

**DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERIA**

01170

4
24)

**CONTROL DE POSICION Y VELOCIDAD
PARA LA CONDUCCION AUTOMATICA
DE UNA SILLA DE RUEDAS**

EDUARDO CASTILLO FUENTES.

Director de Tesis: Dr. ROGELIO ALCANTARA SILVA.

TESIS

**PRESENTADA A LA DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERIA
DE LA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
COMO REQUISITO PARA OBTENER
EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERIA
ELECTRICA**

CIUDAD UNIVERSITARIA

JUNIO DE 1994

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos.

Agradezco a todas aquellas personas que contribuyeron a la finalización de esta tesis, especialmente a mi familia y amigos. A todos mis profesores y compañeros en la DEPEI y el Instituto de Ingeniería, sobre todo al Dr. Rogelio Alcántara quien dirigió este trabajo y al Ing. Rodolfo Peters quien continuamente me ha estado apoyando.

RESUMEN

La decisión de realizar un trabajo práctico como tesis para optar por el título de Maestro en Ingeniería, se debió a que tal trabajo implica la solución a un problema que afecta a muchas personas que sufren de parálisis en sus miembros. Particularmente, una persona que padece cuadriplegia tiene muchos problemas de locomoción puesto que no puede manejar una silla de ruedas con sus manos.

El objetivo del trabajo es permitir que una persona limitada físicamente pueda manejar una silla de ruedas por medio de comandos de voz. La principal limitante para una persona discapacitada es el poder controlar fácilmente su silla de ruedas, pues muchas veces no cuenta con los movimientos de brazos y manos que le permitan realizar tales acciones. Es por eso que, si se tiene el control por medio de comandos de voz, se facilita en gran medida el problema de locomoción para estas personas.

Se propone un sistema electrónico que al reconocer ciertas palabras (comandos), ejecute las acciones correspondientes a ese comando y dirija la silla en una forma previamente establecida. El sistema propuesto consta de 2 subsistemas que son:

Subsistema de Reconocimiento de Comandos.

Subsistema de Control de la Silla de Ruedas.

Como cada uno de estos subsistemas presenta sus propias complicaciones, se decidió dividir el trabajo en dos partes, cada una correspondiente a un subsistema en particular. La parte que se trata aquí es el subsistema de control. Se implementa un sistema que permite la solución para el problema del manejo de los motores que controlan el movimiento de la silla de ruedas. El diseño propuesto hace uso de un microcontrolador con la programación asociada como núcleo del sistema aprovechando las características de este tipo de dispositivos para realizar diferentes funciones en forma compacta, además de circuitos auxiliares para el manejo de 2 motores de DC. La meta que se tenía era proporcionar una solución tecnológica original, eficiente, compacta y de bajo costo porque la gran mayoría de las personas que tienen limitaciones físicas que afectan su locomoción son de bajos recursos y no se pueden dar el lujo de hacer una inversión muy grande para adquirir una silla de ruedas que no sea de manejo manual, entonces la principal preocupación que se tuvo fue la de utilizar de una manera eficiente los recursos con que se cuenta permitiendo así la reducción de los costos sin afectar el desempeño del sistema.

INDICE

I. Introducción.	1
1. Descripción del Problema.	4
1.1 Solución Propuesta.	5
1.1.1 Diagramas de Bloques y Diagramas de Flujo.	8
Referencias.	13
2. Modulación por Ancho de Pulso (PWM).	15
2.1 Análisis de la Modulación por Ancho de Pulso.	15
2.2 Control de Velocidad de un Motor de DC por medio de PWM.	40
2.2.1 Tipos de Motores de DC.	41
2.2.2 Características de Funcionamiento de Motores de Imán Permanente (PM).	45
2.2.3 Control de Motores PM en Malla Abierta.	50
2.2.4 Control en Malla Cerrada.	53
2.2.5 Control en Malla Cerrada para Motores de DC.	54
Referencias.	58
3. Familia de Microcontroladores HCMOS de 8 Bits MC68HC11.	60
3.1 Descripción General.	60
3.1.1 Unidad Central de Procesamiento.	60
3.1.2 Temporizador.	61
3.1.3 Memoria dentro del Chip.	61
3.1.4 Sistema A/D.	61
3.1.5 Comunicación en Serie.	62
3.1.6 E/S Digital y Funciones Especiales.	62
3.1.7 Herramientas de Desarrollo de la Familia M68HC11.	62
3.2 Sistema Temporizador del 68HC11.	63
3.2.1 Descripción General.	63

3.2.2	Diagrama de Bloques General del Temporizador.	67
3.2.3	Contador de Carrera Libre de 16 Bits.	68
3.2.4	Funciones de Captura de Entrada.	68
3.2.5	Funciones de Comparación de Salida.	71
3.3	Generación de PWM en Forma Digital.	77
	Referencias.	79
4.	Arquitectura del Sistema.	80
4.1	Descripción del Sistema de Control.	80
4.1.1	Descripción del Subsistema de Control de la Silla de Ruedas.	80
4.1.2	Etapa de Potencia.	81
4.2	Desarrollo de Programas.	83
4.2.1	Listado de Programas.	85
5.	Evaluación de la Propuesta y Resultados.	91
6.	Conclusiones y Recomendaciones.	93
7.	Anexos.	

I. INTRODUCCION.

INTRODUCCIÓN

La oportunidad de aplicar parte de los conocimientos adquiridos durante el período de formación académica dentro de la Maestría en Ingeniería Eléctrica de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería (DEFFI) en un proyecto que implica una solución a un problema que padecen muchas personas se presentó debido a que una de las personas afectadas también obtuvo la misma formación y pensó que una forma de mejorar las condiciones de vida de dichas personas era posible proporcionarla por medio de un sistema electromecánico que aceptara órdenes de voz impartidas por el usuario, que al ser procesadas digitalmente fueran reconocidas como comandos para el sistema y éste, en consecuencia, ejecutara una serie de acciones que permitieran el movimiento de su silla de ruedas en forma análoga a como normalmente se hace manualmente.

La experiencia de las personas que sufren de parálisis debida a un accidente es traumática, porque el primer sentimiento que tienen es de frustración por sentirse incapaces de moverse independientemente, una vez que se ha superado esta etapa la persona tiene que acostumbrarse a manejar una silla de ruedas, lo cual en muchos casos no es fácil pues la lesión también puede haber afectado de forma grave el movimiento y control de las manos y los brazos. Además cada persona es diferente y lo que para una puede ser fácil, para otra es imposible de hacer o su fortaleza física es menor y no se acostumbra nunca a manejar la silla de ruedas sin ayuda.

Es indiscutible que el manejo de una silla de ruedas por un tiempo más o menos prolongado afecta la capacidad física de una persona y que esa energía que se consume en una tarea rutinaria podría ser utilizada en otras actividades más creativas que satisfagan otro tipo de necesidades personales al usuario de una silla de ruedas.

Si se libera a la persona de la carga física del manejo, puede dedicar su tiempo y su energía en actividades más interesantes, es por este motivo que se propone la realización de un sistema para el manejo automático de una silla de ruedas. Un sistema de este tipo podría hacer uso de un joystick con el que se introducirían los comandos, pero como el usuario normalmente también tiene problemas en las manos, un sistema de este tipo no es muy conveniente. Si en lugar de introducir los comandos a través de un dispositivo de manejo manual se hace por medio de comandos de voz, se evita el uso de las manos y es posible manejar la silla de ruedas de la misma forma, aunque surge el problema del reconocimiento de los comandos.

I. INTRODUCCION.

Hasta hace relativamente poco tiempo pensar en sistema que cumpliera con los requisitos que impone este problema era casi ciencia ficción, pues no se contaba con la tecnología necesaria para que el sistema tuviera un tamaño y peso razonablemente bajos además de que funcionara en tiempo real, es decir que la respuesta a las órdenes fuera inmediata. El hecho de que fuera necesario hacer uso de diferentes componentes discretos también hacía subir los costos en una forma exagerada de forma que un sistema de este tipo no fuera viable.

