden de la mitad del que se tenía con la tarjeta controladora. Cabe mencionar que centramos nuestros esfuerzos en mejorar la respuesta de los pasos donde la tarjeta controladora presentaba mayor número de oscilaciones y de mayor amplitud; como se observa en el comportamiento del paso 4 para ambas respuestas presentadas en dicha figura.

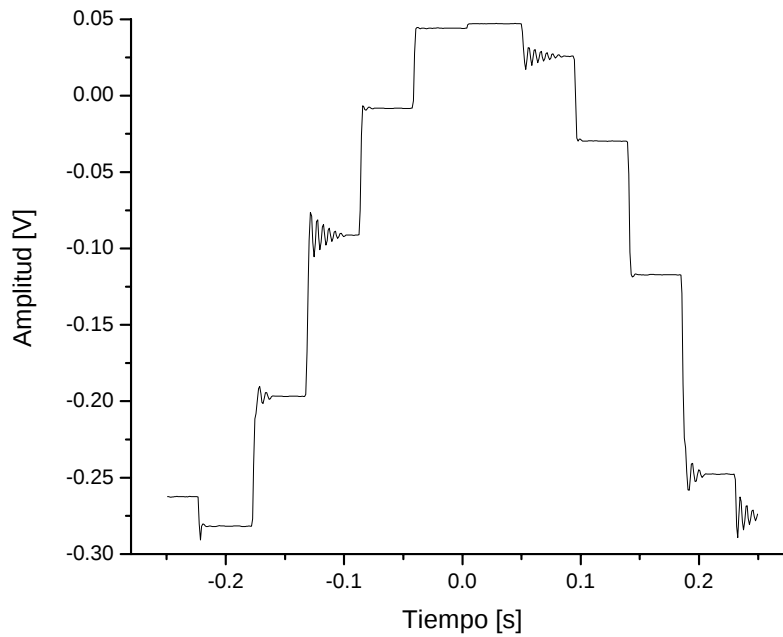
Se puede observar en la Figura 3.23 que es posible realizar el control del sobrepaso para cualquiera de los pasos de manera individual, el problema radica en hacerlo para todos de manera simultánea; además, con lo observado en la Figura 3.24 podemos afirmar que el control se puede realizar aún cuando aumentamos la frecuencia, solo hay que encontrar la secuencia correcta.

En base a lo observado en las Figuras 3.23, 3.24 y 3.25 podemos afirmar que nuestro trabajo reduciendo el sobrepaso fue bueno, ya que se observa una reducción casi total del mismo; si bien no para todos los pasos simultáneamente, sí para la mayor parte de manera individual.

Como el propósito de nuestra tesis es el de diseñar el control electrónico del módulo hexagonal tuvimos que dejar hasta este nivel nuestros intentos por eliminar el sobrepaso. Además, al preguntar a los investigadores del CCADET si los minimotores perdían pasos al alimentarlos con señales de mayor frecuencia que las que trabajamos (20 Hz) nos comentaron que era muy difícil que esto sucediera, por otro lado esto posiblemente podría ser controlado al implementar el sensor de posición o *encoder*. Por lo que los investigadores a cargo del proyecto nos aceptaron esta respuesta como buena y nos pidieron continuar con el desarrollo de las siguientes etapas del control electrónico del módulo hexagonal.



a) Respuesta obtenida con la tarjeta controladora para una señal a 22 Hz



b) Respuestas optimizada obtenida con el circuito L297 para señales de control generadas por computadora a 20 Hz

Figura 3.25 Comparación entre la respuesta obtenida con la tarjeta controladora del fabricante y la obtenida con el sistema de control implementado por nosotros.

Capítulo 4

Desarrollo de un Sensor de Posición

4.1 Introducción

Un punto importante en el control del desplazamiento angular de los elementos radiadores es el conocer la posición en tiempo real de cada elemento para manejar la rotación de los minimotores de paso. Es necesario saber cuál es la posición actual, para poder indicarle al motor el número de pasos requeridos para situar al diafragma en una determinada posición angular. Se requiere contar con un *encoder*, es decir un codificador que nos indique la posición en la que se encuentra el motor para poder controlar los diferentes desplazamientos angulares que se requieran para cada uno de los elementos reflectivos, para así redireccionar la señal de interés a través del módulo.

Para el minimotor de pasos utilizado no se cuenta con un codificador de posición proporcionado por el fabricante, a diferencia de otros minimotores de mayor tamaño en los cuales el fabricante sí proporciona dicho codificador. Suponemos que esto se debe a las dimensiones tan pequeñas que tiene el minimotor, por lo que fue necesario diseñar e implementar un codificador de posición para cada uno de los siete motores utilizados en el arreglo. Para el diseño de dicho codificador es necesario considerar el área de trabajo tan reducida con que se cuenta, la cual solo puede exceder en un milímetro el diámetro del motor, para evitar que al estar en movimiento los codificadores choquen entre sí.

Para el diseño del control de posición, se puede utilizar un sistema de lazo abierto o de lazo cerrado según las necesidades de la aplicación; así como implementar un codificador relativo o absoluto. Cabe mencionar que el sistema de lazo cerrado es de mayor complejidad que el de lazo abierto; de igual forma el *encoder* absoluto es más difícil de implementar que el relativo.

Investigamos las características de cada uno de estos sistemas de control y sensores de posición, las cuales se presentan a continuación. A partir de este análisis se implementó lo más adecuado para el desarrollo del módulo.

4.2 Control de lazo abierto y lazo cerrado

Uno de los problemas más importantes en aplicaciones de motores de paso, es el sistema de control. Los sistemas de control están clasificados en sistemas de lazo abierto y de lazo cerrado. El sistema de control de lazo abierto para un motor de pasos es representado por el diagrama de bloques de la Figura 4.1. Se puede observar como no existe realimentación que contemple la posición actual del motor para generar los pulsos de control que desplazan al motor la cantidad de pasos deseada, por esto es llamado lazo abierto. En la Figura 4.1 (a) se muestra las diferentes etapas de dicho control. El controlador del motor recibe la señal de dirección y genera la secuencia lógica para desplazarlo, la cual ingresa a la etapa de potencia que genera las corrientes de excitación que necesita el motor para moverse. Cuando los pulsos son aplicados al controlador del motor, los estados de las terminales de salida cambian para girar al motor un paso en la dirección enviada. En algunas aplicaciones la secuencia lógica es unidireccional, no tiene terminal de señal de dirección. El circuito lógico que envía el número de pulsos necesarios para girar al motor el ángulo deseado se denomina controlador de entrada y es mostrado en la Figura 4.1 (b). [18]

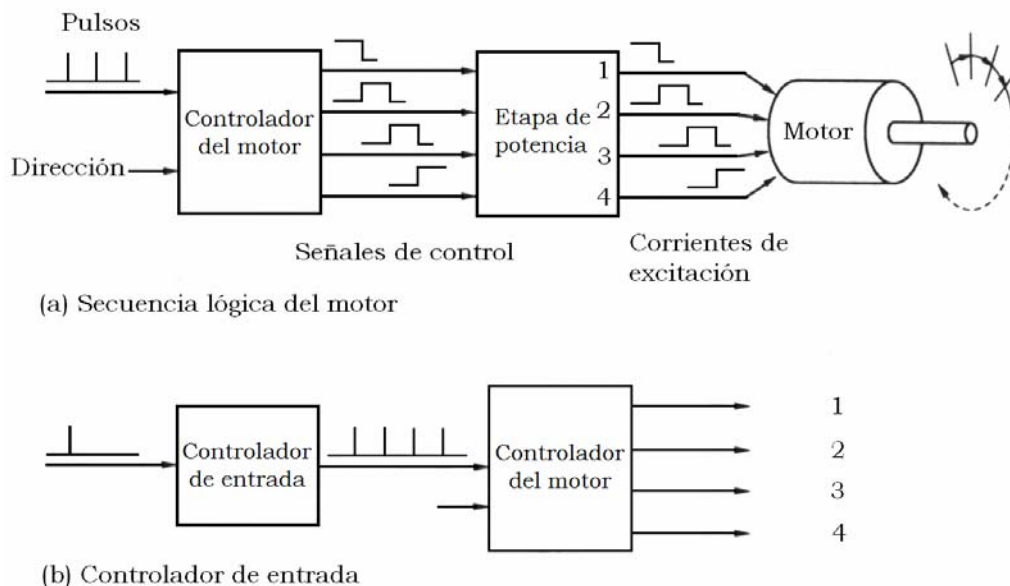


Figura 4.1: Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo abierto.

En algunas aplicaciones la función del controlador de entrada es realizada por un dispositivo electrónico inteligente como un microprocesador el cual genera trenes de pulsos con los cuales puede controlar la velocidad del motor de manera eficiente y confiable.

El control de lazo abierto es extensamente aceptado en aplicaciones de control de velocidad y posición, sin embargo, el funcionamiento de un motor de pasos bajo este control presenta algunas desventajas. Por ejemplo, un motor de pasos controlado en modo de lazo abierto puede fallar al seguir un pulso cuando la frecuencia del tren de pulsos sea muy alta o la carga inercial sea grande. Además el movimiento del motor tiende a ser oscilatorio en este tipo de control. Otra desventaja es que en caso de existir un error de posicionamiento este es acumulativo. Es decir; si mandamos cierta cantidad de pulsos para posicionar al motor en una posición particular, pero por alguna causa externa al sistema el motor no llega a dicha posición, al mandar la siguiente cantidad de pulsos para la nueva posición, ésta no será la adecuada y el motor nuevamente estará fuera de posición.

El funcionamiento de un motor de pasos puede ser mejorado en gran parte por el empleo de realimentación de posición y/o velocidad para determinar las fases correctas a ser conmutadas en los tiempos adecuados. Este tipo de control es denominado control de lazo cerrado. Para este control es necesario un sensor para detectar la posición del rotor. El sensor acoplado a la flecha detecta la posición del rotor y provee esta información al controlador de entrada. Entonces dicho controlador determina la cantidad necesaria de pulsos en el tren para llevar al rotor a la posición deseada, teniendo en cuenta la información de la posición, como se observa en la Figura 4.2. El controlador del motor recibe el tren y genera la secuencia lógica necesaria para posicionar al rotor. [18]

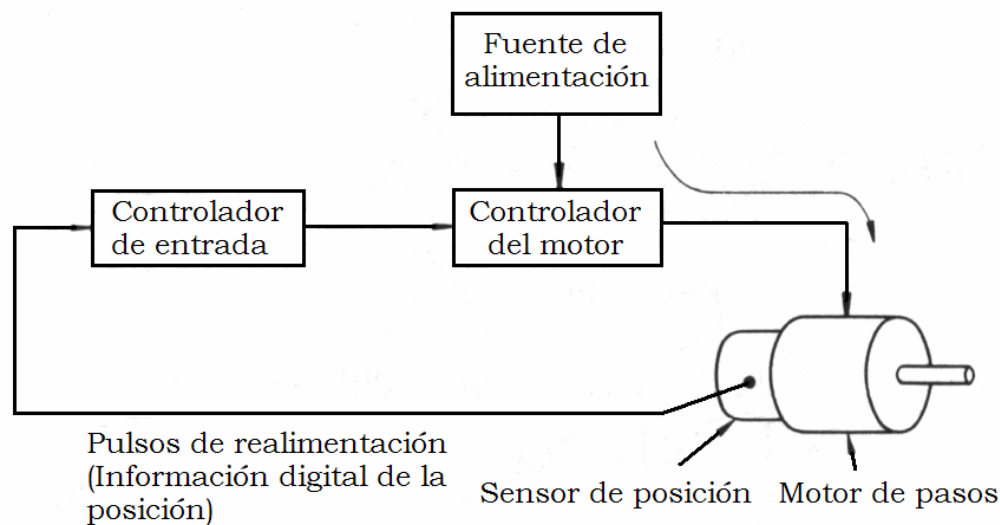


Figura 4.2: Operación del sistema de lazo cerrado para un motor de pasos.

En sistemas más avanzados, en vez de un sensor adicional, las posiciones del rotor son sensadas por observación de las formas de onda de las corrientes en los devanados del motor. El control de lazo cerrado ofrece ventajas sobre el control de lazo abierto, no sólo en que el fallo del paso nunca ocurre, sino que el movimiento es mucho más rápido y fluido. Otra ventaja es, a diferencia del lazo abierto, que en caso de que se presente un error en el posicionamiento del motor debido a causas externas al sistema, éste se corregiría al mandar el siguiente tren de pulsos, debido a que se puede tener conocimiento de la posición del rotor en todo momento.

Como se puede observar el sistema de lazo cerrado es el que mejores resultados nos puede arrojar al implementar nuestro control, sin embargo requiere del diseño e implementación de un sensor de posición. Por lo que al realizar las pruebas de caracterización del motor y medición del sobrepaso, utilizamos un sistema de control de lazo abierto pues solo requeríamos que el motor se moviera sin importar mucho su posición inicial ni final. Por otro lado, para el buen funcionamiento del arreglo de fase es necesario que se tenga conocimiento de la posición del motor en todo momento y de manera acertada, con un margen de error muy estrecho. Por lo que tuvimos que diseñar un sensor de posición para implementar un sistema de lazo cerrado.

4.3 Codificador relativo y absoluto

Un sensor o transductor, es un dispositivo diseñado para recibir información de una magnitud del exterior y transformarla en otra magnitud, normalmente eléctrica, que seamos capaces de cuantificar y manipular. Los sensores de posición para los motores de pasos detectan señales a partir del movimiento angular del motor y las transforman en señales eléctricas, las cuales son utilizadas por los sistemas de control. Dichos sensores a su vez se clasifican según la forma en que obtienen la información de giro del motor; pueden ser magnéticos, capacitivos, inductivos, resistivos (si se conecta un potenciómetro a la flecha del motor), ópticos o reflectivos [16]. La mayoría de los sensores de posición para motores de pasos son ópticos, dada su simplicidad. En la Figura 4.3 se observan algunos tipos de sensores.

Los codificadores son sensores ópticos que además de detectar la posición le asignan un código para diferenciarla de las demás posiciones. La resolución del codificador depende del número N de divisiones del rotor, es decir del número de pasos por revolución.

Existen dos tipos de codificadores, relativos y absolutos. Los primeros dan un determinado número de señales por vuelta y requieren un contador para determinar la posición a partir de un origen de referencia, los absolutos disponen de varias bandas en el rotor ordenadas según un código binario, y los

fototransistores detectan las señales que se convierten en un código digital completo que es único para cada posición del rotor.

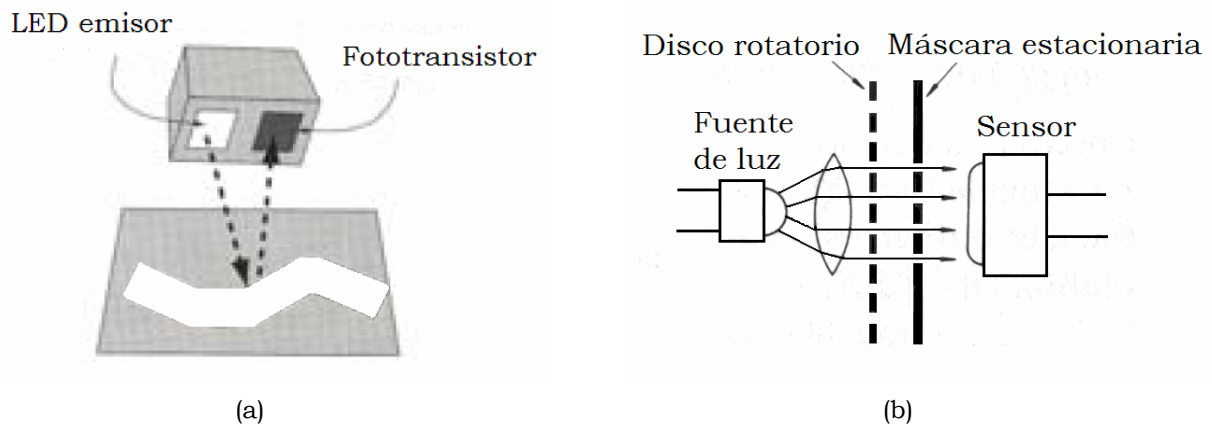


Figura 4.3: Tipos de sensores de posición. (a) Sensor reflectivo. (b) Sensor óptico.

Un codificador óptico relativo típico es usado acoplado a la flecha del motor. El mecanismo y principio de funcionamiento de un codificador óptico se observa en la Figura 4.4. Está construido con una fuente de luz, un sensor, un disco rotatorio y una máscara estacionaria. El disco tiene alternados sectores opacos y transparentes. Como el disco gira con el motor, la máscara pasa y periódicamente bloquea la luz. La señal de salida del sensor es formada para ser acondicionada como una señal digital [16].