Actualmente se encuentran disponibles en el mercado dispositivos que integran en un solo circuito a varios de los bloques constitutivos de un sistema como el propuesto. La evolución de la tecnología de los microprocesadores ha tomado dos caminos principales: por un lado se tiene a los MICROPROCESADORES que han evolucionado en dirección a un tamaño de palabra cada vez más grande (16 o 32 bits) y CPUs más poderosas; por el otro lado se encuentran los microprocesadores que reúnen RAM, ROM y diferentes dispositivos de E/S en un solo circuito integrado, estos dispositivos se denominan MICROCONTROLADORES.

Si se utiliza un microcontrolador (μC), se resuelve el problema de control de los motores que se necesitan para propulsar la silla de ruedas y, prácticamente, lo único que se necesita además del μC es un circuito de manejo para los motores y algo de lógica externa.

Para resolver el problema del reconocimiento de los comandos de voz, actualmente se encuentran disponibles los PROCESADORES DIGITALES DE SEÑALES (DSP). A partir de 1981, año en que se fabricó el primer multiplicador integrado (digital), se han realizado avances significativos en el área del Procesamiento Digital de Señales, hasta el punto de que en la actualidad se cuenta con procesadores paralelos, procesadores de punto flotante de 32 bits a 40 MHz., núcleos de DSP de 16 bits a 80 MHz., sistemas de conversión analógica/digital/analógica de 16 bits por modulación sigma delta.

Para llevar a la práctica la idea propuesta, se dividió el sistema total en dos subsistemas principales que son:

- * Subsistema de Reconocimiento de Comandos.
- * Subsistema de Control de la Silla de Ruedas.

Como cada uno de estos subsistemas presenta sus propias complicaciones, se decidió dividir el trabajo en dos partes, cada una correspondiente a un subsistema en particular. La parte que se trata aquí es el Subsistema de Control. A partir de un microcontrolador se diseña e implementa un sistema original que

I. INTRODUCCION.

permite la solución para el problema del manejo de los motores que controlan el movimiento de la silla de ruedas. En este caso la aplicación es una silla de ruedas, pero el sistema se puede utilizar en cualquier dispositivo móvil, como puede ser un carro de carga o un juguete.

En el Capítulo 1 se hace una descripción del problema y se explica el porqué de la solución propuesta; posteriormente se describe la solución en forma general, por medio de diagramas de flujo y diagramas de bloques. A continuación, se explica en forma detallada cada una de las partes constitutivas de la solución, en el Capítulo 2 se presenta la Modulación por Ancho de Pulso (PWM), se hace una descripción de este tipo de modulación y se explica la forma en que esta técnica se puede utilizar para controlar la velocidad de un motor de DC. En el Capítulo 3 se presenta inicialmente una visión general de la Familia de Microcontroladores M68HC11, luego se describe el sistema de temporización del microcontrolador 68HC11 y la forma como se generan señales de PWM con este microcontrolador. El Capítulo 4 es una descripción del sistema desarrollado, en él se hace un análisis de cada parte constitutiva del sistema, como son la parte de programación y la parte de circuitos. En el Capítulo 5 se presentan la evaluación del funcionamiento y los resultados de las pruebas que se realizaron al sistema y, finalmente, en el Capítulo 6 se encuentran las conclusiones y recomendaciones que se consideran de importancia respecto de este trabajo.

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Al revisar la literatura disponible, se observa que pocas personas han tratado de evaluar la forma de propulsión de una silla de ruedas. Entre los investigadores que han realizado trabajos en este campo se destacan Hildebrandt, Voight, Bahn y Engel [2, 3, 4]. En un comentario acerca de sus resultados, Brattgard dice que "nuestras observaciones fisiológicas, así como las de Voight & Bahn y las de Hildebrandt, et al, se han obtenido en condiciones de laboratorio donde el manejo de la silla de ruedas se ha llevado a cabo a una velocidad constante durante un período de tiempo considerablemente largo. Esta ha sido la única forma de obtener una respuesta medible, pero existen algunas diferencias, comparadas con el manejo de la silla de ruedas en una situación normal, incluyendo que el manejo normal tiene un tipo más variado de intervalos y, a menudo, involucra varias fases de aceleración" [1].

Cada paciente tiene su propia fisiología que le permite manejar la silla de ruedas un tiempo dado, con un consumo de energía mayor o menor según sea el caso. Cada tamaño de rueda en una silla, así como el tipo de hule de las llantas, producirá un tipo diferente de resistencia a rodar, por lo tanto, es necesario especificar cuidadosamente el par del motor que se debe usar para propulsar la silla (con el paciente en la silla). El tipo de hule y el peso del paciente son factores determinantes para la selección del par del motor. Con el uso de una silla de ruedas propulsada por medio de motores se logra un gran ahorro de energía del paciente, energía que se puede entonces utilizar en otras tareas importantes como el trabajo del paciente. Los estudios realizados, de los que se tiene noticia, indican que este tipo de silla ofrece una gran ventaja por la energía que ahorra el paciente, además de que es una solución muy ventajosa para pacientes amputados o con deficiencias cardiacas [4].

El sistema que se pretende diseñar debe cumplir con ciertas características que lo hagan confiable, seguro, eficiente y además sea de bajo costo. El sistema debe reconocer únicamente los comandos que le dé el usuario o usuaria de la silla de ruedas, por lo tanto, el reconocimiento de la voz es particular. Los comandos deben ser simples y claros de forma que no se presten a confusiones por ambigüedad y así el esquema de control realice las acciones que corresponden a ese comando.

A continuación se presenta una descripción general de la solución propuesta. Se da una explicación de cada parte constitutiva con la ayuda de diagramas de bloque y diagramas de flujo.

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

1.1. SOLUCIÓN PROPUESTA.

Se propone que el sistema se diseñe con base en dos componentes principales: un Procesador Digital de Señales (DSP) y un Microcontrolador (μ C). La elección de una arquitectura de este tipo obedece a que proporciona la confiabilidad, seguridad, eficiencia y bajo costo que requiere el sistema. Hay otras alternativas para realizar el sistema además de la propuesta, una es utilizando sólo un DSP, otra utiliza solamente un μ C con capacidad de realizar operaciones de DSP y una última opción es utilizar un microprocesador de alto desempeño.

Si se utiliza únicamente un DSP, se tiene el poder de procesamiento para realizar operaciones de Procesamiento Digital de Señales y de Control, pero existe una limitante y es que el procesamiento de la señal de voz es demasiado complejo para realizarlo en forma simultánea a las acciones de control de la silla, además de que también puede haber necesidad de sensar otras variables físicas, lo que haría necesario multiplexar la conversión A/D de las diferentes señales porque el DSP no tiene la flexibilidad suficiente en sus puertos, entonces habría un intervalo de tiempo muerto en el control de la silla, lo cual no es posible porque la seguridad del usuario es prioritaria. Lo mismo sucedería si se utilizara sólo el μ C, con el agravante de que la velocidad de procesamiento en este caso es menor que en el anterior. Esto mismo ocurriría en el caso de utilizar un microprocesador de alto desempeño.

Entonces, si se utiliza un solo chip para realizar las dos tareas fundamentales del sistema, procesamiento y control, habrá ventajas en uno u otro sentido, es decir en la sección de procesamiento o en la sección de control, pero siempre harán falta recursos que permitan realizar otras tareas dentro del sistema en forma simultánea. Por esta razón, se propone un sistema que utilice el DSP56001 para realizar las tareas de reconocimiento de los comandos de voz y el MC68HC11 para llevar a cabo las acciones de control de 2 motores de DC necesarias para mover la silla de ruedas en las diferentes formas requeridas, por medio de las salidas especiales para este fin, llamadas OCN. Este tipo de arquitectura permite el procesamiento en paralelo de la señal de voz y el control de la silla. Se escogen los dos dispositivos mencionados porque se cuenta con el equipo auxiliar necesario para desarrollar aplicaciones con base en ellos y porque su interconexión es prácticamente directa, sin necesidad de utilizar mucha lógica adicional asociada como ocurriría si se utilizara, por ejemplo, el TMS32010 para la parte de procesamiento o el 8051 para el control.

Hay una opción que merece considerarse y es la utilización de un microcontrolador MC68HC16Z1 en lugar del HC11. Esta posibilidad se debe evaluar porque el HC16 es aproximadamente 10 veces más

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

rápido que el HC11, tiene un bus de 16 bits, responde a las interrupciones 6 veces más rápido, en promedio.

A continuación se presenta una comparación entre el μC MC68HC11 y el μC MC68HC16Z1. Este, en realidad, es una versión mejorada de aquel, con la diferencia de que tiene capacidad para realizar operaciones de DSP, además de las mejoras en cuanto a velocidad de operación y capacidad de direccionamiento, entre otras.

COMPARACIÓN ENTRE LAS CPU DEL 68HC11 Y EL 68HC16

Característica	MC68HC11 (Bus 2.1 MHz)	MC68HC16 (Bus 8.39 MHz)
Tamaño de la ALU	8 bits	16 bits
Tamaño del Bus de Datos	8 bits	16 bits
Capacidad de Direccionamiento	64 Kbytes	1 Mbytes de memoria de programa incluyendo 64 Kbytes de memoria de datos. 1 Mbytes de memoria de programa y 64 Kbytes de memoria de datos separados. 1 Mbytes de memoria de programa y 1 Mbytes de memoria de datos separados.
Modos de Direccionamiento	6	10
Tiempo mínimo del ciclo de bus	500 nanosegundos	120 nanosegundos
Máxima latencia de las interrupciones	26.8 microsegundos	3.3 microsegundos
Tiempo mínimo de ejecución de instrucción	1 microsegundo	120 nanosegundos
Instrucciones de 16 bits	Algunas	Todas

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

Característica	MC68HC11 (Bus 2.1 MHz)	MC68HC16 (Bus 8.39 MHz)
Instrucciones de 32 bits	Ninguna	LDED/STED
Aritmética Compleja 8 x 8	2 microsegundos	480/600 nseg. (con signo/sin signo)
16 x 16	-----	480/600 nseg (con signo/sin signo)
16 / 16	20.5 microsegundos	1.3 microsegundos
32 / 16	-----	2.3/1.5 μ seg (con signo/sin signo)
MAC (16 x 16 + 32)	-----	720 nseg
Soporte de Lenguajes de Alto Nivel	Disponible	Mejorado
Soporte para Depuración	Limitado	Avanzado
Operación Detenida con Bajo Consumo de Potencia	Si	Si
Operaciones de DSP	No	Si
Instrucciones de Transferencia de Memoria a Memoria	Si	Si

La Familia de microcontroladores M68HC11 constituyen la familia de μ C de 8 bits más popular en el mundo debido a su flexibilidad, su desempeño, la gran cantidad de herramientas auxiliares de apoyo para diseño con que cuentan y su bajo costo. El 68HC1621 realmente es una versión mejorada del HC11, tanto en hardware como en software, que permite al usuario tener acceso a nuevos mercados utilizando el software ya existente para el HC11 [5].

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

Como en este caso no se tienen restricciones por tiempo de procesamiento y de tamaño del bus, la opción más barata, que es usar el MC68HC11 es la que se escoge pues el rendimiento que va a tener el sistema en un caso y otro, desde el punto de vista de esta aplicación, no va a ser muy diferente sin descartar que en el futuro se pueden hacer mejoras al sistema que requieran un cambio en el microcontrolador escogido, pero debido a la portabilidad de los programas del HC11 al HC16, estos cambios no suponen una tarea muy compleja, en consecuencia se prefiere para el diseño al microcontrolador 68HC11.

1.1.1 DIAGRAMAS DE BLOQUES Y DIAGRAMAS DE FLUJO.

A continuación se describe el "Sistema de Control para una Silla de Ruedas por Medio de Comandos de Voz" en forma general para tener una visión global de lo que se pretende realizar y de los alcances de este trabajo. En primer lugar se presenta el diagrama de bloques general del Sistema en la Fig. 1.1.

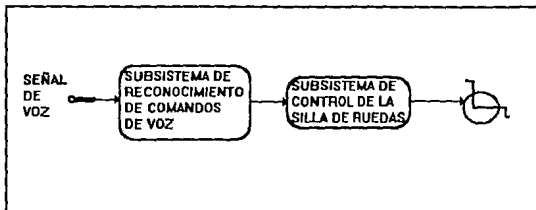


Figura 1.1 Diagrama de Bloques General.

La entrada al sistema es la voz, por medio de la cual el usuario da los comandos. Se utiliza un micrófono para obtener una señal eléctrica, esta señal es la que toma el subsistema de reconocimiento, la procesa y, dependiendo del comando que se haya dado, entrega como salida un byte que es único para cada comando. Si la palabra que se dijo no es ninguno de los comandos se entrega a la salida un byte que corresponde a una acción nula, es decir que no existe ningún cambio en las condiciones de operación. El byte que entrega como salida el subsistema de reconocimiento, es la entrada al subsistema de control, que al recibir dicho byte lo va a comparar con una tabla predefinida y según sea el byte que recibe, va a generar las señales de PWM para cada uno de 2 motores de DC que van a ir acoplados a 2 de las ruedas de la silla para producir el movimiento.

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

El diagrama de bloques del Subsistema de Reconocimiento de Comandos de Voz se muestra en la Fig. 1.2. En él se ilustra con un poco más de detalle el funcionamiento del subsistema de reconocimiento. Por medio de un micrófono se obtiene la señal de entrada al sistema, esa señal se filtra por medio de un filtro antialiasing (pasabajas) cuya salida se conecta a un convertidor A/D para obtener la señal de voz digitalizada que es la entrada al procesador de señales, en el cual se lleva a cabo el proceso de reconocimiento de comandos. Una vez que se ha determinado, mediante un algoritmo de procesamiento que puede ser el de predicción lineal aplicado al reconocimiento de voz, que la palabra que el usuario dijo es un comando para el movimiento de la silla, el DSP entrega por uno de sus puertos, el SCI (puerto serie), un byte de control que es único para cada comando seleccionado.

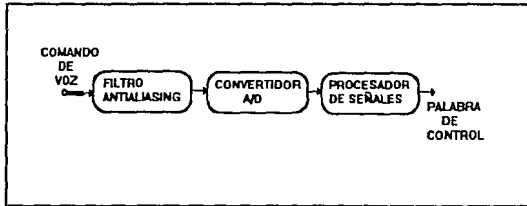


Figura 1.2 Diagrama de Bloques del Subsistema de Reconocimiento de Comandos de Voz.

En la Fig. 1.3, se presenta el diagrama de flujo general para el subsistema de reconocimiento de comandos. Como en un sistema digital no se puede separar la programación de la circuitería, es importante describir qué es lo que hace el programa de reconocimiento de comandos. Inicialmente, el sistema está esperando un comando, cuando el usuario dice alguna palabra, el algoritmo de reconocimiento determina los parámetros de la palabra y los compara con una tabla en la que se encuentran los parámetros de los comandos pronunciados por el usuario de la silla en condiciones normales; si coinciden con alguno, entonces se concluye que se está dando un comando y se envía por el puerto serie del DSP un byte de control.

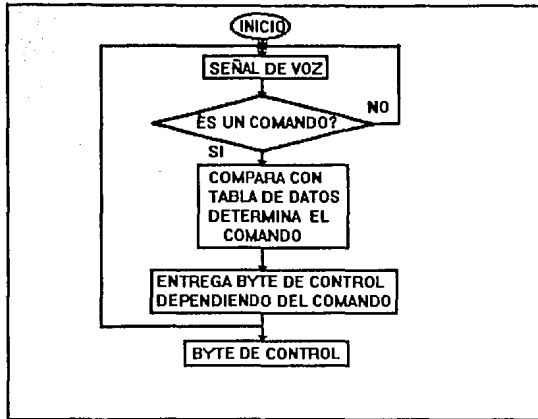


Figura 1.3
Diagrama de Flujo del Subsistema de Reconocimiento
de Comandos de Voz.

El algoritmo de reconocimiento es exclusivo para una persona, pues por seguridad no se desea que se obedezca a un comando pronunciado por una persona diferente al usuario de la silla de ruedas.