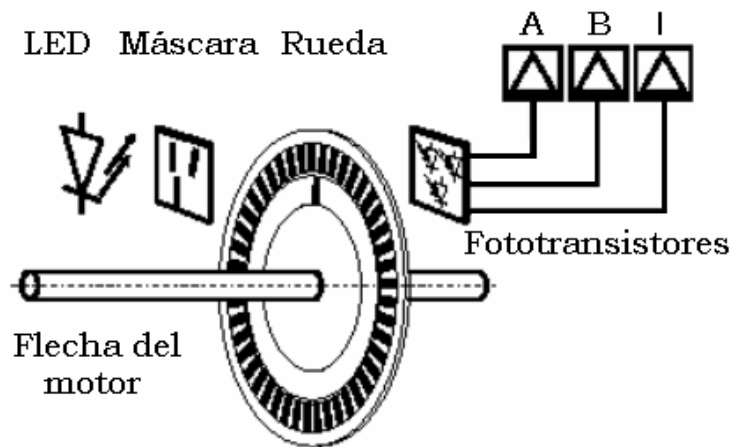


Figura 4.4: Codificador óptico relativo.

Los codificadores relativos suelen tener una sola banda de marcas repartidas en el disco del rotor y separadas por un paso. En el estator disponen de dos pares de emisor-receptor óptico, desfasado un número entero de pasos más $\frac{1}{4}$ de

paso. Al girar el rotor genera una señal cuadrada, el desfase hace que las señales tengan un desfase de $\frac{1}{4}$ de periodo si el rotor gira en un sentido y de $\frac{3}{4}$ si gira en el sentido contrario, lo que se utiliza para discriminar el sentido de giro. Este comportamiento descrito se ilustra en la Figura 4.5.

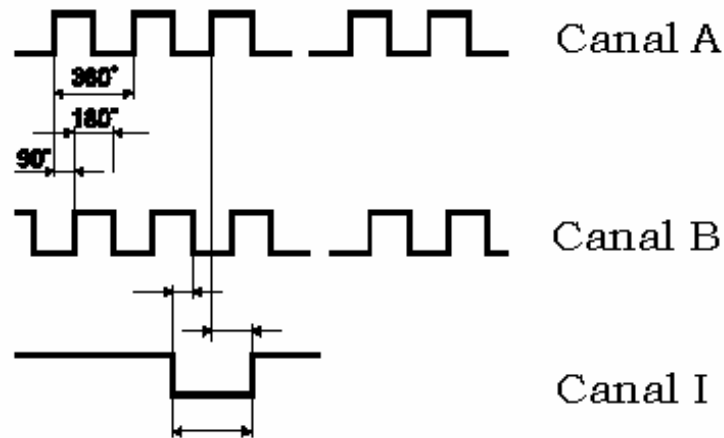


Figura 4.5: Señales de desfase en un codificador relativo.

Un simple sistema lógico permite determinar desplazamientos a partir de un origen, a base de contar impulsos de un canal y determinar el sentido de giro a partir del desfase entre los dos canales. Algunos codificadores pueden disponer de un canal adicional que genere un pulso por vuelta y la lógica puede dar número de vueltas más fracción de vuelta [19].

Los codificadores absolutos a su vez, disponen de varias bandas dispuestas en forma de coronas circulares concéntricas, dispuestas de tal forma que en sentido radial el rotor queda dividido en sectores, con combinaciones de opacos y transparentes que siguen un código Gray o binario. Como se muestra en la Figura 4.6.

El estator dispone de un conjunto emisor-receptor ópticos para cada corona del rotor. El conjunto de información binaria obtenida de los sensores es única para cada posición del rotor y representa su posición absoluta.

Generalmente se utiliza el código Gray en lugar de un binario clásico porque en cada cambio de sector sólo cambia el estado de una de las bandas, evitando errores por falta de alineación de los sensores.

Para un codificador con N bandas, el rotor permite 2^N combinaciones, la resolución será 360° entre los 2^N sectores, por ejemplo para codificadores de 12 y 16 bits se obtiene una resolución angular de 0.0879° y 0.00054° , respectivamente [20].

En la Figura 4.7 se ilustra otro codificador óptico absoluto y la forma en que se montan los fotoreceptores para recibir la señal de posición convirtiéndola en digital. Además se muestran dos tipos de máscara. La primera, mostrada en (a),

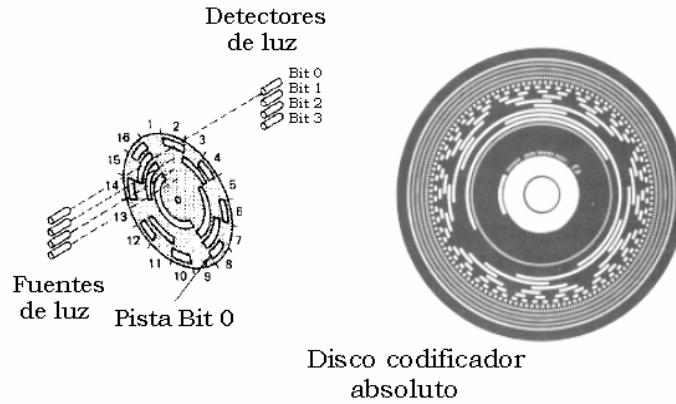


Figura 4.6: Codificador óptico absoluto.

tiene un diseño basado en el código binario normal. La segunda, mostrada en (b), basa su diseño en el código Gray. Podemos observar como el bit más significativo siempre va hacia el centro de la máscara y el menos significativo hacia las orillas, esto debido a que el menos significativo cambia continuamente y al llevarlo a la orilla se tiene mayor área de trabajo para detectar dichos cambios.

Con base en lo descrito en este capítulo, podemos observar que el codificador absoluto representaría una gran ventaja al funcionar el módulo como una antena. Sin embargo, debido a las dimensiones tan pequeñas con que se cuenta para trabajar, el tratar de implementarlo resultaría muy difícil y el tiempo que tardaríamos en hacerlo funcionar adecuadamente rebasa los alcances de este trabajo de tesis.

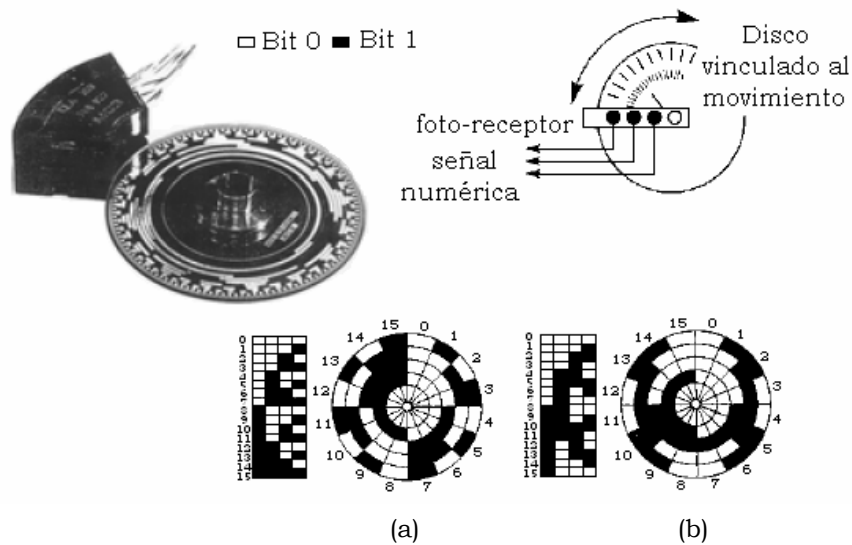


Figura 4.7: Codificador óptico absoluto.

4.4 Diseño del sensor óptico

Con base en las especificaciones de diseño del módulo hexagonal y sus restricciones en cuanto a las dimensiones de trabajo, optamos por la implementación de un sensor de posición reflectivo, ya que sería un proceso complicado utilizar bandas opacas y translúcidas, así como también utilizar bandas con un código determinado. Para realizar este tipo de codificadores se requiere de un proceso de litografía que al aplicarse en las dimensiones de los discos podría no cumplir con un buen funcionamiento. Decidimos que el control se implementara con un sensor más sencillo, que sólo indicara cuando el motor se encuentra en la posición inicial de desplazamiento u origen. El trabajo de posicionamiento lo realizará el circuito electrónico de control, es decir, se encargará de mandar el número de conmutaciones necesarias en las fases del motor para llevar el diafragma conectado a la flecha hasta la posición requerida.

Para implementar el control de posición para cada uno de los motores de pasos de los que está constituido el módulo hexagonal, decidimos diseñar un sensor de posición reflectivo formado por un disco acoplado a la flecha del motor. Decidimos utilizar este tipo de sensor dada su simplicidad. Para el efecto que se desea detectar, es colocando el sensor frente a superficies reflejantes y negras, éste es capaz de indicarnos cuando se encuentra sobre la superficie reflejante y cuando sobre la superficie negra, para que con esta información se pueda realizar acciones de control. Lo diseñamos de tal manera que el disco acoplado a la flecha del motor, al girar reflejara la señal de un led emisor para que sea detectada por un fototransistor.

De esta forma se tendría el diafragma, que funciona como elemento radiador en el arreglo de fase, acoplado a la flecha frontal del motor y el disco con el cual realizamos el sensor de posición reflectivo acoplado a la flecha posterior, tal como se muestra en la Figura 4.8.

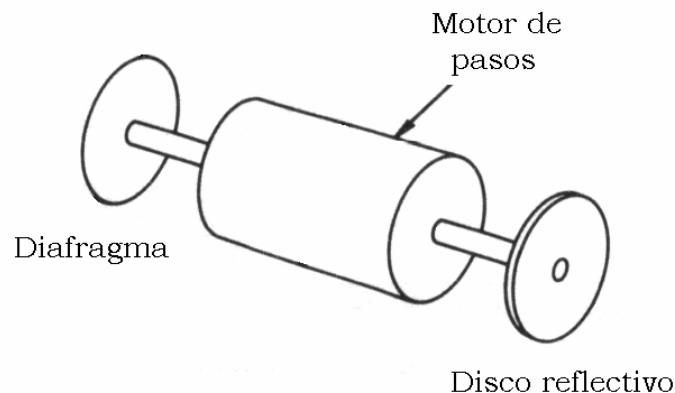


Figura 4.8: Montaje del motor utilizado.

Para realizar el acoplamiento de los discos con la flecha del motor se utilizó una extensión hecha de nylamid. Dicha pieza se acopla a la flecha del motor mediante una perforación en la cual se introduce la flecha. Asimismo, por el extremo contrario la pieza tiene una protuberancia, la cual se introducirá en una pequeña perforación al centro de los discos. Dichas perforaciones se realizan de tal manera que las uniones queden a presión tanto al centro de los discos como a la flecha, esto con el fin de evitar que al momento de girar se desprendan. Estas piezas las maquinamos en un torno, con el cual se les dio la forma requerida a partir de barras de nylamid de $\frac{1}{4}$ de pulgada, tal como se muestra en la Figura 4.9.



Figura 4.9: Extensiones para el acoplamiento de los discos y la flecha del motor.

Los discos que utilizamos para el sensor de posición tienen el mismo diámetro del motor, es decir 8 mm. Buscamos el material para construir los discos tal que se adecuara a los requerimientos, es decir, que fuera ligero, maleable, rígido y resistente. Pensamos en un material rígido para que al momento de girar no se doblara y ligero para que no fuera una carga excesiva para el motor. Probamos con diferentes materiales plásticos de envases comerciales.

Como se requería cortar varios círculos de este diámetro en diferentes materiales, construimos un sacabocados de aluminio, el cual fue una herramienta muy útil, puesto que nos ayudó a cortar fácilmente los discos, así como lograr que todos los discos fueran iguales. Dicha herramienta se presenta en la Figura 4.10 y fue realizada también en un torno a partir de una barra de aluminio con perforación al centro.

Para realizar los discos únicamente hay que colocar el sacabocados sobre una placa de material, del que se quiere sacar el disco, y golpear fuertemente su extremo con el fin de que el sacabocados penetre en el material y corte el disco. Se obtiene un mejor resultado cuando se coloca un pedazo de madera debajo del material.



Figura 4.10: Sacabocados de 8mm de diámetro.

Dentro de los elementos más comunes que se disponen en el mercado están los sensores infrarrojos; decidimos utilizarlos para minimizar la interferencia de la luz natural en nuestro sensor de posición.

Existen dos formas de acondicionar estos sensores; una de ellas es emplear los sensores que se denominan optoreflexivos, los cuales están compuestos de un led emisor infrarrojo y de un receptor (fototransistor) en un solo empaquetado; y la otra es implantar esta distribución con los dos elementos por separado. En la primera opción, los dispositivos ya se encuentran acomodados por el fabricante de tal forma que exista una recepción correcta, mientras que en la segunda se tendría que encontrar el ángulo de incidencia más adecuado.

Como los sensores optoreflexivos que encontramos comercialmente sobrepasaban las dimensiones del disco, lo que los hacía inoperantes, tuvimos que implementar la segunda opción. Para esto buscamos los dispositivos de infrarrojo comerciales más pequeños, siendo de 5 y 3 mm. Para la implementación de los sensores estas dimensiones son muy grandes en comparación con el diámetro de los discos, por lo que decidimos reducirlas y probar si seguían funcionando adecuadamente.

Probamos primero con un led de luz, lijando las paredes al mínimo sin descubrir las partes metálicas, y observamos que seguía encendiendo, aunque perdía un poco de intensidad. Hicimos lo mismo tanto para el led emisor como para el fototransistor receptor, dejando libre la parte cónica, ya que cuando por descuido lijamos esta parte, observamos que no se permite la emisión del haz y el dispositivo deja de funcionar correctamente.

Los dispositivos de infrarrojo que finalmente utilizamos fueron el led emisor IR383 como fuente luminosa y el fototransistor NPN de silicio PT331C como detector, ambos con de 5mm de diámetro antes de lijarlos, los cuales se muestran en la Figura 4.11. Nótese la considerable disminución de sus magnitudes, lo cual nos permitió utilizarlos en el sensor reflectivo propuesto.

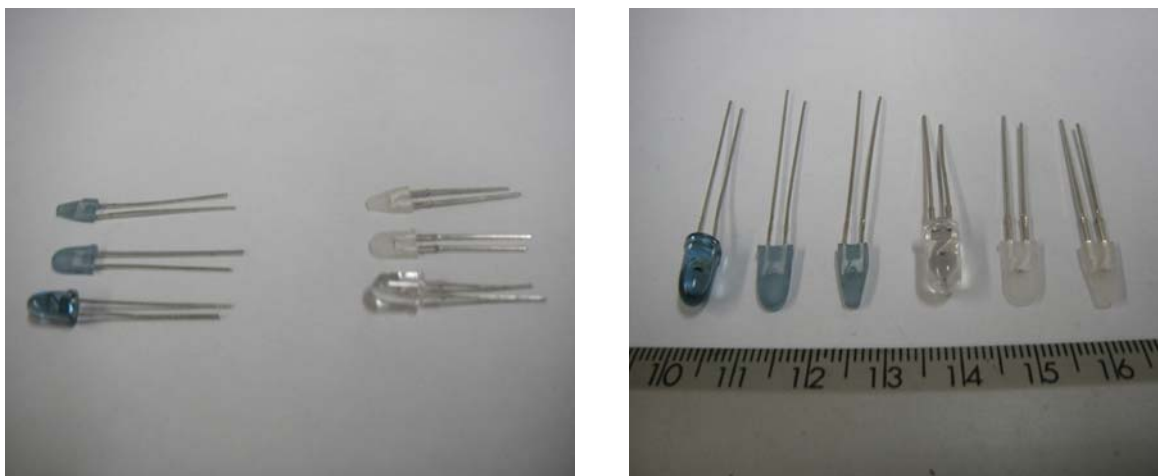


Figura 4.11: Led infrarrojo (emisor) y fototransistor (receptor)

Como los dispositivos de infrarrojo son sensibles a la luz del ambiente, para las pruebas colocamos un aislante en las paredes de los sensores, dejando libre la parte cónica de los leds, posteriormente, pintamos las paredes de negro, evitando colocar el aislante y así utilizar el menor espacio posible. Al realizar las pruebas con estos leds pintados se observó que su respuesta era aceptable y decidimos trabajarlos así.