El diagrama de bloques del Subsistema de Control de la Silla de Ruedas se muestra en la Fig. 1.4. En este caso la entrada es el byte de control que entrega el DSP. El microcontrolador lee ese byte y si corresponde a un comando lo primero que hace es aplicar una rutina de frenado y luego, dependiendo de qué byte sea, actualiza los parámetros para las señales de PWM y las genera, así como una señal que determina el sentido de giro para cada motor. Para realizar el movimiento se lleva a cabo una rutina de aceleración. Entre el microcontrolador y el circuito de manejo de los motores se incluye un poco de lógica necesaria para asegurar el funcionamiento correcto del circuito. Cada una de la señales de PWM alimenta a un circuito que maneja los motores y que hace las veces de interfaz con los motores de DC, produciendo el movimiento de la silla dependiendo del comando dado. El circuito de interfaz entre el microcontrolador y los motores puede ser un circuito tipo puente T o puente H, dependiendo si es uno u otro de si se utiliza una o dos fuentes de alimentación. Este tipo de circuitos se encuentran disponibles en forma de circuito integrado con capacidades de manejo de motores de varias potencias pero, debido a su costo y a que no se consiguen fácilmente en el mercado nacional, se propone su realización en forma discreta con lo que se puede lograr

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

realizar las mismas funciones y se tiene una mayor flexibilidad en cuanto a los motores que se pueden manejar.

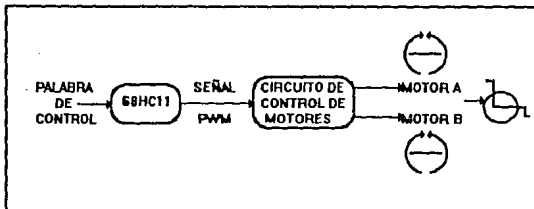


Figura 1.4 Diagrama de Bloques del Subsistema de Control de la Silla de Ruedas.

En la Fig. 1.5 se muestra el diagrama de flujo para el subsistema de Control de la Silla de Ruedas. En esta parte el microcontrolador está esperando que se presente un dato, cuando detecta que hay un dato en el puerto serie, se lee el byte de control que se encuentra en el registro de datos del puerto serie. Las acciones que se suceden son: primero se frena la silla de ruedas por medio de la rutina de frenado y luego, dependiendo del byte de control (el comando), se actualiza el ciclo de trabajo para cada una de las señales de PWM, así como el sentido de giro para cada motor. Para actualizar el ciclo de trabajo, se realiza una rutina de aceleración que permite evitar que el usuario sienta un jalón brusco en el momento de iniciar el movimiento y que se pueda caer. Se lleva a cabo entonces la generación de las señales de PWM y de sentido de giro que son la salida del programa. Con esas señales se controla la velocidad de los motores, es decir se realiza una conversión digital/análogica y su sentido de giro pues las señales son la entrada al circuito manejador de los motores. Una vez que ya se han realizado todas las acciones que corresponden al comando recibido, el microcontrolador vuelve al estado inicial de espera. Se debe anotar que en los comandos que permiten dar vuelta a la derecha y a la izquierda con un cierto número de grados fijos, al cumplirse la condición de los grados del giro, la silla sigue moviéndose hacia adelante. La acción correspondiente al comando actual se mantiene hasta que se recibe otro comando en el receptor del puerto serie del microcontrolador.

En general, esto es lo que se hace siempre dentro del programa. Si el usuario desea aumentar o disminuir la velocidad de movimiento tiene que dar los comandos correspondientes, que van a fijar nuevas condiciones de operación cuando se dé un nuevo comando

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

de movimiento. Esto significa que el usuario va a ser quien cierra la malla de realimentación para tener control en malla cerrada.

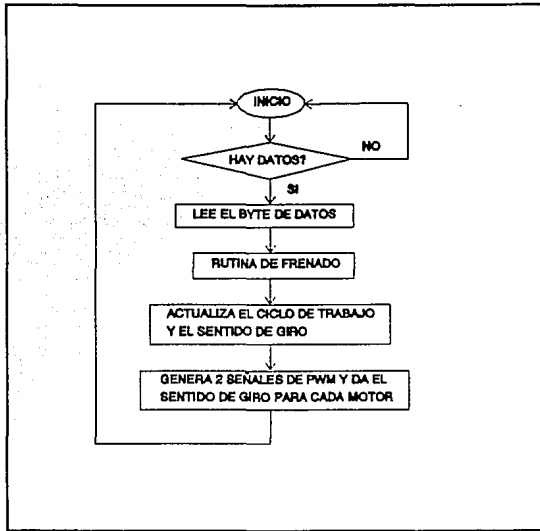


Figura 1.5 Diagrama de Flujo del Subsistema de Control de la Silla de Ruedas.

En la Fig. 1.6 se muestra la arquitectura de conexión entre el DSP56001 y el MC68HC11. En este caso el HC11 opera en modo mínimo. Todas las terminales que no se usan se deben conectar al nivel adecuado para evitar señales erróneas. Cuando se determina si una terminal es una entrada, se debe recordar que una terminal puede cambiar su función durante un reset. Cada procesador trabaja en forma independiente y únicamente hay una relación entre sus funciones cuando el DSP envía un byte de control correspondiente al comando reconocido y el μC recibe el byte y realiza la secuencia de acciones correspondientes a ese comando.

La arquitectura que se propone tiene a los dos procesadores funcionando en su forma básica. Así mismo, los circuitos que se proponen, utilizan el mínimo posible de componentes con los cuales se realizan todas las funciones que requiere el sistema. Durante todo el desarrollo del trabajo siempre se buscó ese objetivo y se considera que es la característica más importante de la solución

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

propuesta. Como ya se mencionó, ésta no es la única solución posible, existen muchas formas de realizar lo mismo, pero se consideró como prioritaria la sencillez y bajo costo de la solución, y a nuestro modo de ver, se logró resolver le problema de una forma adecuada a los requisitos que impone la aplicación.

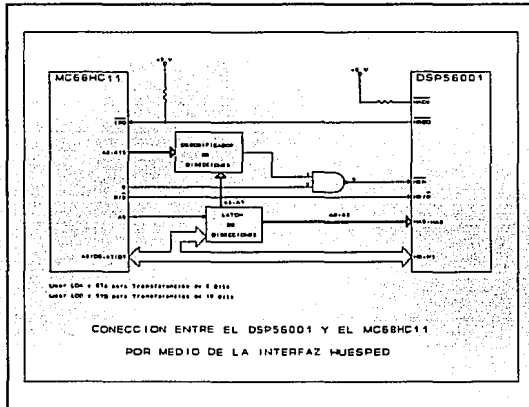


Figura 1.6 Arquitectura de la interconexión entre el DSP56001 y el 68HC11.

Actualmente se tienen noticias de que en otros lugares se han realizado trabajos parecidos a este, como por ejemplo en la Universidad Madrileña de Alcalá de Henares, aunque no se tiene información acerca de la forma en que se atacó el problema el hecho de que se esté trabajando sobre el mismo problema nos hace pensar que se puede aportar algo interesante con la solución propuesta.

REFERENCIAS.

- [1] BRATTGARD, S. O., GRIMBY, G. & HOOK, O. Energy expenditure and heart rate in driving a wheelchair ergometer. Scand. J. Med., 1970, 2, 143-148.
- [2] ENGEL, P. & HILDEBRANDT, G. Wheelchair design - technological and physiological aspects. Proc. Roy. Soc. Med., 1974, 67, 409-413.
- [3] HILDEBRANDT, G., VOIGHT, E., BAHN, D., BERENDER, D. & KROGER, J. Energy cost of propelling wheelchairs of various speeds: cardiac

CAPITULO 1. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

response and steering accuracy. Arch. Phys. Med. Rehabil., 1970, 51, 131-136.

[4] LEHMAN, J., WARREN, C., HALAR, E., STONEBRIDGE, J. & DELATEUR, B. Wheelchair propulsion in the quadriplegic patient. Arch. Phys. Med. Rehabil., 1974, 55, 183-186.

[5] MOTOROLA. M68HC11 Reference Manual, Rev 2. Motorola Inc., 1991.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

2 MODULACION POR ANCHO DE PULSO

Dentro de los sistemas de modulación de pulsos se encuentra la modulación por ancho de pulso (PWM), que también se conoce como modulación por longitud de pulso o modulación por duración de pulso. Esta modulación consiste en modular una portadora pulsatoria en la que el valor de cada muestra instantánea de una señal moduladora produce una variación en la duración de un pulso en particular. La señal moduladora puede hacer variar el tiempo en que ocurre el flanco de subida, el flanco de bajada o ambos flancos del pulso.[2]

Los sistemas que utilizan modulación de pulsos usan algunas veces una razón alta entre la potencia pico y la potencia promedio de la señal modulada y en esos casos los pulsos se encuentran separados unos de otros en el tiempo y presentan poca tendencia a traslaparse. Sin embargo, los pulsos pueden traslaparse, sin perder sus propiedades teóricas, de tal forma que llegan a constituir una onda continua. En cualquiera de los dos casos y para todos los fines prácticos, los pulsos tienen una potencia asociada diferente de cero únicamente dentro de cierto intervalo bien definido y dentro de dicho intervalo no existe ningún subintervalo finito en el que la potencia del pulso sea cero continuamente.

En los sistemas de modulación de pulsos la señal portadora no modulada es una serie de pulsos que tienen una subida y una bajada en el tiempo o en el espacio, o en ambas, dependiendo de una cantidad que tiene un valor constante.

Uno de los problemas que se presentan en este tipo de modulación es que el espectro de la señal modulada es muy amplio debido a que los elementos que la conforman son pulsos cuyo espectro en frecuencia es muy amplio (en realidad infinito), entonces hay componentes del espectro que tienen una amplitud grande en comparación con la componente fundamental y no se pueden despreciar. W. R. Bennett desarrolló un método de análisis basado en expansiones de series de Fourier dobles en dos variables. Este método se desarrolló para el análisis de ondas rectificadas pero se puede aplicar de igual forma para el análisis de problemas de modulación complicados.[1]

2.1 ANALISIS DE LA MODULACION POR ANCHO DE PULSO

En la práctica lo normal es muestrear las señales a intervalos nominalmente uniformes, y esto es lo más conveniente en la mayoría de los sistemas codificados, sin embargo, hay una excepción muy importante, que es la modulación por tiempo de pulso (PTM, se llama también modulación por posición de pulso o PPM) en la cual la

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

amplitud de la muestra se representa, no por la amplitud de un pulso, sino por su desviación en el tiempo respecto a un tren de pulsos de referencia uniformemente espaciados. [3]

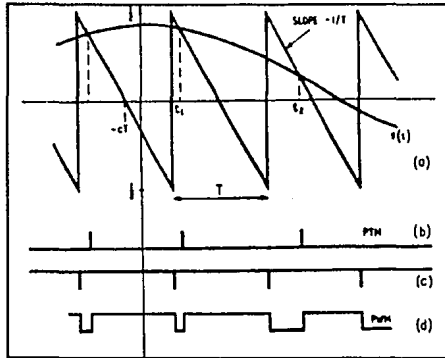


Figura. 2.1 Muestreo natural [3]

Uno de los métodos para obtener muestras PTM se muestra en la Fig. 2.1, este método se conoce como muestreo natural, pero hay que anotar que no existe una razón válida para que esta forma de muestrear deba considerarse más "natural" que otras. La señal se compara con una forma de onda de referencia que puede ser una señal diente de sierra, como se muestra en la Fig. 2.1, o cualquier otra señal que contenga una rampa que se repita periódicamente. El instante de muestreo se define por la intersección de la señal con la referencia. Es claro que la desviación en el tiempo respecto a la posición media varía linealmente con la amplitud de la señal en el instante de muestreo que, sin embargo, puede variar ampliamente respecto de la amplitud en la posición media en el tiempo.

Una secuencia de impulsos en los instantes de muestreo definida de esta manera constituye el PTM muestreado naturalmente, tal como se muestra en la Fig. 2.1.b. Una secuencia de pulsos rectangulares cuyo flanco de subida se define por medio de los instantes de muestreo y cuyo flanco de bajada ocurre a intervalos regulares (Fig. 2.1.c), constituye la modulación por ancho de pulso (PWM) muestreada naturalmente como se muestra en la Fig. 2.1.d. Por supuesto, es posible modular el flanco de bajada en lugar del, o además del, flanco de subida.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

Normalmente se supone, y es la clave del proceso, que una y sólo una intersección ocurre durante cada intervalo T. Esto implica una limitación en frecuencia además de la que impone el Teorema de Muestreo. La Fig. 2.2 muestra una señal senoidal de frecuencia menor que $1/2T$, que interseca la señal diente de sierra tres veces en un periodo. La generación de PWM por comparación de las señales falla claramente en este ejemplo.

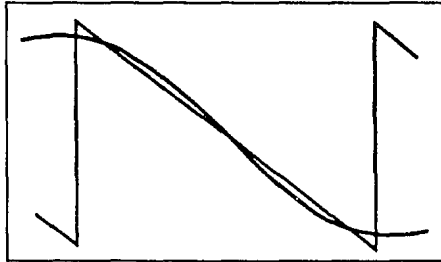


Figura. 2.2 Muestreo natural no válido [3]

Para evitar esta condición inválida, la pendiente de la señal diente de sierra de referencia debe ser mayor que la pendiente de la señal de interés. Sea la amplitud pico a pico de la señal diente de sierra la unidad, de forma que la pendiente sea $1/T = \Omega/2\pi$. Entonces la amplitud máxima de la señal es $\pm \frac{1}{2}$ y la máxima desviación pico a pico en el tiempo correspondiente es T. Una variación de la señal $\pm \frac{1}{2}M$ da como resultado una desviación en el tiempo MT: si M se restringe a algún valor menor que la unidad, el diente de sierra se puede truncar sin afectar el resultado. Ahora considérese una señal senoidal $\frac{1}{2}M \sin(\omega t)$, su derivada es $\frac{1}{2}M\omega \cos(\omega t)$, que tiene un valor máximo $\frac{1}{2}M\omega$. Esta derivada es menor que la pendiente del diente de sierra si

$$H = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{2}{\pi} \sum \sin \frac{\pi n}{\lambda} \cos(n\omega t) \quad (2.1)$$

si $M \geq 2/\pi$ esto implica más muestras por ciclo que el valor generalmente aceptado de 2: con modulación total el número crece hasta π .

Este límite parece obvio haciendo esta consideración pero no hay una explicación clara para esto en la mayor parte de la literatura relacionada con el muestreo natural, que es bastante

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

amplia. Es importante reconocer que la limitación no es inherente al muestreo no lineal pero es propio de este mecanismo en particular.

Las señales muestreadas naturalmente se recuperan normalmente filtrando un tren de pulsos PWM. Este no es un proceso libre de distorsión aún bajo condiciones ideales. Se obtendrán las expresiones para el espectro de señales PWM, de las que es posible obtener las amplitudes de varios términos de la distorsión.

Supóngase que se tiene la siguiente función básica para una señal cuadrada.[7]

$$H = \frac{1}{A} + \left(\frac{2}{\pi}\right) \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n}\right) \cos(n\omega t) \quad (2.2)$$

Esta función se puede modular de forma que el término promedio, $1/A$, tenga la forma $(1/A_0)(1 \pm x\cos\omega_0 t)$.

Para crear una función en la que $1/A$ tome la forma descrita, es necesario variar la duración de los periodos de valor 1 en forma cíclica. Como ya se mencionó, en la teoría de modulación tal técnica se denomina "muestreo natural". Black [2] en 1951 presenta un artículo excelente acerca de la técnica de Bennett para llevar a cabo el análisis de un tren de pulsos de duración modulada, que es en esencia lo que es el PWM. Las dificultades, que Bennett no toma en cuenta, surgen porque la evaluación normal de los coeficientes de Fourier para un tren de pulsos ya no es válida cuando la duración de los pulsos es una función del tiempo. Cuando esto ocurre, como ocurre en PWM, los límites de las integrales que se usan normalmente para evaluar los coeficientes de Fourier se convierten en funciones de la variable de integración.

Para un tren de pulsos de duración fija se tiene que

$$C_n = \frac{1}{A} \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.3)$$

Se observa que si se hace que $1/A$ tome la forma postulada, $(1/A_0)[1 \pm x\cos\omega_0 t]$, la integración ya no es posible, entonces Bennett soluciona esta dificultad matemática creando una derivación en 3 dimensiones para el tren de pulsos en los que ωt y $\omega_0 t$ se vuelven variables independientes sobre los ejes ortogonales de un plano.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$C_n = \frac{1}{\pi} \frac{\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(n\omega t) d(\omega t)}{\frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} (1 + \cos(\omega_0 t)) d(\omega t)} \quad (2.4)$$

Entonces los coeficientes de Fourier de la serie de Fourier Doble, que es de la forma general de la expansión para un tren de pulsos se torna trabajable y se obtienen por medio de la integración doble en estas variables sobre una unidad de área. Las matemáticas de estas integraciones son un poco complejas e involucran algunas integrales de Bessel.