La forma en que funciona nuestro sensor es la siguiente: cuando el haz infrarrojo del led emisor incide sobre la superficie negra del disco montado a la flecha del motor, la luz es absorbida por la superficie y el fototransistor se mantiene en corte, por lo que la salida del circuito entrega un nivel bajo; mientras que, cuando el haz infrarrojo del emisor incide sobre la superficie reflejante del disco, el fototransistor se satura y a la salida del circuito obtenemos un nivel alto. El arreglo descrito se muestra en la Figura 4.12. Su funcionamiento se basa en la capacidad de reflexión del objeto, y la detección del rayo reflejado por el receptor.

El objetivo que se pretende con este sensor de posición es que el circuito electrónico de control realice acciones programadas de acuerdo a la lectura que se tenga de dicho sensor. Para esto, el circuito de control se alambró en una protoboard; conectado al led infrarrojo y al fototransistor a través de cables largos para poder moverlos con facilidad. A su vez los dispositivos de infrarrojo son conectados a Vcc con una resistencia de protección, como se muestra en la Figura 4.12.

Para realizar las pruebas de funcionamiento los sensores se montaron en una tableta fenolica perforada con el fin de que estuvieran fijos y no se tuvieran señales parásitas por movimiento de los mismos. Mientras que la electrónica de los sensores se alambró en la protoboard junto con el circuito de control de los motores.

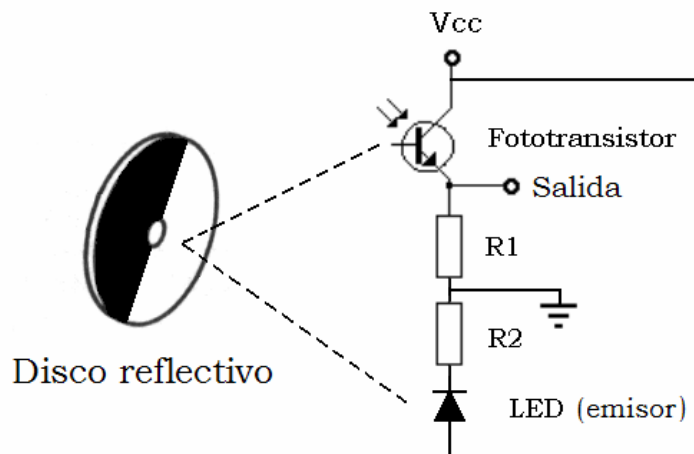


Figura 4.12: Arreglo del sensor reflectivo.

Al colocar el arreglo emisor-receptor en la tableta cuidamos que los dispositivos se mantuvieran en un mismo plano y probamos diferentes ángulos entre ellos hasta obtener la mejor recepción. Al tener este arreglo en la posición óptima decidimos probar los diferentes materiales con los que podríamos construir los discos reflectivos, tanto con los dispositivos lijados como con dispositivos con sus dimensiones normales.

Esto con el fin de encontrar el material que presentara un mejor comportamiento. En general la magnitud de la señal de respuesta es muy baja si la comparamos cuando el led y el fototransistor tenían sus dimensiones comerciales. Al lijarlos se pierde magnitud en dicha señal.

Para las pruebas con los dispositivos con magnitudes normales la señal iba de 0 a 5 V; en cambio con los dispositivos lijados ahora la señal va de 0 a 4 V cuando los colocamos directamente sobre una superficie de prueba y de 0 a 1.2 V, como máximo, cuando los colocamos frente a los discos montados al motor. Sin embargo, sigue detectando el cambio entre superficies reflejantes y opacas, por lo que decidimos trabajarlos así y ocupar una etapa de amplificación.

En dicha etapa la señal proveniente del fototransistor se ingresa a un comparador de voltaje que nos indica si el valor de la señal está por arriba o por debajo del voltaje de referencia, y de esta manera tener el uno o cero lógico. Es decir, cuando la señal del fototransistor es menor al voltaje de referencia la salida del comparador es un bajo de voltaje, mientras que cuando la señal es mayor al voltaje de referencia la salida del comparador es un nivel alto de voltaje, de manera análoga a la mostrada en la Figura 4.13.

Solo que, por simplicidad, nosotros manejamos $V_{T+} = V_{T-}$, así que la conmutación de la señal de salida se realiza cuando la señal del fototransistor pasa a través del voltaje de referencia. Para la implementación del comparador utilizamos el circuito operacional LM324.

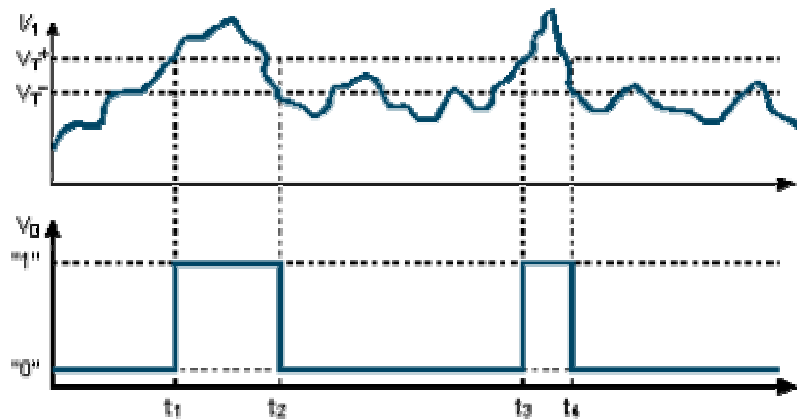


Figura 4.13: Respuesta del comparador de voltaje.

Para las pruebas la placa se colocó frente al disco, cuidando que el frente de los leds quedara a una distancia muy cercana al disco, aproximadamente 2 mm, teniendo la seguridad de que los leds no van a chocar con el disco.

Como primera prueba utilizamos un disco blanco de material plástico pintando con un plumón negro la mitad del disco; con el fin de observar si realizaba el cambio en la señal cuando cambiaba de superficie blanca a negra. Desafortunadamente no se realizaba la conmutación, parecía que todo el disco fuera blanco, la señal siempre estaba en nivel alto. Esto se debe a que tanto el material plástico como la superficie pintada con plumón negro eran reflejantes para el infrarrojo. Por lo que se tuvimos que buscar una pintura negra mate que no reflejara el haz. Encontramos una pintura que, aunque no dejara de reflejar un poco del haz, absorbía más cantidad del mismo por lo que sí se observaba una conmutación si corregíamos el voltaje de referencia, ya que la amplitud de la señal del sensor no llegaba a cero en la parte negra, pero sí disminuía considerablemente.

Entonces usamos esta pintura para marcar en un disco dos pequeñas franjas negras opuestas una a la otra. Al observar la respuesta nos dimos cuenta que la señal del sensor no alcanzaba a disminuir en la franja negra como para realizar una conmutación en la salida del comparador. Por lo que decidimos buscar materiales más reflejantes para la parte blanca y menos reflejantes para la parte negra. Probamos entonces con un espejo, el cual es un material muy reflejante, pero analizamos que sería muy complicado cortarlo para las dimensiones requeridas, además de ser un material muy pesado, lo que podría representar una carga excesiva para el motor. Pensamos entonces en utilizar algún material más ligero y fácil de cortar, pero que fuera reflejante, por lo que usamos papel aluminio.

Así que ahora utilizamos un disco de aluminio pegado sobre uno de plástico. Se pintó una franja de color negro de tal manera que ocupara 18° de la circunferencia. Correspondiente a la longitud del paso. Se observó una mejor

respuesta así que se elevó la frecuencia de los pasos a 200Hz. Después del incremento de frecuencia se observó que la respuesta presentaba oscilaciones, lo que hace que se tengan disparos en falso y no se tiene un pulso cada 20 pasos. La respuesta se muestra en la Figura 4.14.

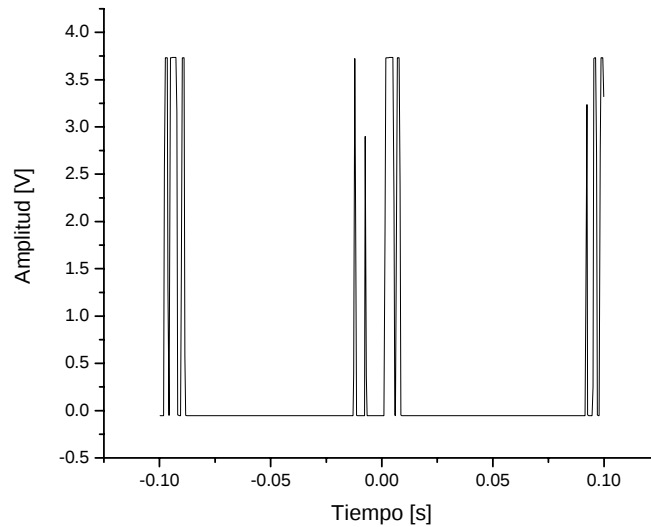


Figura 4.14: Respuesta del disco de aluminio con franja negra a 200Hz.

Pensamos que es más difícil que la señal vaya de nivel alto a nivel bajo que de nivel bajo a nivel alto, por lo que decidimos hacer un disco de manera inversa, es decir, que la mayoría del área fuera negra u opaca, y que la franja a sensor fuera de material reflejante. Encontramos un material de cartón negro rígido que absorbe muy bien el haz infrarrojo, puesto que se probó y observó que se obtiene un nivel bajo de casi 0V con este material.

Entonces utilizamos un disco de este material con una franja de papel aluminio del tamaño del paso, es decir, de 18° . Cortamos la franja cuidando que el papel aluminio se encontrara completamente liso y la pegamos sobre el disco negro. Al observar la respuesta nos dimos cuenta que era satisfactoria, pues, se observaba un pulso cada 20 pasos, sin embargo, la duración del pulso no era de un solo paso si no de dos o hasta tres pasos. Los pulsos son de diferente longitud, ya que dependen del tamaño de las franjas de papel aluminio; como su construcción es un trabajo manual al momento de cortar las franjas es muy difícil que queden iguales. Los pulsos también dependen de qué cantidad de haz se refleje; como el papel aluminio es muy delicado y se arruga mucho, no está completamente liso al momento de pegarlo, lo que evita que se tenga una buena reflexión.

Estos problemas se pueden solucionar en el modo de control, ya que es posible identificar los pulsos por flanco y no por ancho del pulso, quedando descartados estos inconvenientes. Por lo que decidimos adicionar un filtro a la

señal del fototransistor para que fuera más uniforme. Lo que ocasionaría que la señal del comparador de voltaje no tuviera disparos en falso ni durara más de un paso. Aunque esto realmente no era de gran importancia puesto que la electrónica que diseñamos trabaja con flancos de subida y no con niveles lógicos.

Finalmente, construimos un disco como el anterior pero con dos franjas de aluminio de las características mencionadas. Esto por que el elemento radiador o diafragma es simétrico, lo que produce que se tengan dos puntos de origen dentro de los 20 pasos del motor, es decir, la señal del sensor debe activarse dos veces por revolución o sea cada 10 pasos. Las pruebas se hicieron a la una frecuencia de 50 Hz, pues, fue el mayor valor de frecuencias donde se observaban los dos pulsos del sensor por revolución. Para esta frecuencia se obtiene una buena respuesta, ya que en el osciloscopio se ve que el sensor identifica las franjas reflejantes como se esperaba, puesto que se obtiene un nivel alto cada 10 pasos. La respuesta se muestra en la Figura 4.15.

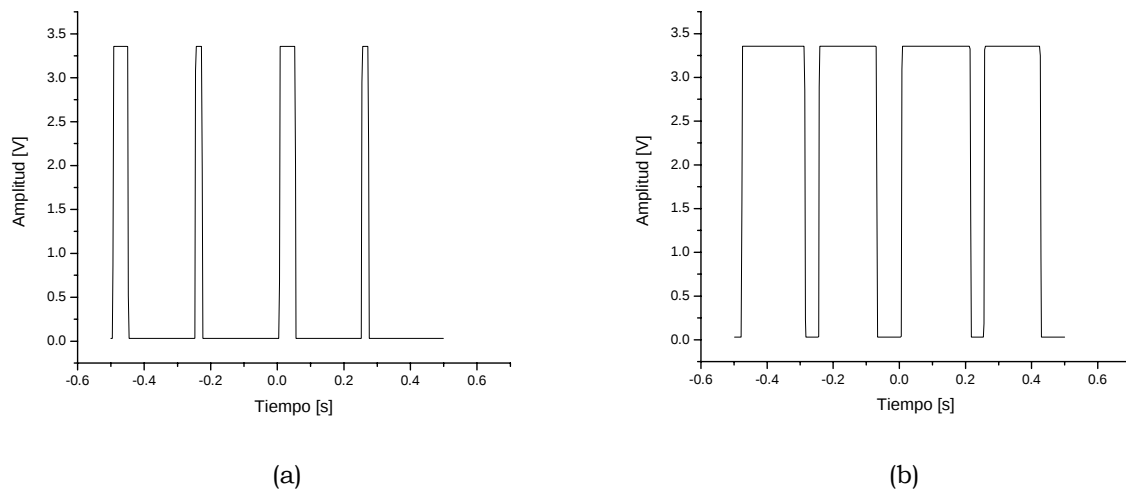


Figura 4.15: Respuesta del disco negro con franjas de aluminio a 50 Hz.

En la figura se presentan los dos tipos de respuesta observados. Para la gráfica en (a) se siguió la forma de obtención de la señal del fototransistor que veníamos utilizando. Es decir, la señal se tomó en la resistencia R1 de la Figura 4.12 conectada a su emisor, por lo que al detectar el haz infrarrojo el fototransistor se satura y permite el paso de la corriente, presentándose un nivel alto de voltaje en la resistencia cada que la franja reflejante es detectada. Por otro lado, la gráfica en (b) siguió otra forma de obtención.

Cambiamos la resistencia R1 del emisor al colector y seguimos tomando la señal en dicha resistencia. Ahora la señal al estar el fototransistor en corte tiene un nivel de voltaje alto. Cuando detecta el haz el fototransistor se satura y permite el paso de la corriente con lo que el voltaje en la resistencia se va a cero,

presentándose un nivel de voltaje bajo cada que la franja reflejante es detectada. Observamos que el comportamiento era análogo si la señal iba de nivel bajo a nivel alto, o si lo hacía de manera inversa. Esto es importante para poder trabajar los circuitos de control con lógica positiva o negativa, según los requerimientos, es decir, que los circuitos respondan al flanco de subida o al flanco de bajada.

Los diferentes tipos de discos con los cuales se realizaron las pruebas se muestran en la Figura 4.16. Nótese las dimensiones reducidas comparadas con una moneda de 10 centavos.



Figura 4.16: Discos utilizados en las pruebas

Finalmente, se observó que la mejor respuesta fue con el disco negro con dos franjas de aluminio por lo que decidimos utilizar este disco para implementar el sensor de posición, quedando el motor como se muestra en la Figura 4.17.

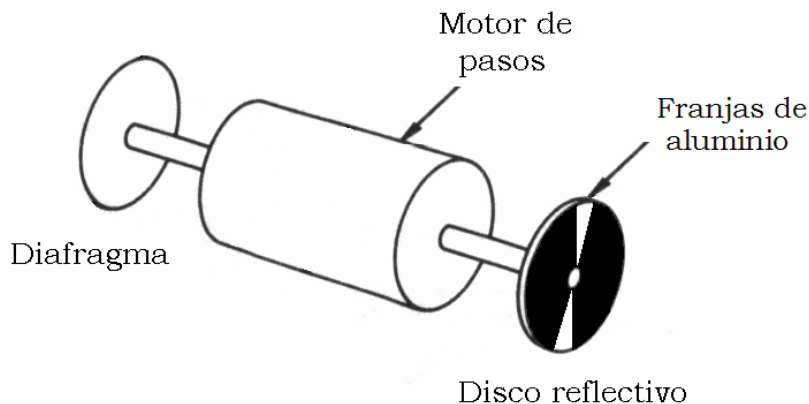


Figura 4.17: Motor con el elemento radiador y el sensor de posición.

4.5 Resultados y Conclusiones

Como primera opción para el manejo de las posiciones del motor pensamos en un codificador de posición absoluto, en el cual cada posición del motor tendría una señal diferente; lo que nos permitiría un mejor y más eficiente control del motor, disminuyendo errores de posicionamiento. Sin embargo, debido a las dimensiones tan reducidas que tiene el módulo resulta muy complejo el diseño e implementación de dicho codificador.

Por lo tanto, decidimos diseñar e implementar un sensor de posición inicial. El sensor diseñado para su implementación en el módulo, es del tipo reflectivo y fue realizado a partir de un led emisor de infrarrojo y un fototransistor. Estos dispositivos están acoplados en un arreglo de tal forma que el ángulo entre si sea el óptimo, permitiendo la máxima reflexión posible del haz. El arreglo está montado de tal forma que pueda localizar un par de franjas reflejantes dentro de un disco opaco acoplado a la flecha del motor.