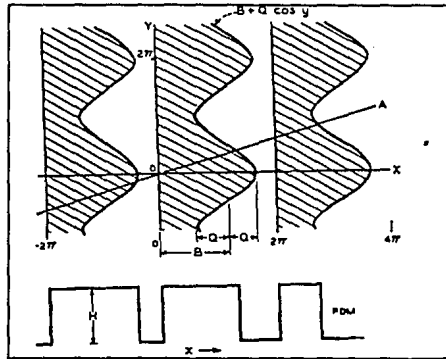


Figura. 2.3 Adaptación del método de Bennett para construir pulsos de PWM [7]

Considérese la Fig. 2.3, la función de modulación, $A_0 \cos \omega_0 t$, se grafica verticalmente en pares complementarios y las curvas se repiten a intervalos de 2π radianes para la frecuencia de repetición de los pulsos, f , a lo largo del eje horizontal. Si se dibuja una línea recta de pendiente ω_0/w que pase por el origen, sus intersecciones con las curvas de la función de modulación definen los instantes de conmutación del tren de pulsos modulados. Este tipo de modulación se llama "muestreo natural", como ya se había mencionado, porque la duración de cada pulso depende del valor de la función de modulación en los instantes de transición de los pulsos.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

Los teóricos en modulación reconocen al menos otro tipo de PWM, el "muestreo uniforme", en el que la duración de los pulsos depende de los valores de las funciones de modulación a intervalos de tiempo uniforme.

La tercera dimensión en la formulación de Bennett es, por supuesto, la amplitud de los pulsos, que normalmente se considera unitaria. Bennett visualizó la función de modulación como una serie de "paredes" construidas sobre el plano. Las paredes eran intersectadas por un plano ortogonal (la línea de pendiente w_0/w en la Fig. 2.3) y las proyecciones de las intersecciones de ese plano con las paredes sobre el plano paralelo al eje wt , pero ortogonal tanto a él como al eje w_0t , se convierten en el tren de pulsos modulados. Este hecho sugirió que en la expansión de Fourier para el tren de pulsos, su "altura", podría expresarse como una serie doble en las variable wt y w_0t porque si el plano en el que están estos 2 ejes se divide en cuadrados con lados de longitud 2π , las porciones de "pared" contenidas dentro de cada cuadrado son idénticas.

La serie de Fourier doble se puede desarrollar como sigue: primero supóngase que se traza una línea paralela al eje wt sobre la Fig. 2.3, sus intersecciones con las funciones moduladoras ("paredes") definirán los instantes de conmutación de un conjunto de pulsos no modulados que se puede expresar como la serie de Fourier.

$$F(\omega t, \omega_0 t_1) = \frac{a_0(\omega_0 t_1)}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n(\omega_0 t_1) \cos(n\omega t) + b_n(\omega_0 t_1) \sin(n\omega t)] \quad (2.5)$$

los coeficientes $a_n(w_0t)$ y los $b_n(w_0t)$ dependen de w_0t , el punto de intersección de la línea con el eje w_0t , por lo tanto, estos coeficientes son en si mismos funciones de w_0t . Como las funciones moduladoras varían periódicamente con el tiempo a lo largo de la dirección de ese eje, se pueden a su vez representar como la serie de Fourier

$$a_n(\omega_0 t) = \frac{c_{0n}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m} \cos(m\omega_0 t) + d_{m} \sin(m\omega_0 t)] \quad (2.6)$$

$$b_n(\omega_0 t) = \frac{e_{0n}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [e_{m} \cos(m\omega_0 t) + f_{m} \sin(m\omega_0 t)] \quad (2.7)$$

Ahora, los coeficientes de la Ec. 2.5 están dados por las

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

integrales

$$a_n(\omega_0 t_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t_1) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.8)$$

$$b_n(\omega_0 t_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t_1) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.9)$$

y las Ecs. 2.6 y 2.7 a su vez están dadas por

$$c_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} a_n(\omega_0 t) \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.10)$$

$$d_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} a_n(\omega_0 t) \sin(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.11)$$

$$e_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} b_n(\omega_0 t) \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.12)$$

$$f_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} b_n(\omega_0 t) \sin(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.13)$$

Usando las Ecs. 2.8 y 2.9, las Ecs. 2.10 a 2.13 se pueden expresar como sigue:

$$\begin{aligned} c_{mn} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right) \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t) \cos(m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \end{aligned}$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \left\{ \frac{\cos(n\omega t + m\omega_0 t) + \cos(n\omega t - m\omega_0 t)}{2} \right\} d(\omega t) d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) + \\
 &+ \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 d_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \sin(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) - \\
 &- \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \sin(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 e_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \sin(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) + \\
 &+ \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \sin(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \quad (2.16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) - \\
 &- \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \quad (2.17)
 \end{aligned}$$

Ahora, sustituyendo las Ecs. 2.6 y 2.7 en la Ec. 2.5, se obtiene

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 F(\omega t, \omega_0 t) &= \frac{1}{2} \left[\frac{C_{00}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m0} \cos(m\omega_0 t) + d_{m0} \sin(m\omega_0 t)] \right] + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{C_{0n}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} c_{mn} \cos(m\omega_0 t) + d_{mn} \sin(m\omega_0 t) \right] \cos(n\omega t) + \\
 &+ \left[\frac{e_{0n}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} e_{mn} \cos(m\omega_0 t) + f_{mn} \sin(m\omega_0 t) \right] \sin(n\omega t) \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

para $F(\omega t, \omega_0 t)$ se tiene

$$\begin{aligned}
 F(\omega t, \omega_0 t) &= \frac{1}{2} \left[\frac{C_{00}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m0} \cos(m\omega_0 t) + d_{m0} \sin(m\omega_0 t)] \right] + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{C_{0n}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} c_{mn} \cos(m\omega_0 t) + d_{mn} \sin(m\omega_0 t) \right] \cos(n\omega t) + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{e_{0n}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} e_{mn} \cos(m\omega_0 t) + f_{mn} \sin(m\omega_0 t) \right] \sin(n\omega t) \quad (2.19) \\
 &= \frac{C_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m0} \cos(m\omega_0 t) + d_{m0} \sin(m\omega_0 t)] + \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [c_{0n} \cos(n\omega t) + e_{0n} \sin(n\omega t)] + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [c_{mn} \cos(n\omega t) \cos(m\omega_0 t) + d_{mn} \cos(n\omega t) \sin(m\omega_0 t)] +
 \end{aligned}$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [e_{nm} \sin(n\omega t) \cos(m\omega_0 t) + f_{nm} \sin(n\omega t) \sin(m\omega_0 t)] \\
 & = \frac{c_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m0} \cos(m\omega_0 t) + d_{m0} \sin(m\omega_0 t)] + \\
 & \quad + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [c_{0n} \cos(n\omega t) + e_{0n} \sin(n\omega t)] + \\
 & \quad + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \{ [c_{nm} (\frac{1}{2} \cos(n\omega t + m\omega_0 t) + \frac{1}{2} \cos(n\omega t - m\omega_0 t))] + \\
 & \quad + [d_{nm} (\frac{1}{2} \sin(m\omega_0 t + n\omega t) + \frac{1}{2} \sin(m\omega_0 t - n\omega t))] \} \\
 & \quad + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \{ [e_{nm} (\frac{1}{2} \sin(n\omega t + m\omega_0 t) + \frac{1}{2} \sin(n\omega t - m\omega_0 t))] + \\
 & \quad + [f_{nm} (\frac{1}{2} \cos(n\omega t - m\omega_0 t) - \frac{1}{2} \cos(n\omega t + m\omega_0 t))] \}
 \end{aligned}$$

como $\sin(m\omega_0 t - n\omega t) = -\sin(n\omega t - m\omega_0 t)$, entonces

$$\begin{aligned}
 & = \frac{c_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m0} \cos(m\omega_0 t) + d_{m0} \sin(m\omega_0 t)] + \\
 & \quad + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [c_{0n} \cos(n\omega t) + e_{0n} \sin(n\omega t)] + \\
 & \quad + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} (c_{nm} - f_{nm}) \cos(n\omega t + m\omega_0 t) +
 \end{aligned}$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} (c_{nm} + f_{nm}) \cos(n\omega t - m\omega_0 t) + \\
 & + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} (d_{nm} + e_{nm}) \sin(n\omega t + m\omega_0 t) + \\
 & + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} (-d_{nm} + e_{nm}) \sin(n\omega t - m\omega_0 t) \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

Ahora se procede a la evaluación de los coeficientes. En la Fig 2.3 se puede observar que $A_0 = 2$ y que la función $F(\omega t, \omega_0 t)$ tiene el valor 1 en el intervalo entre $[-\pi/2 - (x\pi/2)\cos(\omega_0 t)]$ a $[+\pi/2 + (x\pi/2)\cos(\omega_0 t)]$ a lo largo del eje ωt y tiene un valor de 0 en cualquier otro caso entre $-\pi$ y π sobre ese mismo eje. Sobre el eje $\omega_0 t$, $F(\omega t, \omega_0 t)$ siempre tiene un valor de 1. Entonces de la Ec. 2.14, haciendo $B = \pi/2 + (x\pi/2)\cos(\omega_0 t)$, c_{00} se puede expresar como

$$\begin{aligned}
 c_{00} &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 d(\omega t) d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \beta d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + (x\frac{\pi}{2}) \cos(\omega_0 t) \right) d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{2}{\pi^2} \left(\int_{-\pi}^{\pi} \frac{\pi}{2} d(\omega_0 t) + \int_{-\pi}^{\pi} x\frac{\pi}{2} \cos(\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right) \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} d(\omega_0 t) + \frac{x}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\omega_0 t) d(\omega_0 t)
 \end{aligned}$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$= 2 + \frac{x}{\pi} [\sin x - \sin(-x)] = 2 \quad (2.21)$$

Ahora

$$\begin{aligned} c_{m0} &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 \cos(m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + x \frac{\pi}{2} \cos(\omega_0 t) \right] \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} x \frac{\pi}{2} \cos(\omega_0 t) \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \frac{x}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\omega_0 t) \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= x \text{ si } m = 1; \quad 0 \text{ para cualquier otro valor de } m \end{aligned} \quad (2.22)$$

Y

$$\begin{aligned} d_{m0} &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + x \frac{\pi}{2} \cos(\omega_0 t) \right] \sin(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \end{aligned}$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \frac{\pi}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\omega_0 t) \sin(m\omega_0 t) d(\omega_0 t)$$

$$= 0 \text{ para todo valor de } m \quad (2.23)$$

Los coeficientes restantes no son tan fáciles de evaluar e involucran algunas de las integrales de Bessel.

Se tiene la expansión fundamental de Bessel [4], [6]

$$e^{\frac{1}{2}x(t - \frac{1}{t})} = J_0(x) + \sum_{n=1}^{\infty} [c^n + (-1)^n c^{-n}] J_n(x) \quad (2.24)$$

A partir de la expansión de la función

$$e^{\frac{1}{2}(t - \frac{1}{t})} = e^{(\frac{1}{2}t - \frac{1}{2t})} = e^{\frac{1}{2}t} e^{-\frac{1}{2t}} \quad (2.25)$$

en términos de potencias de t , para poder realizar las operaciones necesarias para obtener el valor de los coeficientes que hace falta evaluar.

Para obtener esta expansión, primero se reemplazan las exponenciales del lado derecho de la Ec. 2.25 por una serie infinita, obteniendo

$$\left(\sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \frac{x^i t^i}{2^i} \right) \left(\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j!} \frac{x^j}{2^j t^j} \right)$$

$$\left(\sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \frac{x^i t^i}{2^i} \right) \left(\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j!} \frac{x^j t^{-j}}{2^j} \right) \quad (2.26)$$

Si $i = n + j$, con $n \geq 0$, se obtiene

$$\left(\sum_{n=j+1}^{\infty} \frac{1}{(n+j)!} \frac{x^{n+j} t^{n+j}}{2^{n+j}} \right) \left(\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j!} \frac{x^j t^{-j}}{2^j} \right) =$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$= \sum_{j=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(n+j)!} \frac{x^{(n+j)}}{2^{(n+j)}} \right] \left[\frac{(-1)^j x^j}{j! 2^j} \right] t^{n+j} t^{-j} =$$

$$\sum_{j=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(n+j)!} \frac{x^{(n+j)}}{2^{(n+j)}} \right] \left[\frac{(-1)^j x^j}{j! 2^j} \right] t^{n+j} t^{-j} =$$

$$= \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j x^{(n+j)}}{2^{(n+j)} j! (n+j)!} t^n =$$

$$= \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j x^{n+2j}}{2^{n+2j} j! \Gamma(n+j+1)} t^n = J_n(x) t^n \quad (2.27)$$

de igual forma cuando $j = n + i$

$$\sum_{j=0}^{\infty} \left[\frac{1}{i!} \frac{x^i}{2^i} \right] \left[\frac{(-1)^{n+i} x^{n+i}}{(n+i)! 2^{n+i}} \right] t^n =$$

$$= (-1)^n \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j x^{n+2j}}{2^{n+2j} j! \Gamma(n+j+1)} t^n = (-1)^n J_n(x) t^n \quad (2.28)$$

entonces

$$e^{i\frac{x}{2} \left(t - \frac{1}{t} \right)} = J_0(x) + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(x) [t^n + (-1)^n t^{-n}] \quad (2.29)$$

Ahora, si se hace que $t = e^{i\phi}$ de forma que

$$\frac{1}{2} \left(t - \frac{1}{t} \right) = \frac{1}{2} (e^{i\phi} - e^{-i\phi}) = \frac{\cos\phi + i\sin\phi - \cos\phi + i\sin\phi}{2} = i\sin\phi \quad (2.30)$$

y

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$e^{j\frac{\pi}{2}(t - \frac{1}{t})} = e^{jx \sin \phi} = \cos(x \sin \phi) + j \sin(x \sin \phi) \quad (2.31)$$

de igual manera cuando n es par, esto es $n = 2k$, se tiene

$$t^n + (-1)^n t^{-n} = t^{2k} + (-1)^{2k} t^{-2k} = e^{j2k\phi} + e^{-j2k\phi} = 2 \cos 2k\phi \quad (2.32)$$

y cuando n es impar, esto es $n = 2k - 1$, se tiene

$$t^n + (-1)^n t^{-n} = t^{2k-1} + (-1)^{2k-1} t^{-2k+1} = e^{j(2k-1)\phi} - e^{-j(2k-1)\phi} = 2j \sin(2k-1)\phi \quad (2.33)$$

entonces la Ec. 2.29 se puede escribir como

$$\begin{aligned} e^{jx \sin \phi} &= \cos(x \sin \phi) + j \sin(x \sin \phi) = \\ &= J_0(x) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cos 2k\phi + 2j \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(x) \sin(2k-1)\phi \end{aligned} \quad (2.34)$$

igualando las partes reales y las partes imaginarias de esta última expresión

$$\cos(x \sin \phi) = J_0(x) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cos 2k\phi \quad (2.35)$$

$$\sin(x \sin \phi) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(x) \sin(2k-1)\phi \quad (2.36)$$

las series de la derecha de la Ecs. 2.35 y 2.36 son, por supuesto, las expansiones en serie de Fourier de las funciones de la izquierda[4], [6].