El disco opaco en la parte posterior de la flecha y el diafragma en la parte frontal de la misma están colocados de tal manera que las franjas reflejantes estén colocadas a la misma altura que las cargas reactivas del elemento radiador. Por lo que se tiene una señal del sensor de posición cada que el motor esta en la posición inicial, es decir, cuando una carga reactiva esta en el origen.

Por lo tanto, nuestro sensor de posición manda una señal cada que el motor da 10 pasos en el mismo sentido, lo que se comprobó con las pruebas realizadas.

Dependerá de la etapa de control la manera en que ocupa esta señal para implementar un control de posición de lazo abierto o cerrado.

La respuesta obtenida de nuestro sensor consideramos que es buena por lo que continuamos con la elaboración de las siguientes etapas del módulo hexagonal. En el siguiente capítulo describiremos la elaboración de la etapa de control.

Capítulo 5

Diseño del circuito electrónico de control

5.1 Introducción

Como se ha mencionado en los capítulos anteriores la mayor restricción del módulo hexagonal son sus dimensiones tan reducidas. La tarjeta de control que proporciona el fabricante, además de tener una pobre respuesta en términos de sobrepaso, excede por mucho las dimensiones del módulo. Debido a esto nos vimos en la necesidad de diseñar por nuestra cuenta un sistema de control para los motores. Este sistema debe de tener una superficie que no supere los 6.34cm^2 del área total del módulo hexagonal para siete elementos.

Una de las opciones en la que pensamos para realizar el control fue utilizar microprocesadores. Sin embargo, las tarjetas comerciales con estos dispositivos de control son también de gran tamaño. Aunque quisiéramos ensamblar por nuestra cuenta una tarjeta para el microprocesador con el fin de reducir el tamaño; al tener que incluir los puertos, se excede por mucho las dimensiones del módulo. Por otro lado necesitaríamos cuatro señales por cada motor para controlar la secuencia en sus fases, dando un total de 28 líneas de control; siendo esta una cantidad muy grande para los microprocesadores que conocemos y hemos trabajado. Una forma de reducir el número de señales de salida es utilizar un multiplexaje a la salida del microprocesador, pero esto provocaría el diseño e implementación de una nueva etapa para el módulo hexagonal, complicando aún más su implementación.

Otra opción que consideramos fue la de ocupar microcontroladores PIC los cuales son comúnmente utilizados para el control de motores de pasos. Desafortunadamente, como se requiere controlar los 7 motores de manera simultánea necesitaríamos realizar el control de los 7 PIC's (uno por cada

motor) en forma paralela, lo que dificultaría más el diseño. Por otra parte al ser necesarios 7 PIC's, el área para cada circuito se reduce considerablemente y los que encontramos no cumplen con las dimensiones requeridas.

Por lo tanto, decidimos utilizar dispositivos lógicos programables. Con esto podríamos programar nuestro propio circuito utilizando un lenguaje de descripción de hardware, de tal forma que cumpliera con las necesidades de control y dimensión. Además, al utilizar un lenguaje de descripción de hardware se nos presenta la ventaja de poder simular el comportamiento de nuestro dispositivo y corregirlo hasta obtener la respuesta necesaria, para después implementarlo.

5.2 Diseño del circuito digital

Al analizar las necesidades del sistema de control para el módulo hexagonal observamos que se necesitan gran cantidad de puertos de entrada y de salida para realizar dicho control. Además, por las dimensiones reducidas con que se cuenta, pensamos en un circuito de control diseñado específicamente para la aplicación y no en ocupar algún tipo de controlador comercial (PIC, PLC, 64HC11, etc).

Para diseñar dicho circuito de control propusimos utilizar un lenguaje de descripción de hardware, como lo es VHDL. Otra ventaja de utilizar circuitos programables es el hecho de que su costo se reduce considerablemente entre menor sea la capacidad lógica del dispositivo utilizado. Por lo tanto, al ser óptimo nuestro diseño, nos permitirá utilizar dispositivos de menor capacidad lógica, siendo menor el costo del dispositivo a utilizar y por ende menor el costo del sistema de control del módulo hexagonal. Esto es importante, puesto que, uno de los retos más grandes en el diseño de antenas de arreglos de fase es la disminución del elevado costo que tiene su diseño y fabricación.

A continuación se presenta una descripción del lenguaje y el programa de compilación utilizados, así como las características de los diferentes circuitos lógicos programables, en los cuales es posible implementar nuestro diseño. También se presenta el trabajo realizado para el diseño del circuito digital de control del módulo hexagonal y los resultados obtenidos durante su simulación.

5.2.1 El lenguaje VHDL

Las siglas VHDL vienen de VHSIC (*Very High Speed Integrated Circuit*) y de lenguaje de descripción de hardware (*Hardware Description Language*). Los HDL's permiten realizar especificaciones textuales del hardware utilizando una

sintaxis similar a la de los lenguajes de programación de alto nivel. VHDL es en la actualidad, junto con el lenguaje *Verilog*, el HDL de referencia en el área industrial, así como en las tareas de investigación y educación.

VHDL es un lenguaje de descripción y modelado diseñado para describir la funcionalidad y la organización de sistemas digitales; actualmente se utiliza también para la síntesis automática de circuitos. Cuenta con dos tipos de herramientas. Las de síntesis y las de simulación. Las primeras generan un circuito (*hardware*) con el funcionamiento especificado, soportando solo un subconjunto del lenguaje. La calidad del resultado depende del estilo de descripción. Permiten la síntesis lógica y la síntesis arquitectural.

Por su parte, las segundas, permiten asegurar el funcionamiento de un circuito, antes de realizarlo, en diferentes situaciones; aceptando todas las características del lenguaje. Esto es ideal para crear el prototipo del diseño.

Este lenguaje cuenta con una sintaxis amplia y flexible que permite la descripción del hardware con distintos niveles de abstracción: algorítmico, flujo de datos o RTL (lógica de transferencia de registros) ó estructural. Permite el modelado preciso, en distintos estilos, del comportamiento de un sistema digital conocido y el desarrollo de modelos de simulación. Facilita la documentación de las especificaciones y la verificación formal de las mismas. También facilita la reutilización de las descripciones en distintos proyectos.

Uno de los objetivos del lenguaje VHDL es el modelado. Por modelado entendemos al desarrollo de un modelo para simulación de un circuito o sistema previamente implementado cuyo comportamiento, por tanto, se conoce. El objetivo del modelado es la simulación.

El modelado del hardware en VHDL se realiza mediante la elaboración de unidades de código. Una unidad de código VHDL es compatible de manera independiente a cualquier otra unidad, salvando ciertas dependencias jerárquicas. Existen 5 tipos distintos de unidades de código [21]:

Unidades primarias:

- Declaración de entidad: Describe la interfaz con el mundo exterior y las características comunes a todas las arquitecturas.
- Declaración de paquete: Encapsula un conjunto de declaraciones relacionadas entre sí.
- Declaración de configuración: Selecciona que arquitectura (si hay varias) corresponde a las entidades contenidas en una “*Netlist*”.

Unidades secundarias:

- Cuerpo de arquitectura: Describe el funcionamiento del dispositivo.
- Cuerpo de paquete: Define los subprogramas y valores referenciados en un *package*.

Cada unidad de código está orientada a una determinada función dentro de la elaboración de un modelo VHDL. Las unidades VHDL compiladas se almacenan en librerías, tal como se muestra en la Figura 5.1.

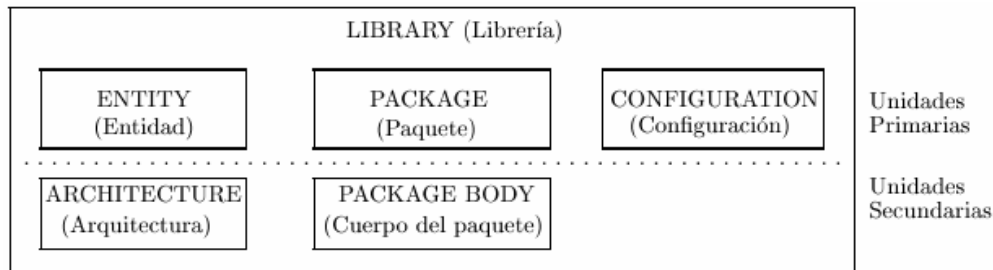


Figura 5.1: Librería y unidades que la componen.

Los elementos con que se elaboran las unidades de descripción VHDL son [22]:

- Los elementos que constituyen el lenguaje (sentencias, variables, identificadores, etc).
- Los tipos de datos y operadores predefinidos en la librería ESTÁNDAR (tipo entero, tipo hardware, etc).
- Los tipos de datos y operadores definidos en el paquete STD_LOGIC, que constituyen una ampliación del lenguaje.
- Tipos de datos, operadores y subprogramas definidos por el usuario y, habitualmente, encapsulados en paquetes VHDL.

Otro de los usos de este lenguaje es la síntesis automática de circuitos. En el proceso de síntesis, se parte de una especificación de entrada con un determinado nivel de abstracción, y se llega a una implementación más detallada, menos abstracta. Este lenguaje fue diseñado inicialmente para ser usado en el modelado de sistemas digitales. Por esta razón su utilización en síntesis no es inmediata, aunque lo cierto es que la sofisticación de las actuales herramientas de síntesis es tal que permiten implementar diseños especificados en un alto nivel de abstracción.

Las descripciones en este lenguaje son ejecutables en herramientas de diseño asistido por computadora (CAD) como simuladores, sintetizadores lógicos, etc. La portabilidad de las descripciones entre entornos de CAD está garantizada por la normalización de los lenguajes.

La síntesis a partir de VHDL constituye hoy en día una de sus principales aplicaciones. Las herramientas de síntesis basadas en el lenguaje permiten en la actualidad ganancias importantes en la productividad de diseño.

Algunas ventajas del uso de VHDL para la descripción hardware son [21]:

- Permite diseñar, modelar, y comprobar un sistema desde un alto nivel de abstracción hasta el nivel de definición estructural de compuertas.
- Algunos circuitos descritos utilizando este lenguaje, siguiendo unas guías para síntesis, pueden ser utilizados por herramientas de síntesis para crear implementaciones de diseños a nivel de compuertas.
- Al estar basado en un estándar (IEEE Std 1076-1987), los ingenieros de toda la industria de diseño pueden usar este lenguaje para minimizar errores de comunicación y problemas de compatibilidad.
- Permite diseño *Top-Down*, esto es, permite describir y analizar el comportamiento de los bloques de alto nivel, y refinar la funcionalidad de alto nivel requerida antes de llegar a niveles más bajos de abstracción de la implementación del diseño, como se muestra en la Figura 5.2.
- Permite dividir o descomponer un diseño hardware y su descripción en unidades más pequeñas.

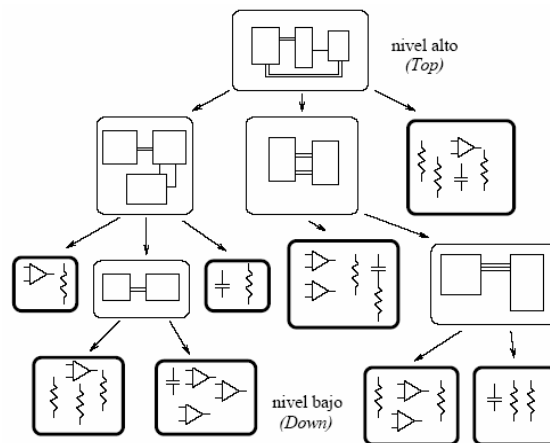


Figura 5.2: Metodología de diseño Top-Down.

Existen dos formas de describir un circuito. Por un lado se puede describir un circuito indicando los diferentes componentes que lo forman y su interconexión, de esta manera tenemos especificado un circuito y sabemos como funciona; esta es la forma habitual en que se han venido describiendo circuitos y las herramientas utilizadas para ello han sido las de captura de esquemas y las descripciones *Netlist*.

La segunda forma consiste en describir un circuito indicando lo que hace o cómo funciona, es decir, describiendo su comportamiento. Naturalmente esta

forma de describir un circuito es mucho mejor para un diseñador puesto que lo que realmente interesa es el funcionamiento del circuito más que sus componentes. Por otro lado, al encontrarse lejos de lo que un circuito es realmente, puede plantear algunos problemas a la hora de realizar un circuito partiendo de la descripción de su comportamiento [21].

Este lenguaje es interesante puesto que permite los dos tipos de descripciones [22]:

- Estructura: Puede ser usado como un lenguaje de *Netlist* normal y corriente donde se especifican por un lado los componentes del sistema y por otro sus interconexiones.
- Comportamiento: Se puede utilizar para la descripción funcional de un circuito. Esto es lo que lo distingue de un lenguaje de *Netlist*. Sin necesidad de conocer la estructura interna de un circuito es posible describirlo explicando su funcionalidad. Esto es especialmente útil en simulación ya que permite simular un sistema sin conocer su estructura interna. Este tipo de descripción se está volviendo cada día más importante porque las actuales herramientas de síntesis permiten la creación automática de circuitos a partir de una descripción de su funcionamiento.

5.2.2 Tipos de dispositivos lógicos programables

Para la implementación del sistema de control pensamos utilizar dispositivos lógicos programables como lo son los CPLD's o los FPGA's, según se ajusten a las características de nuestro diseño, tratando de elegir el más simple de ellos, y por lo tanto, con el menor costo. Para entender la diferencia entre estos tipos de circuitos a continuación presentamos una breve descripción de esta tecnología [22].

Hace algunos años el diseño tradicional de sistemas digitales implicaba la utilización de un gran numero de dispositivos de baja escala de integración, lo cual, ha sido desplazado por dispositivos de gran escala de integración. Esto no solo se ha aplicado a dispositivos complejos como memorias, microprocesadores y microcontroladores, sino que además, incluye a circuitos lógicos como máquinas de estado, contadores, registros, decodificadores y multiplexores.

Los costos para el desarrollo de sistemas digitales se han visto reducidos debido a la utilización y menor costo de los Dispositivos Lógicos Programables (PLD). El cual es un término general que se refiere a cualquier tipo de circuito integrado utilizado para implementar hardware digital; para el cual el circuito puede ser configurado por el usuario final para la realización de diferentes diseños. La

programación de estos circuitos implican la utilización de una unidad especial de programación, sin embargo, algunos circuitos pueden programarse “en sistema”, es decir, que no requieren más que una simple interfaz de programación.

Cuando trabajamos con este tipo de dispositivos encontramos términos que nos ayudan a conocer las características de cada uno de ellos con el fin de compararlas y elegir el que más nos convenga. Al hablar de capacidad lógica nos referimos a la cantidad de lógica digital que puede ser “mapeada” dentro de un solo PLD. Usualmente se mide en unidades de “numero equivalente de compuertas en un arreglo lógico tradicional de compuertas”. En otras palabras, la capacidad de un PLD es medida por el tamaño del arreglo de compuertas que contiene, o también, por la cantidad de compuertas NAND de dos entradas que representa.

La densidad lógica es la razón de lógica digital por unidad de área en un PLD. La Velocidad-Rendimiento es un parámetro de máxima velocidad de operación de un circuito que se ha implementado con un PLD. Para circuitos combinacionales el parámetro queda establecido por el mayor retraso ofrecido a través de cualquier trayectoria, y para circuitos secuenciales es la máxima frecuencia de reloj para la cual el circuito funciona correctamente.

La unidad más simple dentro de estos dispositivos es la macrocelda, el cual es un bloque lógico que está replicado en forma de arreglo en un PLD. Cuando un circuito se implementa con un PLD, éste primero se descompone en pequeños subcircuitos para poder ser “mapeados” dentro de una macrocelda. El término es más apropiado siendo utilizado al referirse a FPGA’s.

Existen principalmente dos tipos de PLD los PLA (*Programmable Logic Array*) y los PAL (*Programmable Array Logic*). Un PLA es un relativamente pequeño PLD que contiene solo dos arreglos lógicos, uno de AND’s y otro de OR’s donde ambos son programables. Por su parte el PAL difiere en la característica de que solo el arreglo de AND’s es programable y el de OR’s es fijo.

Siguiendo con la escala de integración tenemos al SPLD, que es un PLD simple, usualmente un PLA o PAL. Sus principales características son su bajo costo y su alta relación Velocidad-Desempeño pin a pin. Con el avance de la tecnología se lograron dispositivos de mayor capacidad que los SPLD’s, sin embargo, la principal dificultad para incrementar su capacidad radica en la rapidez con la que crece el arreglo lógico programable conforme aumenta el número de entradas. El único camino que permitiría gran capacidad basándose en la arquitectura de un SPLD, es la de integrar múltiples SPLD’s dentro de un solo dispositivo que provea una estructura programable de interconexión entre ellos. Esto se logra con el CPLD (*Complex Programmable Logic Device*), el cual consiste en un arreglo complejo de múltiples SPLD’s formado en un solo bloque. También lo llegan a denominar como EPLD (*Enhanced PLD*), super PAL, Mega PAL, entre otros nombres. Este tipo de dispositivos proveen capacidad lógica equivalente a por lo menos 50 SPLD’s, pero existiendo la dificultad de extender

este tipo de arquitecturas en altas densidades. La compañía pionera en CPLD's es Altera con su primera familia llamada ClassicEPLD's, a través de sus tres series tradicionales llamadas MAX 5000, MAX 7000 y MAX9000. Actualmente existen varias compañías que ofrecen una amplia gama de este tipo de dispositivos.

Para generar un PLD con verdadera alta capacidad lógica se requiere de una mejor arquitectura, como la de los arreglos de compuertas llamados MPGA's (*Mask Programmable Gate Array*). El cual consiste en un arreglo de transistores prefabricados que permiten adecuar la lógica necesaria por parte de los usuarios, por medio de la conexión de los transistores de la forma deseada. Esta interconexión se realiza durante la fabricación del circuito, con base en la información desarrollada por el usuario, lo que implica largos tiempos de desarrollo y costos altos. El MPGA no forma parte de los PLD's, ya que no es programable directamente por el usuario final.

Sin embargo, el MPGA tiene un equivalente dentro de los PLD's, llamado FPGA (*Field Programmable Gate Array*), el cual es un PLD que se caracteriza por contener una estructura general que permite una gran capacidad lógica. Al igual que el MPGA, contiene un arreglo de elementos lógicos disponibles, llamados macroceldas, y recursos de interconexión, pero con la diferencia de poder ser programables por el usuario final. El FPGA es el único tipo de dispositivo que soporta una verdadera alta capacidad lógica, siendo el mayor cambio en el camino del diseño de circuitos digitales.

Mientras que los CPLD's se caracterizan por tener un gran número de entradas (matriz de AND's), los FPGA's ofrecen menor cantidad de estos recursos lógicos, pero una mayor cantidad de flip-flop's en comparación a los CPLD's.

Para el caso de CPLD's y FPGA's es más notoria la necesidad de herramientas de programación CAD que nos permitan librar la complejidad que implica su programación en el menor tiempo posible, ya sea a través de utilizar herramientas de captura de esquemas, o través de algún lenguaje de descripción de hardware. Para el caso de FPGA's, la mayor diferencia se presenta en el paso de ajuste al dispositivo ya que requiere de tres pasos complejos, que son: el "mapeo" de compuertas lógicas básicas dentro de los bloques lógicos, distribución de los bloques lógicos seleccionados y "ruteo" para la unión a través de segmentos de interconexión entre los bloques lógicos.

5.2.3 Desarrollo del circuito digital de control

En el desarrollo de nuestro dispositivo de control decidimos utilizar VHDL para realizar nuestro diseño. Utilizamos la forma de diseñar a partir de la descripción de su funcionamiento, para lo cual tuvimos que generar un programa que describiera las unidades de código de VHDL, para que después el programa sintetice y simule el circuito, lo compile y genere los archivos

necesarios para la programación del dispositivo lógico elegido. Utilizamos para esto el programa MAX+PLUS II 10.0 de Altera, el cual nos fue mostrado y descrito en la asignatura de Electrónica Digital de nuestro plan de estudios.

MAX+PLUS II nos da la oportunidad de elegir el dispositivo lógico en el cual se va a compilar nuestro programa o elige por nosotros el óptimo. En caso de que nuestra elección sea incorrecta y el programa supere la capacidad del dispositivo, nos pregunta si elige un mejor dispositivo o agrega otros dispositivos como el elegido por nosotros hasta que el programa pueda ser compilado en ellos. Esto fue de gran ayuda, pues nos permitió ver el grado de avance que teníamos cada que modificábamos el programa.

Para la simulación cuenta con un editor gráfico que nos presenta el comportamiento de los puertos de entrada y salida, así como de las señales internas y registros del circuito diseñado. Si cambiamos los valores de las señales de entrada y simulamos al circuito nuevamente, dicho editor nos muestra los cambios que tendría el comportamiento de las diferentes señales internas y de salida de nuestro diseño. A continuación mostraremos algunas de las respuestas obtenidas en la simulación de los diferentes intentos hasta llegar al diseño final de nuestro circuito de control.

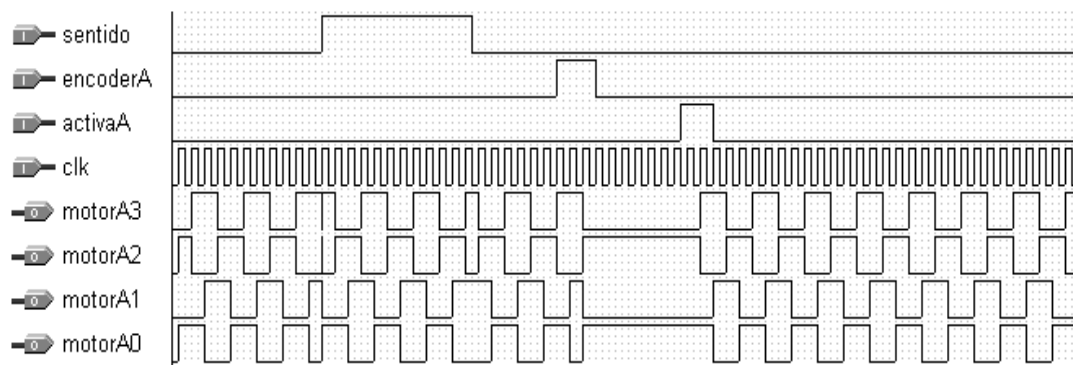


Figura 5.3: Primera aproximación del circuito de control.

Lo primero que hicimos fue desarrollar un programa sencillo que controlara, de la manera más simple, el moviendo de un solo motor y que estuviera pendiente de la señal del *encoder* o sensor de posición, la cual detendría el movimiento del motor hasta que llegara una señal que active de nuevo dicho movimiento.

La respuesta para este programa se presenta en la Figura 5.3. Nótese como la secuencia en las fases del motor cambia a cada pulso de la señal de reloj. También como la secuencia se invierte al cambiar la señal del sentido; aunque hay un pequeño punto (en el que se realiza la conmutación) para el cual existe un error, el cual se corrigió en los programas subsecuentes.

El comportamiento obtenido fue bueno puesto que se generaron correctamente las secuencias en las fases del motor y obedecieron a las señales de control. Esto nos alentó a seguir trabajando hasta llegar al circuito final.

Para facilitar la visualización de las señales en las fases del motor, las agrupamos en una señal binaria (*tempoA*) como se muestra a continuación en la Figura 5.4.

Esto se hizo en general con todas las señales que pudimos agrupar, con el fin de observarlas a todas de manera simultánea en la simulación.

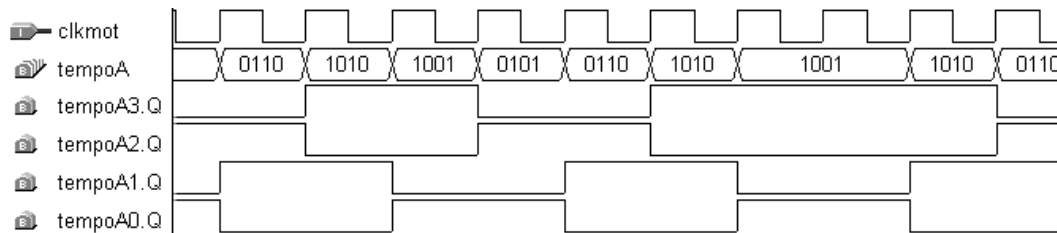


Figura 5.4: Agrupamiento de las señales en las fases del motor.

Siguiendo con la evolución de nuestro diseño observamos que el siguiente paso era que al dispositivo de control se le indicara el número de pasos a realizar por el motor, que cargara este dato y mandase la cantidad de conmutaciones necesarias en las fases del motor para realizar este número de pasos. Su respuesta se muestra en la Figura 5.5. Se observa cómo el número de pasos a realizar se ingresa por la entrada de tres bits *datoA* y es cargado por el circuito, quien lo guarda en la variable *contadorA*. Se observa que las señales en las fases del motor, agrupadas en *motorA*, conmutan cada ciclo de reloj y que *contadorA* decrementa también su valor cada que el motor da un paso. La variable *presente* representa una máquina de estados que controla el funcionamiento interno del circuito de control; en el estado 2 carga el dato junto con el sentido de giro, mientras que en estado 3 realiza el movimiento del motor; regresando al estado de origen cuando *contadorA* llega a cero nuevamente. Nótese como en el segundo dato cargado la señal *sentidoA* cambia, lo que ocasiona que la secuencia de las fases sea inversa para mover al motor hacia la dirección contraria.

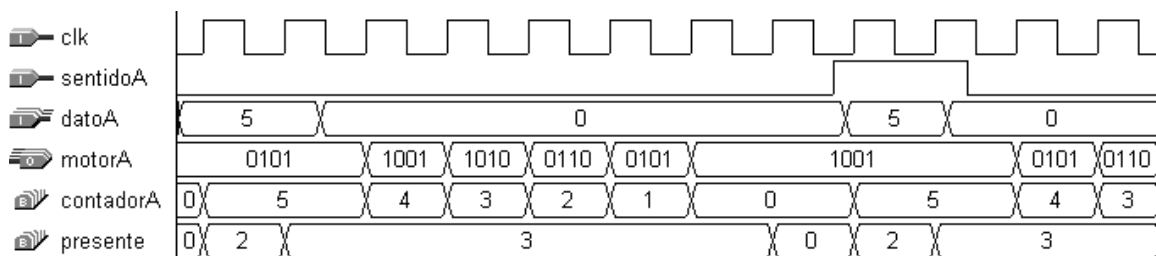


Figura 5.5: Siguiente respuesta del circuito de control.

Como se mencionó anteriormente describimos al circuito de control a partir de su comportamiento. Partimos de programas de circuitos sencillos y fuimos

incrementando características y funciones hasta que, después de muchos intentos y programas fallidos, obtuvimos el programa del circuito final, el cual describiremos a detalle a continuación. La descripción la realizamos para 2 motores, con el fin de observar mejor la base de funcionamiento del circuito, tal como se muestra en la Figura 5.6. Después, solamente se realizaron los cambios de manera análoga para que el circuito controlara a los 7 motores del módulo.

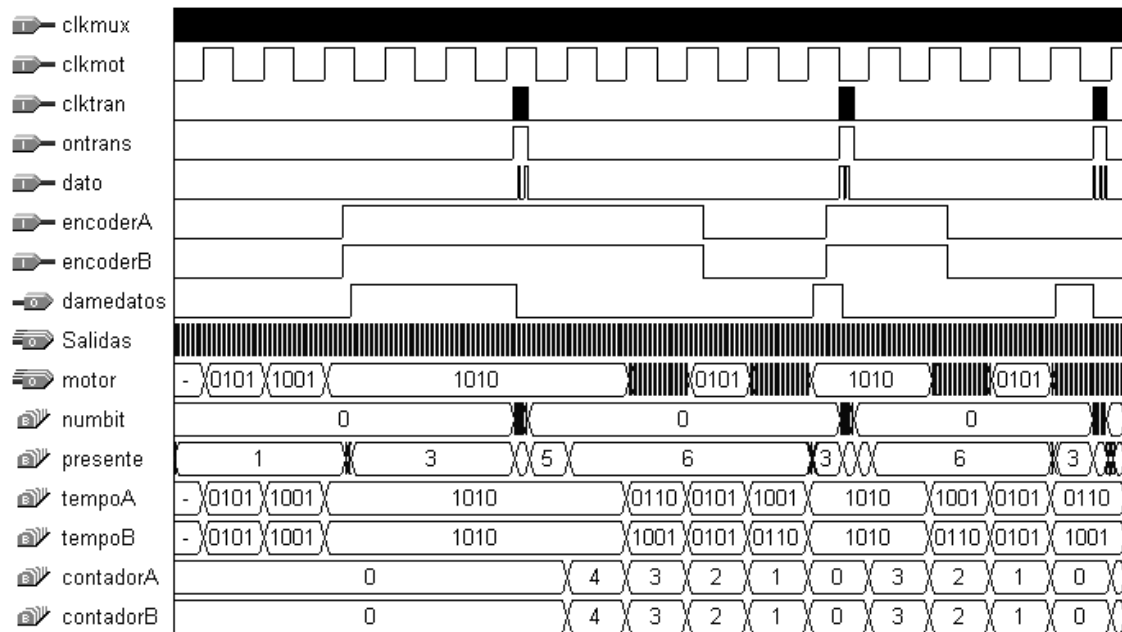


Figura 5.6: Respuesta final para el control de dos motores.

En esta imagen se muestra como el circuito parte de un estado inicial cero (*presente*="0"), el cual dura muy poco (un ciclo de *clkmux*) por lo que no se observa claramente, para después pasar al estado 1 donde el motor se mantiene en movimiento hasta que llegan las señales de los sensores de posición (*encoderA* y *encoderB*).

Dichas señales en este caso llegan juntas pero no es necesario que sea así, en caso de llegar en diferente momento (lo cual es más probable que suceda) el sistema esperará hasta que todas las señales de los sensores estén presentes para continuar.

Después manda la señal *damedatos*, la cual le indica a la interfaz de control que mande el número de pasos de manera serial. El motor se queda detenido hasta que llegan los datos para controlar todos los motores y son cargados en los contadores (*contadorA* y *contadorB*), los cuales se decrementan cada que el motor da un paso de acuerdo a su ciclo de reloj (*clkmot*). Nótese que ambos motores fueron cargados con 4 pasos pero en sentido contrario.

Al terminar los 4 pasos el circuito vuelve a mandar la señal *damedatos*. Esta vez los contadores se cargan con 3 pasos, cada motor en el sentido inverso al que realizo el movimiento anterior.

Esta operación se repite hasta que la señal de *enable* se desconecta y hace que el circuito se reinicie y espere nuevamente las señales de los sensores, tal como se muestra en la Figura 5.7. Esta vez llegan defasados pero el sistema espera hasta que llegan las dos señales para continuar.

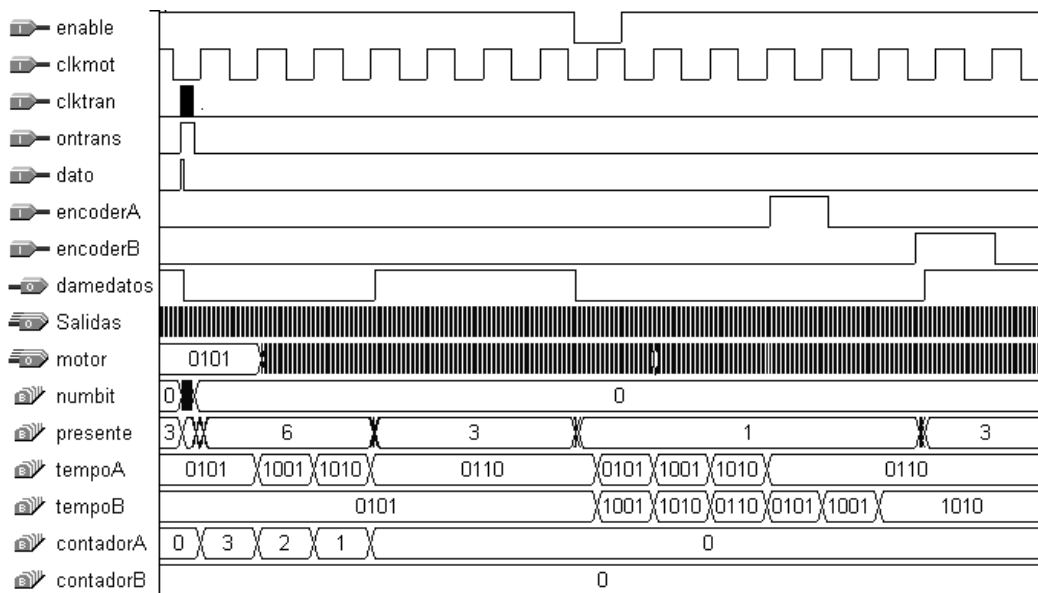


Figura 5.7: Respuesta final para el control de dos motores.

Para visualizar mejor la carga de datos de manera serial se presenta en la Figura 5.8 un acercamiento de gran magnitud. En ella se observa cómo fueron cargados los primeros datos de la Figura 5.5, ambos motores con 4 pasos. La carga obedece a la entrada *clktran*. y es la variable *numbit* quien la controla.

La secuencia que ingresó fue 00100011 y fue acomodada inversamente, de tal forma que al motor A le llega la información de dar 100=4 pasos en el sentido “0” y al motor B le llega la información de dar 100=4 pasos en el sentido “1”. Esto se carga hasta el siguiente ciclo de *clktran*.

Se diseñó una etapa de entrada de datos que funciona de manera serial y recibe la información para los desplazamientos de los 7 motores antes de mandar la orden de realizar dichos movimientos. Se diseñó de manera serial para minimizar el número de puertos de entrada, puesto que en vez de tener un canal de 4 bits para cada motor se tiene un solo canal de dos bits para todos los motores, uno para el dato y otro por que la carga de los datos en forma serial necesita de su propia señal de reloj (*clktran*).

Aunque también podríamos diseñarla en paralelo si así lo necesitáramos. La forma en que se ingresen los datos no es tan importante para el circuito de

control diseñado, pero podría ser una desventaja al diseñar la etapa que controlará a los n módulos para formar una antena de arreglo de fase.

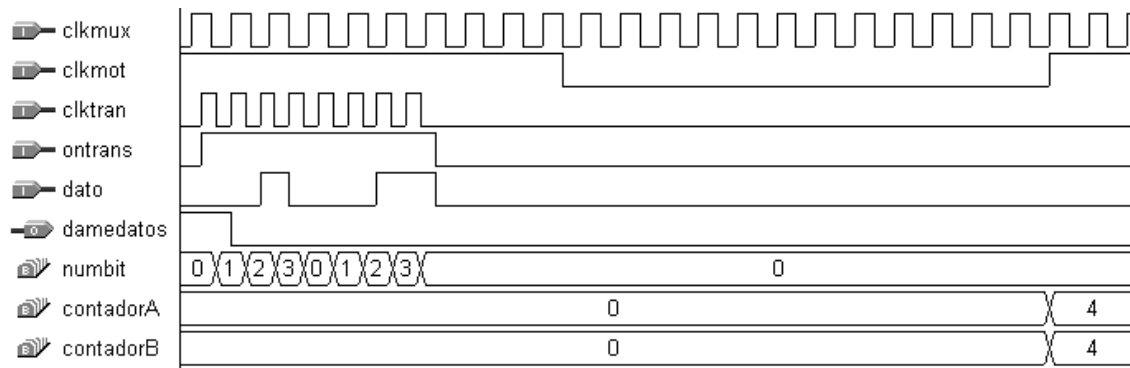


Figura 5.8: Entrada serial de los datos al circuito de control.

Las señales en las fases de los motores A y B se encuentran en las variables *tempoA* y *tempoB* respectivamente, pero para alimentar a la etapa de potencia con el menor número de líneas se implementó una etapa de multiplexaje dentro del circuito de control. De esta forma aprovechamos la característica del circuito L293 (que se describirá más adelante) de tener una entrada de habilitación que debe estar en nivel alto para que funcione.

Diseñamos el multiplexaje de tal manera que cuando la información correspondiente a *tempoA* estuviese en la salida del circuito de control, la salida A (conectada a la habilitación del circuito L293 del motor A) se encendiese mientras que B (conectada a la habilitación del circuito L293 del motor B) estuviera apagada. Pero cuando la información correspondiente a *tempoB* estuviese en la salida del circuito de control, el valor de las salidas A y B (agrupadas en *Salidas* en las figuras anteriores) se invertiría, tal como se muestra en la Figura 5.9.

Esta etapa de multiplexaje debe tener una señal de reloj (*clkmux*) con una frecuencia mucho mayor a la de paso del motor (*clkmot*) para que no ocasione errores de funcionamiento.

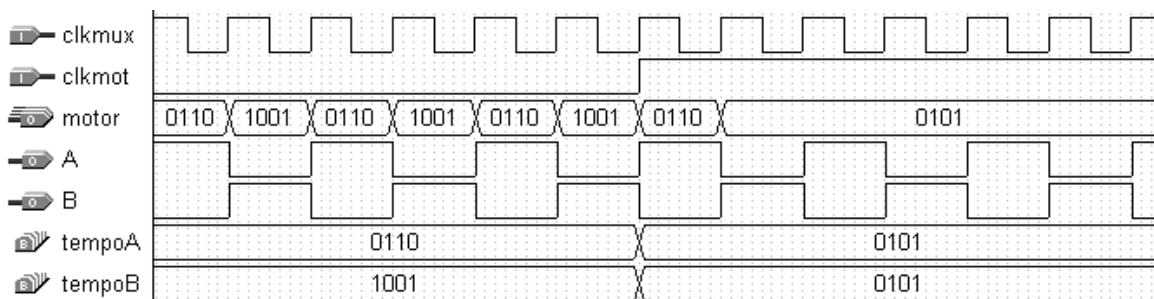


Figura 5.9: Multiplexaje a la salida del circuito de control.

El circuito descrito fue el que tuvo la mejor respuesta, así que decidimos buscar ahora el dispositivo donde se compilaría e implementaría nuestro diseño, usando para esto también el programa MAX+PLUS II.

Las primeras pruebas se compilaron en CPLD's sencillos como el EPM3032ALC44-10 o el EPM7032LC44-15, de las series MAX3000A y MAX7000S de Altera, los cuales teníamos disponibles en caso de necesitarlos. Sin embargo, los programas fueron creciendo tanto en tamaño como en complejidad. Lo que hizo que subiera la capacidad lógica de los dispositivos requeridos, pasando por el EPM3064ALC44-10 y el EPM7128SLC84-15 hasta llegar al EPM3256ATC144-10, el cual es un CPLD demasiado grande, tanto en capacidad como en dimensiones, para el sistema de control del modulo hexagonal, además el costo de los dispositivos se incrementa demasiado conforme aumentaba la capacidad lógica.

Debido a esto tuvimos que verificar nuestro diseño y después de depurarlo al máximo todavía no era lo suficientemente pequeño como para entrar en un dispositivo tan sencillo como el deseado. Así que decidimos cambiar de dispositivos y probar con algunos tipos de FPGA's. Sin embargo, el costo de estos dispositivos es mucho mayor que el de los CPLD's. Al observar esto decidimos buscar nuevas tecnologías en el diseño y fabricación de PLD's. Encontramos la arquitectura Cyclone, la cual tenía dispositivos con mayor capacidad lógica a un menor costo. Escogimos uno y al tratar de compilarlo nos dimos cuenta que no era soportado por MAX+PLUS II, sino que tendríamos que descargar un HDL de mayor capacidad como lo es el Quartus II. Sin embargo, presenta la dificultad de solo estar disponible la versión demo, por lo que requiere de compilación en red. Esto hace que el trabajo de diseño se complique y se haga más lento.

Debido a esto buscamos otras tecnologías que si fueran soportadas por MAX+PLUS II; encontrando la familia FLEX 6000, la cual es una familia de FPGA's con una arquitectura optimizada de gran capacidad lógica y de relativo bajo costo, un tanto diferente a los FPGA's observados anteriormente (FLEX 10K), pero que nos dio mejores resultados.

Al compilar nuestro diseño para el control de los 7 motores del módulo en el modelo EPF6010ATC100-3 observamos que lo soporta muy bien, utilizando solo un 36% de espacio. Por lo tanto, decidimos proponer la utilización de este circuito en la síntesis e implementación de nuestro diseño.

5.3 Diseño de la etapa de potencia

Para que el motor funcione correctamente es necesario alimentarlo con la corriente necesaria para que el par producido por las bobinas realice el desplazamiento de la flecha del motor, cuidando que dicha corriente llegue en el

instante exacto y con la polaridad correcta. Esto se puede conseguir utilizando un arreglo discreto de transistores ó, mejor aún, un circuito integrado existente comercialmente, el cual, tiene la ventaja de asignar ciertos pines dentro de su configuración interna para señales de habilitación. De esta manera se consigue una disminución de tamaño, complejidad y costo de esta etapa. Existen en el mercado circuitos con estas características tal es el caso de los circuitos L293, L298 o el SA1027 entre otros.

El dispositivo que decidimos utilizar debido a la facilidad en su implementación y control, es el circuito L293. El cual cuenta con 4 canales y es capaz de proporcionar una corriente de salida de hasta 1A por canal. Cada canal es controlado por señales de entrada compatibles TTL y cada pareja de canales, correspondiente a una de las fases del motor bifásico, dispone de una entrada de habilitación que desconecta las salidas de los mismos (de así requerirlo el sistema de control). El circuito dispone además de un pin para la alimentación de las cargas que se están controlando, de forma que dicha alimentación es independiente de la lógica de control. En la Figura 5.10 se muestra la distribución de sus pines. En (a) se presenta el encapsulado de 16 pines que tiene la clasificación L293B. Existe también su equivalente en la tecnología de montaje superficial, mostrado en (b) con la clasificación L293D.

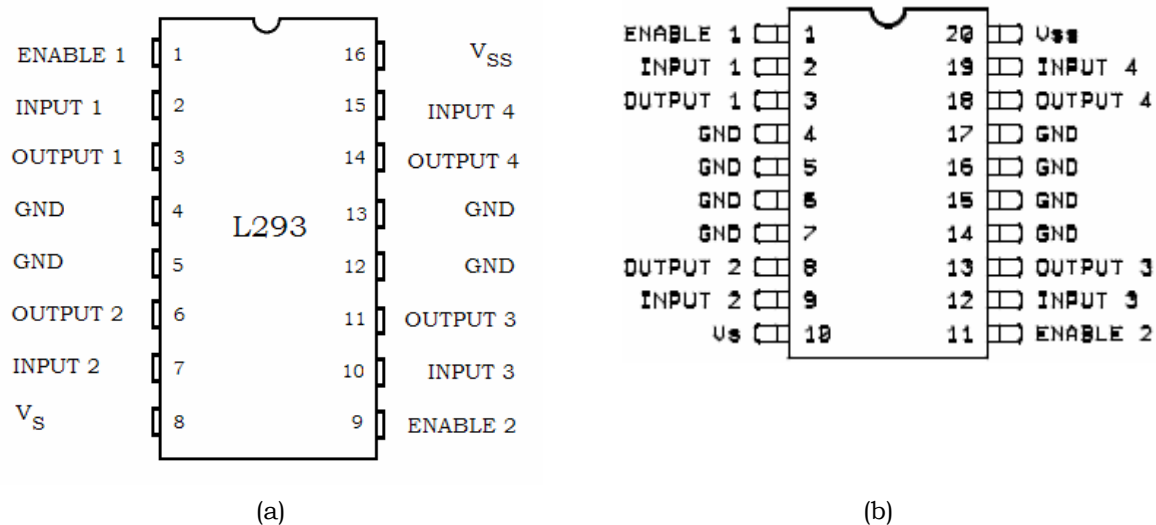


Figura 5.10: Distribución de los pines del circuito L293.

El circuito L293 basa su funcionamiento en un arreglo de puente H, formado por cuatro transistores de potencia montados en antiparalelo, como se muestra en la Figura 5.11.

Los transistores trabajan en corte-saturación y se comportan como conmutadores controlados por la señal que les llega a los pines de entrada. Su funcionamiento se puede visualizar de la siguiente forma. Si la entrada 1

presenta un nivel alto, los transistores TR3 y TR2 (NPN y PNP) reciben respectivamente un nivel alto y un nivel bajo en la base. Lo que les hace entrar simultáneamente en saturación. Mientras que a TR1 y TR4 les llegan las mismas señales produciendo que se queden en corte por ser de signo contrario (PNP y NPN respectivamente), en estas condiciones el motor gira en un sentido como puede verse en la Figura 5.11 (a).

Cuando cambian el valor de la señal en la entrada 1, los transistores que se saturan son TR1 y TR4, mientras que los que pasan al estado de corte son TR3 y TR2, como puede verse en la Figura 5.11 (b).

Para facilitar la descripción del funcionamiento del circuito, se ilustra entre la entrada 1 y la entrada 2 un elemento inversor. Esto para considerar que las señales enviadas a las entrada 1 y 2 del L293 deben ser siempre inversas (para este tipo de motor).

En realidad las entradas son independientes una de la otra. La etapa de control debe cuidar de mandar las señales de entrada en la secuencia correcta para el buen funcionamiento del motor.

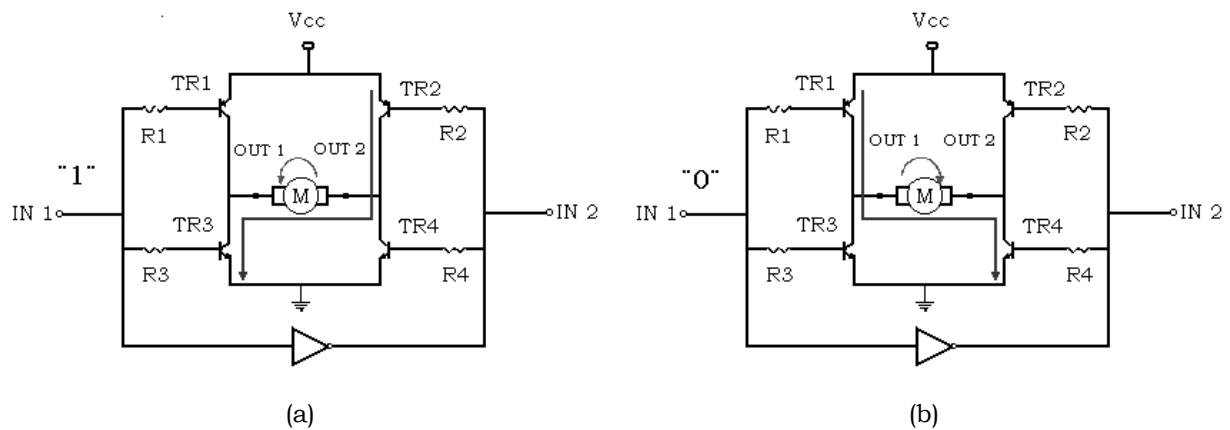


Figura 5.11: Funcionamiento del circuito L293.

El L293 puede ser utilizado para alimentar 3 tipos diferentes de motores: unipolares (o de CD), bipolares monofásicos y bipolares bifásicos. Puede alimentar hasta 4 motores unipolares, 2 bipolares monofásicos o un motor bipolar bifásico. El comportamiento ilustrado en la figura pasada fue para un motor bipolar monofásico. En la Figura 5.12 se ilustra cómo podemos utilizar este circuito para alimentar simultáneamente dos motores unipolares (de CD) y un motor bipolar monofásico.

Para las pruebas de caracterización y respuesta del motor AM0820, así como del sensor óptico se utilizó un circuito L293B. Sin embargo para la implementación del módulo hexagonal decidimos proponer la utilización de siete circuitos L293D, los cuales al ser de montaje superficial, ocupan menos espacio y su consumo de potencia es menor. Esto debido a que el máximo de

corriente que pueden suministrar es de 600 mA, a diferencia del otro tipo de encapsulado que puede suministrar hasta 1 A. Esto no representa un problema, puesto que, el motor utilizado necesita solo 225 mA para su correcto funcionamiento. Aun siendo de montaje superficial no es posible montar los siete circuitos a una sola cara de la placa hexagonal, por lo que necesitaríamos ocupar las dos caras o interconectar dos placas hexagonales. Mas adelante se describirá a detalle la forma en que se interconectarán las diferentes etapas del modulo hexagonal.

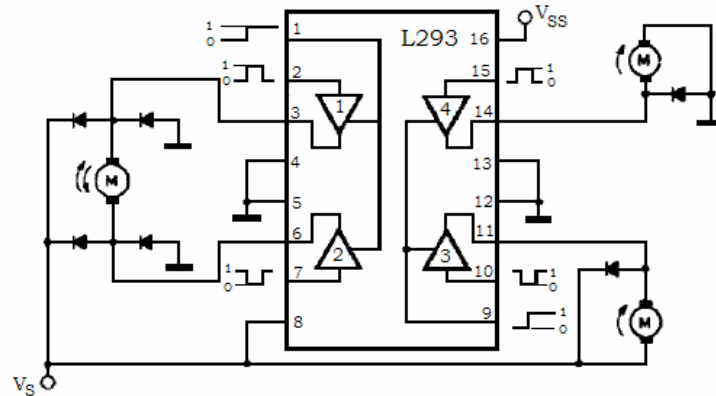


Figura 5.12: Ejemplo de utilización del circuito L293.

Al trabajar con el motor AM0820 tuvimos que considerar que este motor está diseñado para controlarse por corriente y el circuito L293 está diseñado para tener salida TTL (5 V), lo que podría quemar el motor al conectarse a este circuito. Por lo tanto tuvimos que proteger a dicho motor con resistencias, que calculamos de 12.7Ω por cada fase para formar un equivalente de 20Ω . Cuando se presenta el nivel alto (5 V) en una de las fases la máxima corriente que podría circular sería de 250 mA. Sin embargo, al observar su funcionamiento verificamos que la resistencia de protección que provocaba una corriente de alimentación en las fases de 225 mA era de 7.8Ω . Concluimos que esto se debía a las pérdidas en el interior del circuito al introducir la resistencia.

La característica del circuito L293 que más nos ayudo en la etapa de control fue, como se mencionó anteriormente, el tener un pin de entrada con la capacidad de inhabilitar las salidas en cada fase. Esto nos permitió diseñar una etapa de multiplexaje con el fin de reducir el número de salidas del circuito digital de control. El circuito L293 cuenta con una habilitación por cada fase del motor, así que tuvimos que interconectarlas para activar y desactivar completamente al motor cada que era necesario.

5.4 Resultados y Conclusiones

La mejor opción para realizar la etapa de control de los motores del módulo fue utilizar un circuito especialmente diseñado para la aplicación. Utilizamos VHDL y MAX-PLUS II para su desarrollo, síntesis y simulación. El circuito diseñado tuvo que cumplir con todas las características que requería el control del módulo.

La entrada de los datos se diseñó de manera serial para minimizar el número de líneas de alimentación al circuito de control. El circuito de control realiza las conmutaciones necesarias en las señales que alimentarán a las fases del motor dependiendo del dato que ingresa para cada motor y no permite la carga de los nuevos datos hasta que todos los motores hayan terminado su desplazamiento. Como se tienen muchas líneas de salida, cuatro por cada motor, se realizó una etapa de multiplexaje de las señales a las fases de los motores, la cual disminuyó el número de salidas de 28 líneas anteriormente necesitadas a 4 líneas para las señales y 7 líneas para las habilitaciones de los motores.

Cada que el sistema es reiniciado, el circuito de control posiciona a todos los motores en su punto inicial o de origen, utilizando para esto la señal del sensor de posición descrito en el capítulo anterior.

Las pruebas de simulación realizadas al circuito de control diseñado fueron satisfactorias. Las señales de control se comportan como se esperaba y no se presentan disparos en falso o errores en las conmutaciones de dichas señales.

Para la compilación y síntesis de nuestro diseño se eligió el modelo EPF6010ATC100-3 de la familia FLEX 6000 de Altera. Observamos que soporta muy bien nuestro programa, utilizando solo un 36% de espacio. Lo que nos permite tener la capacidad de realizar modificaciones y mejoras al circuito en caso de que las especificaciones del módulo cambien.

Para la etapa de potencia elegimos trabajar con el circuito L293 debido a que permite el control de motores bipolares de dos fases, como el seleccionado para la implementación del módulo, y contiene una entrada de habilitación, la cual nos permitió realizar la etapa de multiplexaje para las salidas del circuito de control.

Capítulo 6

Propuesta de implementación del módulo hexagonal

6.1 Introducción

Para la implementación del módulo hexagonal, que cuenta con siete elementos radiadores, se tienen que considerar ciertas restricciones en cuanto a las dimensiones y el tipo de materiales utilizados en su implementación.

Como el arreglo de fase estará formado por la interconexión de un número n de módulos hexagonales como el diseñado, se podrá usar todo el espacio requerido hacia atrás del módulo, viendo al arreglo de elementos radiadores de frente en un mismo plano. Cuidando de no invadir espacio fuera del área determinada por el módulo hexagonal.

Esto con el objetivo de que al ensamblar dichos módulos el empalme sea el adecuado. Por esta razón, se propone un diseño para la implementación del módulo, el cual estará formado por varias etapas en cascada hacia atrás del módulo, es decir, con varios pisos separados a través de bujes. Para dichas etapas proponemos una distribución de la siguiente manera. En la primera etapa se encontrarán montados los motores de pasos, en la segunda se tendrá el acoplamiento de los sensores de posición y la electrónica para su adecuado funcionamiento. En la tercera se tendrá la etapa de potencia la cual servirá para la alimentación de los motores, en ésta se colocará un circuito integrado L293D para alimentar a cada uno de los motores, colocándose en total siete circuitos como el mencionado anteriormente. Finalmente, en la cuarta etapa estaría conectado el circuito de control junto con las terminales necesarias para su correcto funcionamiento.

Tomando en cuenta las dimensiones tan pequeñas con las que cuenta el módulo, su construcción resulta complicada y debe considerar varios aspectos, optando por los más adecuados para su óptimo desempeño.

6.2 Diseño de la placa hexagonal

Para el buen funcionamiento del arreglo de fase es necesario colocar una pantalla de conductor metálico a una distancia de 4 mm del arreglo de elementos radiadores, esto para cumplir con la condición de que los elementos radiadores se encuentren a una distancia de $\lambda/4$ con respecto a la pantalla reflectora; considerando que la frecuencia de trabajo estará dentro de la banda Ka. Se puede aprovechar la pantalla para fijar ahí a los motores, utilizando la cuerda que tienen, la cual se describió en el capítulo 3. Así que se diseñó una placa hexagonal con las dimensiones mencionadas en capítulos anteriores. Dicha placa debe cumplir con las características de reflexión de la pantalla reflectora y con las características mecánicas de soporte.

El material a utilizar debe ser un buen conductor para una total reflexión de la señal electromagnética, y debe ser maleable, es decir, fácil de maquinarse, para la realización de la placa y sus perforaciones con rosca. Por lo tanto, se decidió utilizar durialuminio (aluminio maquinable) para su construcción.

La placa se dividió en dos: superior e inferior. Esto debido a que los diámetros de la rosca y las extensiones de soporte de los diafragmas, eran diferentes. Para la placa superior o reflectora, el espesor debe ser al menos de 3mm. Se diseñó con esta medida para proteger y evitar que la señal de microondas penetre la placa y dañe al motor. Para la placa inferior o de soporte el espesor debe ser al menos de la longitud del área con rosca. Tal como se muestra en la Figura 6.1.

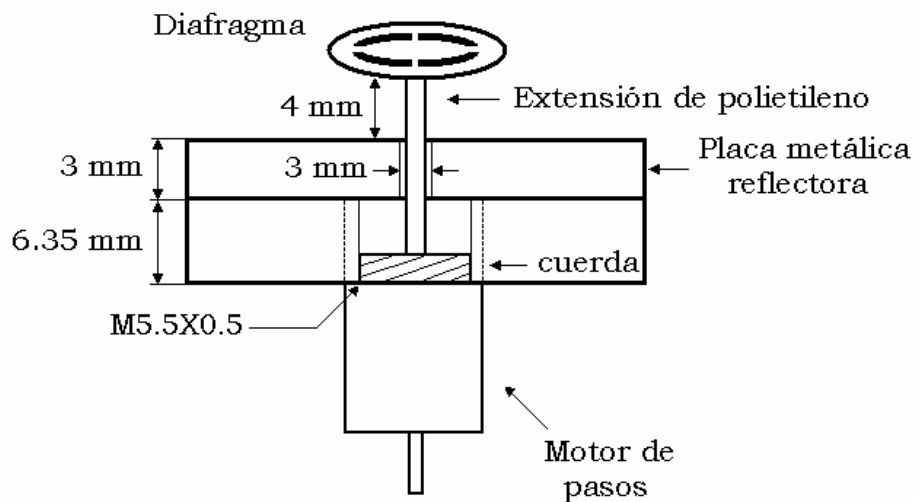


Figura 6.1: Montaje de las placas.

La placa reflectora deberá tener siete perforaciones con un diámetro un poco mayor que el de las extensiones de polietileno. Dichas extensiones deben realizarse con mucho cuidado para no dejar un espacio entre la extensión y la

placa, lo que ocasionaría que la señal de microondas pase y llegue hasta el motor; pero también debe permitir que al moverse el motor las extensiones puedan girar libremente.

Para diseñar la placa de soporte se consideró que los motores tienen una cuerda para atornillarse con un paso de 5.5×0.5 . Se diseñaron las perforaciones para la rosca respetando este diámetro. Cabe mencionar que el paso de la rosca es milimétrico y de una medida muy poco usual, lo que dificultó mucho su realización. No hay restricción en cuanto al espesor de esta placa siendo en este caso de 6.35 mm.

Finalmente, al montar el módulo se empalman las dos placas con perforaciones de diferentes diámetros. Se podría hacer todo en una misma placa, pero sería más complicado, al momento de maquinar, hacer diferentes diámetros en la misma perforación.

Los diagramas para la realización de las placas hexagonales se realizaron en AUTOCAD, que es un programa de dibujo técnico. Los elementos radiadores están separados entre ellos 1mm; por lo que la distancia entre las perforaciones, de centro a centro, es de 10 mm. Para el soporte del módulo se perforaron 4 barrenos con diámetro de 1.6 mm, es decir 1/16 de pulgada, con 64NS para ambas placas. Con la idea de que todas las placas de las siguientes etapas tengan estas perforaciones para atravesar un tornillo y mantener todas las etapas unidas.

Las dimensiones de las placas superior e inferior se muestran en los planos de la Figura 6.2.

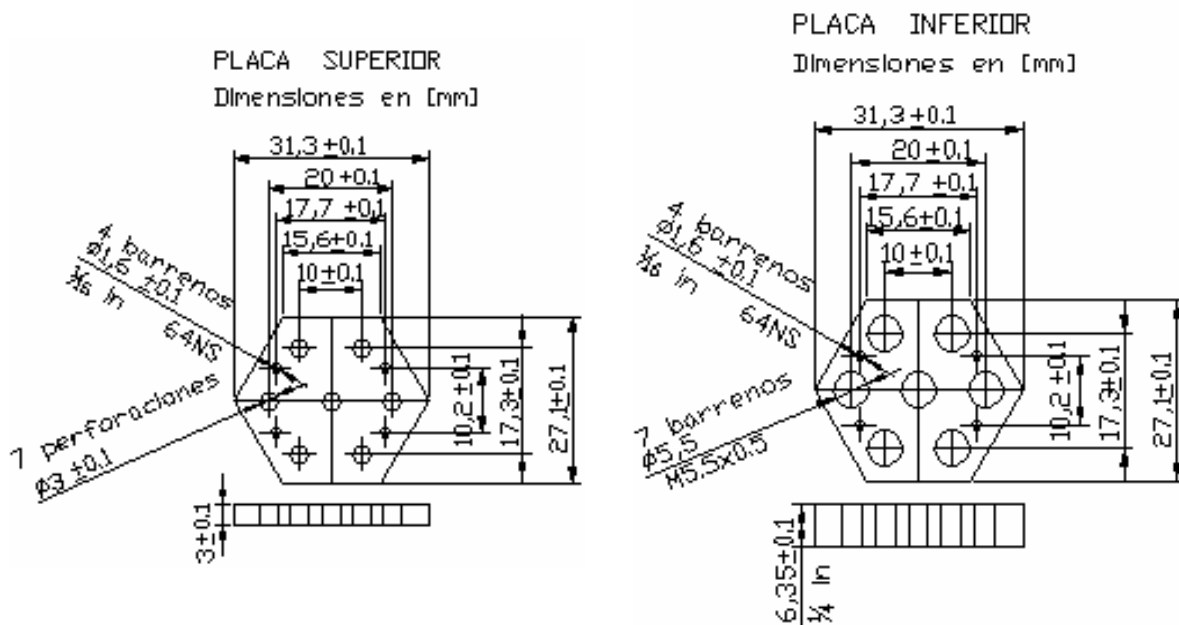


Figura 6.2: Dimensiones de las placas hexagonales superior e inferior.

Las placas superior e inferior se mandaron construir con un fabricante, a partir de los planos o diagramas mostrados en la figura anterior. Las placas terminadas se muestran en la Figura 6.3.

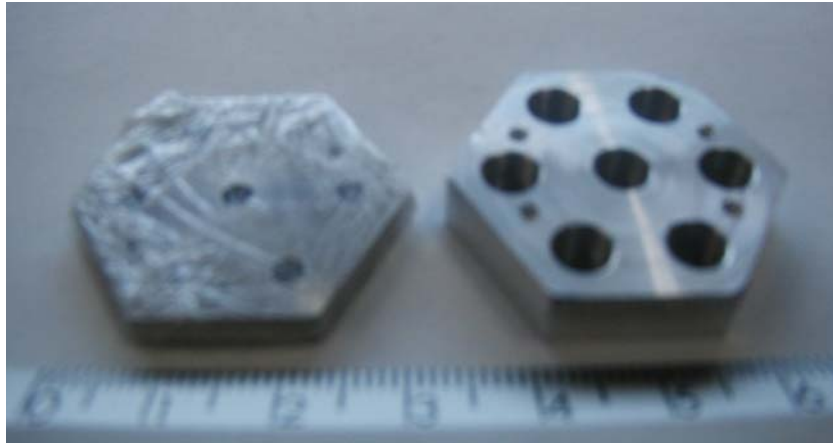


Figura 6.3: Placas hexagonales superior e inferior.

Estos mismos planos nos servirán para construir las placas de las etapas posteriores del módulo, las cuales no necesariamente tienen que ser del mismo material; se puede utilizar un material más ligero. Podemos utilizar como material para las demás placas una tarjeta fenólica, con la ventaja de poder conectar la electrónica necesaria para cada etapa aprovechando el material conductor que la cubre.

Otra ventaja que se tuvo al realizar los planos en AUTOCAD, fue poder convertir los archivos a un formato que las máquinas de control numérico del Taller del Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica del CCADET podían identificar, lo que nos ayudó a poder cortar las placas utilizando estas máquinas.



Figura 6.4: Placa hexagonal utilizando tarjeta fenólica.

En la Figura 6.4 se muestra una placa hexagonal realizada en las máquinas de control numérico del CCADET, utilizando como material una tarjeta fenólica. Dicha placa tiene perforaciones para las extensiones de los discos reflectivos utilizados en la etapa del sensor de posición. Se propone que esta placa sirva para dar soporte a los cables de alimentación de las fases del motor, evitando así que estorben y no permitan el correcto funcionamiento de los sensores. Es necesario hacer ranuras en cada lado de la placa para poder pasar los cables a través de ellas. Las placas posteriores no necesitarán las perforaciones para las extensiones, solo llevarán las perforaciones de los tornillos de soporte y las ranuras para los cables de interconexión entre etapas. Así, el área del módulo será utilizada en su totalidad para colocar adecuadamente la electrónica que cada etapa necesita.

6.3 Realización de las extensiones

Los elementos radiadores (diafragma) van acoplados a las flechas de los motores de pasos con una extensión de polietileno, tal como se muestra en la Figura 6.1. Utilizando un pegamento adecuado, dicha extensión se unió tanto al centro de los diafragmas como a la flecha de los motores. Se utilizó polietileno por que con este material se obtiene, a una frecuencia de 10 GHz, una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 2.25$, y tangente de pérdidas muy baja, $\tan\delta = 0.0004$. Con lo que se espera, que al añadir esta pieza no se obtengan demasiadas pérdidas de inserción en el sistema.

Para las extensiones de los discos reflectivos de la etapa del sensor de posición, consideramos la posibilidad de hacer una pieza que se adecuara a las dimensiones, evitando con esto utilizar pegamento y garantizar que con el movimiento no se va a despegar. Por esta razón pensamos en realizar una pieza, la cual se acoplará tanto en la flecha del motor como en el centro de los discos. Esta pieza se acopla a la flecha del motor a través de una perforación, la cual será de un diámetro un poco más pequeño que las dimensiones de la flecha, de tal modo que entre a presión y no se mueva. De la misma manera se acopla dicha pieza a los discos reflectivos a través de un pequeño diámetro saliente, de tal forma que entre también a presión en una perforación hecha al centro de los discos.

Esta pieza está diseñada de tal forma que el disco reflectivo se apoye en una superficie plana. Tal como se muestra en la Figura 6.5. Para la realización de esta pieza requeríamos de un material plástico, con el fin de que pudiera entrar a presión la flecha del motor; que sea ligero, aislante y que fuera maquinable, por lo que decidimos utilizar nylamid, el cual es un material relativamente fácil

de maquinar. Estas piezas las hicimos con la ayuda de un torno facilitado en el CCADET.

Por las dimensiones tan pequeñas de estas piezas se tuvo algunas dificultades en su realización, ya que el material se calienta muy rápido provocando que no se tenga el acabado deseado, así mismo, nuestra falta de experiencia para utilizar el torno, hizo que requiriéramos dedicar mucho tiempo a la fabricación de estas piezas. Las dimensiones de las piezas se muestran en la Figura 6.5 y las piezas construidas finalmente con estas dimensiones en la Figura 6.6.

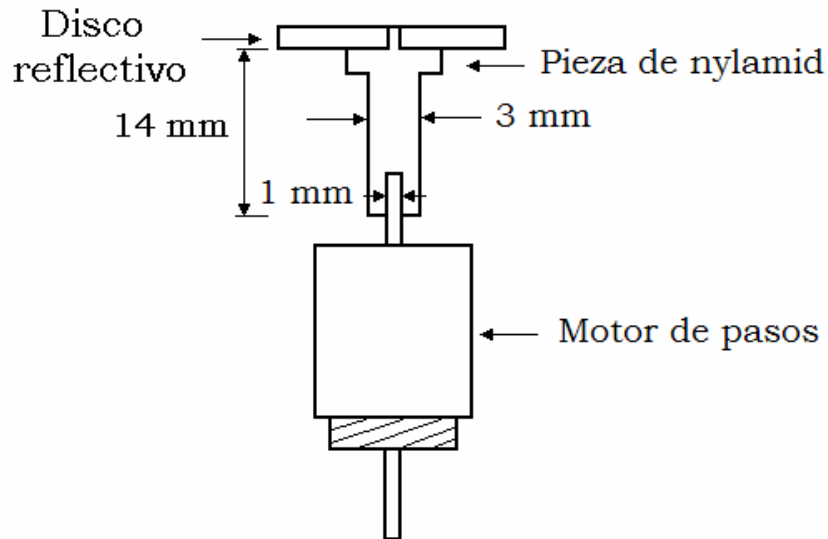


Figura 6.5: Pieza para la extensión de los discos reflectivos.

Decidimos utilizar esta idea también para acoplar los diafragmas, pero antes fue necesario conocer si al utilizar este material se tendrían pérdidas en cuanto a la señal transmitida por la antena. Para ello observamos la respuesta a las microondas de este material.

Con la ayuda de un analizador de redes, medimos los parámetros, colocando trozos de este material hasta llenar el área de una guía de onda. Obteniéndose para una frecuencia de resonancia de 10.5905 GHz una constante dieléctrica de $\epsilon_r=2.36$, y una tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.0415$.

Tenemos un considerable aumento en la tangente de pérdidas de este material comparado con el polietileno, por lo que al utilizar este material se podrían aumentar las pérdidas de inserción y no podríamos garantizar el adecuado funcionamiento del elemento radiador.

Investigando la tangente de pérdidas para algunos materiales que cumplen con las características requeridas, encontramos que el poliestireno para una frecuencia de 10 GHz tiene una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 2.54$, y tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.00033$, un poco más baja que la del polietileno. Por tal motivo tratamos de conseguir este material en barra para poder trabajarlo más fácilmente en el torno, pero no fue posible encontrarlo así, por lo que

tendríamos que utilizar objetos fabricados con este material y cortarlos para después llevarlos al torno, complicando mucho el trabajo de maquinado.



Figura 6.6: Piezas de nylamid.

Encontramos polietileno en barra y decidimos trabajar con él en la realización de las piezas. Desgraciadamente, este material cuesta mucho trabajo de maquinar, puesto que, es un plástico que con el calor se derrite fácilmente y no es posible darle la forma deseada. Se tendría que utilizar otros métodos de maquinado si quisiéramos seguir trabajando con él. Por esta razón decidimos trabajar con las piezas hechas en el torno, solo en la parte trasera, ya que aquí no afectan las características para microondas del material que utilizemos, solo debe cumplir las características de maquinado.

En la Figura 6.7 se muestra el acoplamiento del motor con las extensiones, tanto para el disco reflectivo como para el diafragma.



Figura 6.7: Piezas de nylamid.

6.4 Propuesta de diseño para la implementación de las etapas

Como se comentó anteriormente, podemos utilizar todo el espacio necesario hacia la parte trasera del módulo hexagonal, con la restricción de no salir del área delimitada por el hexágono, por lo que nuestra propuesta es que el módulo esté conformado por varias etapas, es decir por varios pisos con bujes de separación entre ellos. La primera etapa como se mencionó es la de soporte de los motores, que a su vez contiene el arreglo de elementos radiadores y la placa metálica reflectora. La segunda etapa es la formada por el sensor de posición para cada uno de los siete motores, con los discos reflectivos y su electrónica que consta de leds emisores, fototransistores, resistencias, comparadores y filtros. La tercera es la etapa de potencia que se encarga de la alimentación de cada uno de los motores, en la cual se colocarán 7 circuitos integrados L293D de montaje superficial. Cabe mencionar que todos los dispositivos utilizados para la electrónica serán de montaje superficial, esto para cumplir con las dimensiones establecidas.

La cuarta etapa es la etapa del control electrónico para los siete motores del módulo, formado por un CPLD (Dispositivo Lógico Programable Complejo). Este dispositivo tomará, de la etapa de sensado, la posición de origen para cada motor (que a su vez indicará la posición inicial del elemento radiador) para que posteriormente se le indique el número de pasos que se tiene que mover cada motor para que la antena pueda redireccionar la señal como se desee. El circuito de control proporcionará a la etapa de potencia el número de conmutaciones necesarias en su entrada, para desplazar al motor la cantidad de pasos que se le indicó. Proporciona además, la señal de habilitación para cada motor cuando la salida del circuito sea la que corresponde a cada motor. Para la conexión interna de las diferentes etapas se tienen diversas líneas de alimentación, las cuales se muestran en la Figura 6.8. Puede observarse como las etapas de control, potencia y sensado de posición requieren de polarización para poder funcionar.

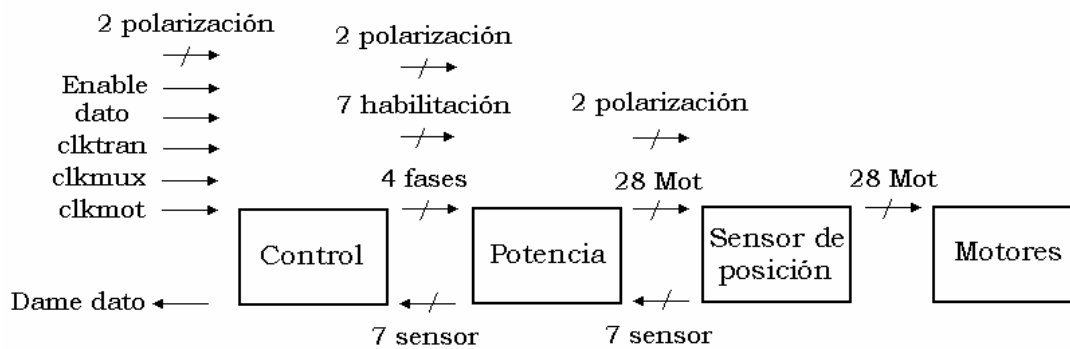


Figura 6.8: Líneas de interconexión entre etapas.

La etapa de control requiere de varias señales para su correcto funcionamiento. Necesita las 7 señales de los sensores de los motores. Requiere de tres señales de reloj; una de alta frecuencia para multiplexar las señales de los 7 motores a través de un solo canal (clkmux), otra para controlar la velocidad de paso del motor (clkmot) y otra para sincronizar la toma de datos de forma serial (clktran). Necesita una entrada para que se le manden los datos del número de pasos que debe dar el motor y el sentido de giro (dato). Finalmente, necesita una señal de habilitación, la cual en caso de tener un nivel bajo de voltaje hace que el circuito se reinicie y vuelva a posicionar a todos los motores en su punto de inicio u origen (enable). Este circuito a su vez indica a través de una salida, cuando está listo para recibir la información del número de pasos y el sentido de los mismos para llevar al motor a su nueva posición (damedato). Esta salida debe conectarse a una etapa superior de control que hace el procesamiento de los datos de las posiciones actuales de los motores y obtiene el número de pasos y su sentido para llevar los motores a las nuevas posiciones que redireccionen la señal de microondas. Si la forma de mandar las señales al circuito de control necesita modificarse, el diseño del circuito también puede hacerlo.

A su vez la etapa de control manda a la etapa de potencia las cuatro señales para las fases de los motores, las cuales se interconectarán para los 7 circuitos L293D, y las 7 señales de habilitación (una por cada circuito de potencia).

La etapa de potencia alimenta a los motores, por lo que manda 4 señales para las fases de cada motor, dando un total de 28 líneas.

La etapa de sensado de los motores solo necesita de polarización para funcionar, a su vez manda a la etapa de control las 7 señales de posición de los motores. Cabe mencionar que, aun cuando algunas señales no sean necesarias para que funcionen ciertas etapas, deben recibir dichas señales y mandarlas a la siguiente etapa, como se muestra en la Figura 6.8.

Otro punto a considerar es el diseño de las pistas en cada una de las placas, de tal manera que su distribución sea la adecuada y así utilizar todo el espacio disponible. La mejor manera de hacerlo es utilizar programas de computadora que generen la interconexión entre componentes (pistas).

Otra idea es la de utilizar las placas de tableta fenólica por ambos lados, así se tendría más espacio y se utilizarían menos cables de conexión.

Es necesario también diseñar la manera de cómo colocar los cables de interconexión entre cada piso, hay muchas formas de acomodarlos, pero se tiene que adecuar a las dimensiones tan reducidas con las que se cuenta. Una manera es que todas las placas tuvieran las mismas dimensiones y que las áreas centrales se perforaran para poder pasar los cables de conexión. El problema que se tiene es que con las perforaciones se perdería espacio para las pistas. Otra forma sería que las dimensiones de las placas posteriores fueran menores para poder pasar los cables por todo el perímetro del hexágono, una desventaja que se tiene con esto es que al ser más pequeñas las placas

posteriores tendrían un movimiento, lo que ocasionaría una inestabilidad en la etapa de los sensores.

La manera que creemos es la más adecuada, es que todas las placas fueran de las mismas dimensiones y hacer unas ranuras laterales para poder pasar a través de ellas cables planos de interconexión.

6.5 Conclusiones

La propuesta de implementación del módulo mostrada en este capítulo cumple con las características de diseño y con las restricciones para su implementación. Consideramos que podríamos pasar a la fabricación de dicho módulo, puesto que ya contamos con las placas de soporte y con el programa para generar el circuito de control del módulo. Sin embargo, el circuito FPGA que consideramos en la síntesis de nuestro diseño no es de fácil adquisición. Como dicho circuito no se consiguió, proponemos como trabajo a futuro:

- El diseño de las pistas de interconexión para la electrónica de las diferentes etapas del módulo.
- La síntesis del FPGA seleccionado a partir del programa diseñado.
- Las pruebas de funcionamiento del circuito de control diseñado.
- La implementación de las diferentes etapas del módulo hexagonal.
- Las pruebas del correcto funcionamiento del módulo ya ensamblado.
- La caracterización de la respuesta del módulo hexagonal.

Conclusiones

Las conclusiones principales del presente trabajo se enuncian a continuación:

- Se eligió un motor de pasos para realizar la rotación mecánica de los elementos radiadores debido al elevado grado de precisión y exactitud que tiene su posicionamiento mecánico. Además, su desplazamiento angular es siempre el mismo para cada paso, por lo que es posible utilizar el principio de cambio de fase de Fox en el modelado de la respuesta de la antena.
- Realizamos acciones de control para mejorar la respuesta del motor y suprimir el sobrepaso. Obteniéndose una disminución del número de oscilaciones y reduciendo su tiempo de estabilización en un 55%, de 45 ms a 20 ms para una frecuencia de paso del motor de 20 Hz.
- Debido a las dimensiones tan reducidas del módulo es muy difícil la implementación de un codificador de posición absoluto. Decidimos implementar un sensor reflectivo para la detección de la posición inicial del motor utilizando un led emisor de infrarrojo y un fototransistor. Dicho sensor presentó una buena respuesta, ya que detectó correctamente el paso de la franja reflectiva dentro del disco opaco acoplado a la flecha del motor.
- Decidimos no utilizar un circuito comercial y ocupar un circuito de control diseñado específicamente para la aplicación. Se utilizó VHDL por que permite la migración a otras familias de dispositivos lógicos en caso de así convenir al diseño. Para la simulación y la síntesis de nuestro diseño utilizamos MAX-PLUS II.
- La síntesis de nuestro circuito de control fue realizada en un FPGA de mediana capacidad lógica y bajo costo (EPF6010ATC100-3) ocupando solo el 36% del total de su capacidad. La simulación del circuito de control muestra un buen comportamiento de sus señales, ya que no presentan disparos en falso ni errores en las conmutaciones requeridas.
- Para la etapa de potencia utilizamos el circuito L293, su entrada de habilitación nos permitió realizar la etapa de multiplexaje de las salidas del circuito de control.

- Se entregó una propuesta de implementación, la cual cumple con las características de diseño y con las restricciones para su fabricación.
- La forma del módulo es hexagonal para que se permita el ensamble de varios módulos de tal manera que se cubra un área uniforme y se respete la necesidad de los elementos radiadores de estar equidistantes entre sí.
- Al observarse buenos resultados en las diferentes etapas del módulo hexagonal, podemos decir que éste podría tomarse como base para el diseño de una antena de arreglo de fase formada por la interconexión de un número n de estos módulos.
- Se propone como trabajo a futuro la implementación del módulo, las pruebas de funcionamiento de las diversas etapas ya ensambladas y la caracterización de su respuesta.

Bibliografía

1. A. Fox, "An adjustable waveguide phase changer," *PIRE*, vol. 35, No. 12, pp. 1489-1498, Dic. 1947.
2. E. Brookner, , "Major Advances in Phased Arrays: Part I," *Microwave Journal*, May 1997, pp. 288-294, "Major Advances in Phased Arrays: Part II," *Microwave Journal*, June 1997, pp. 84-92.
3. N. Fourikis, *Phased Array-Based Systems and Applications* Dic. 1996.
4. N. Fourikis, *Advanced Array Systems, Applications and RF Technologies* Junio 2000.
5. M. Lisi, "Antenna technologies for multimedia mobile satellite communications," *Conf on Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on* (IEE Conf. Publ. No. 480), vol. 1, 17 - 20 Abril 2001, pp. 241-245.
6. D. Parker, and D.C. Zimmermann,. "Phased arrays - part I: theory and architectures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, Marzo 2002, pp. 678-687.
7. H.P. Feldle, and K. Solbach, "Passive and active phased arrays using solid state technologies," *IEE Colloquium on Phased Arrays*, 9 Dic. 1991, pp. 1-4.
8. D. Parker, and D.C. Zimmermann, "Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3 , Marzo 2002, pp. 688-698.
9. J. I. Martínez López, "Análisis electrodinámico de arreglos de fase reflectivos basados en aperturas anulares", Tesis Doctorado, Febrero 2005, Capítulo 1 y 3.
10. D. G. Berry, R. G. Malech, and W. A. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-11, pp.645-651, Nov, 1963.

11. J. Huang, "Capabilities of printed reflectarray antennas," *IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, 1996., 15 - 18 Oct. 1996, pp. 131-134.
12. H. R. Phelan, "Spiraphase -a new, low-cost phase array. part I. Theory and concept," *Microwave J.*, vol. 19, No. 12, pp 41-44, Dic. 1976.
13. A. Roberts, and R.C. McPhedran, "Bandpass grids with annular apertures," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, núm. 5, May. 1988, pp. 607-611.
14. A. E. Martynyuk, J. I. Martínez López, J. Rodríguez Cuevas, and Y. K. Sydoruk. "Wideband reflective array based on loaded metal rings," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Junio 2005, pp. 573-576.
15. E. Martín Cuenca and L. J. Asensio Morcillo, "Servomotores y su control. Uso y aplicaciones de los microbots", *PC Práctico. Robótica Bioinspirada I*.
16. K. S. Fu, R. C. González, C. S. G. Lee, "ROBOTICA: control, detección, visión e inteligencia", Mc Graw-Hill, 1 ed., 1988.
17. P. Acarnley, "Stepping motors a guide to theory and practice", The Institution of Electrical Engineers, 4 ed., London, United Kingdom, 2002.
18. T. Kenjo, and A. Sugawara, "Stepping motors and their microprocessor controls", Oxford science publications, 2 ed., New York 1994.
19. H. R. Everett, A. K. Peters, "Sensors for mobile robots: theory and applications", 1995.
20. J. Fraden, "Handbook of modern sensors: physics, designs and applications", segunda edición, 1996.
21. F. Pardo Carpio, "VHDL Lenguaje para descripción y modelado de circuitos", Universidad de València, Octubre 1997.
22. R. Mota Marzano, "Apuntes de clase: Electrónica digital", México 2003.