Ahora, si se multiplican ambos lados de la Ec. 2.35 por $\cos(n\phi)$ y ambos lados de la Ec. 2.36 por $\sin(n\phi)$ y se integra cada identidad con respecto de ϕ entre 0 y π . Como

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\int_0^{\pi} \cos n\phi \cos m\phi \, d\phi = \int_0^{\pi} \sin n\phi \sin m\phi \, d\phi = 0 \quad \text{si } m \neq n$$

$$\int_0^{\pi} \cos^2 n\phi \, d\phi = \int_0^{\pi} \sin^2 n\phi \, d\phi = \frac{\pi}{2} \quad \text{si } m=n \quad (2.37)$$

por las propiedades de ortogonalidad, entonces

$$\begin{aligned} \int_0^{\pi} \cos n\phi \cos(x \sin \phi) \, d\phi &= \int_0^{\pi} J_0(x) \cos n\phi \, d\phi + \int_0^{\pi} [2 \cos n\phi \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cos 2k\phi] \, d\phi = \\ &= \begin{cases} \pi J_n(x) & \text{si } n \text{ es par} \\ 0 & \text{si } n \text{ es impar} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\pi} \sin n\phi \sin(x \sin \phi) \, d\phi &= \int_0^{\pi} [2 \sin n\phi \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(x) \sin(2k-1)\phi] \, d\phi = \\ &= \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ es par} \\ \pi J_n(x) & \text{si } n \text{ es impar} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Si ahora se suman estas dos expresiones se obtiene

$$\int_0^{\pi} [\cos n\phi \cos(x \sin \phi) + \sin n\phi \sin(x \sin \phi)] \, d\phi = \pi J_n(x) \quad \forall n \quad (2.40)$$

dividiendo por π

$$J_n(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [\cos n\phi \cos(x \sin \phi) + \sin n\phi \sin(x \sin \phi)] \, d\phi \quad (2.41)$$

como $\cos(a-b) = \cos(a)\cos(b) + \sin(a)\sin(b)$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$J_n(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(n\phi - x \sin\phi) d\phi \quad \forall n \text{ entero} \quad (2.42)$$

Si en las Ecs. 2.35 y 2.36 se reemplaza ϕ por $(\pi/2 - \alpha)$, se obtiene

$$\begin{aligned} \cos(x \sin\phi) &= \cos(x \sin(\frac{1}{2}\pi - \alpha)) = \cos(x \cos\alpha) = \\ &= J_0(x) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\frac{1}{2}\pi - \alpha), \\ &= J_0(x) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}[\cos 2k(\frac{1}{2}\pi) \cos 2k\alpha + \sin 2k\frac{\pi}{2} \sin 2k\alpha] = \\ &= J_0(x) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cos(2k\pi) \cos 2k\alpha = \\ &= J_0(x) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(x) \cos 2k\alpha = \\ &= J_0(x) - 2J_2(x) \cos 2\phi + 2J_4(x) \cos 4\phi - \dots \end{aligned} \quad (2.43)$$

De igual manera para $\sin(x \cos \phi)$ se obtiene

$$\sin(x \cos\phi) = 2J_1(x) \sin\phi - 2J_3(x) \sin 3\phi + 2J_5(x) \sin 5\phi - \dots \quad (2.44)$$

entonces resumiendo

$$\cos(x \sin\phi) = J_0(x) + 2J_2(x) \cos 2\phi + 2J_4(x) \cos 4\phi + \dots$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\sin(x\sin\phi) = 2J_1(x)\sin\phi + 2J_3(x)\sin3\phi + 2J_5(x)\sin5\phi - \dots$$

$$\cos(x\cos\phi) = J_0(x) - 2J_2(x)\cos2\phi + 2J_4(x)\cos4\phi + \dots$$

$$\sin(x\cos\phi) = 2J_1(x)\sin\phi - 2J_3(x)\sin3\phi + 2J_5(x)\sin5\phi - \dots$$

donde $J_p(x)$ es la función de Bessel de primera clase de orden p y con argumento x .

Estas funciones se pueden considerar como series de Fourier y al operar para encontrar los coeficientes se llega a que

$$2\pi J_0(x) = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(x\sin\phi) d\phi = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(x\cos\phi) d\phi \quad (2.45)$$

Y

$$0 = \int_{-\pi}^{\pi} \sin(x\sin\phi) d\phi = \int_{-\pi}^{\pi} \sin(x\cos\phi) d\phi \quad (2.46)$$

para $p = 2q$

$$2\pi J_{2q}(x) = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(x\sin\phi) \cos 2q\phi d\phi = (-1)^q \int_{-\pi}^{\pi} \cos(x\cos\phi) \cos 2q\phi d\phi \quad (2.47)$$

para $p = 2q - 1$

$$2\pi J_{2q-1}(x) = \int_{-\pi}^{\pi} \sin(x\sin\phi) \sin(2q-1)\phi d\phi = (-1)^{q-1} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(x\cos\phi) \cos(2q-1)\phi d\phi \quad (2.48)$$

También para todo p se tiene que

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 0 &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(x \sin \phi) \sin \phi \, d\phi \\
 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(x \sin \phi) \cos \phi \, d\phi \\
 &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(x \cos \phi) \sin \phi \, d\phi \\
 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(x \cos \phi) \cos \phi \, d\phi
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

Las integrales definidas que se acaban de obtener son integrales de Bessel. Al usarlas para evaluar los coeficientes de la expansión de una función de PWM se llega a

$$\begin{aligned}
 c_{00} &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(n\omega t) \, d(\omega t) \, d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} [\sin \beta - \sin(-\beta)] \, d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{2}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \sin \beta \, d(\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

donde

$$\sin \beta = \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{m\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{m\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \tag{2.51}$$

entonces la integral vale

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 c_{0n} &= \frac{2}{n\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{n\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] d(\omega_0 t) + \frac{2}{n\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \text{sen}\left[\frac{n\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] d(\omega_0 t) = \\
 &= \frac{2 \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \cos\left[\frac{n\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] d(\omega_0 t) + \frac{2 \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi \text{sup} 2} \int_{-\pi}^{\pi} \text{sen}\left[\frac{n\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] d(\omega_0 t) = \\
 &= \frac{2 \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \cos\left[\frac{n\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] d(\omega_0 t) = \\
 &= \frac{2 \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi^2} 2\pi J_0\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \\
 &= \frac{4 \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} J_0\left(\frac{n\pi}{2}\right)
 \end{aligned}$$

finalmente

$$\begin{aligned}
 c_{0n} &= \left(\frac{4}{n\pi}\right) J_0\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \text{para } n \text{ impar} \\
 &= 0 \quad \text{para } n \text{ par}
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

Ahora

$$d_{0n} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) d(\omega_0 t) = 0 \quad \forall n \tag{2.53}$$

Para evaluar los coeficientes de las sumatorias dobles, obsérvese que en las Ecs. 2.14 a 2.17

$$c_{m0} + f_{m0} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t)$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$c_{mn} - f_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \cos(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t)$$

$$e_{mn} + d_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \sin(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t)$$

$$e_{mn} - d_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega t, \omega_0 t) \sin(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \quad (2.54)$$

como $F(\omega t, \omega_0 t) = 1$ a lo largo del eje $\omega_0 t$, entonces

$$c_{mn} - f_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t)$$

$$c_{mn} + f_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t)$$

$$e_{mn} + d_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(n\omega t + m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t)$$

$$e_{mn} - d_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(n\omega t - m\omega_0 t) d(\omega t) d(\omega_0 t) \quad (2.55)$$

Ahora, se sabe que

$$\int \sin(n\omega t \pm m\omega_0 t) d(\omega t) = -\frac{1}{n} \cos(n\omega t \pm m\omega_0 t) \quad (2.56)$$

entonces al evaluar estas integrales sobre los límites $-\beta$ y β , se tiene que

$$-\frac{1}{n} \cos(n\beta \pm m\omega_0 t) + \frac{1}{n} \cos(-n\beta \pm m\omega_0 t) =$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{1}{n} [\cos n\beta \cos(m\omega_0 t) \pm \sin n\beta \sin(m\omega_0 t)] + \frac{1}{n} [\cos(-n\beta) \cos(m\omega_0 t) + \sin(-n\beta) \sin(m\omega_0 t)] = \\
 &= -\frac{1}{n} [\cos n\beta \cos(m\omega_0 t) \pm \sin n\beta \sin(m\omega_0 t)] + \frac{1}{n} [\cos n\beta \cos(m\omega_0 t) \pm \sin n\beta \sin(m\omega_0 t)] = \\
 &= \pm \frac{2}{n} \sin n\beta \sin(m\omega_0 t) \qquad (2.57)
 \end{aligned}$$

pero como

$$\sin n\beta = \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{Xn\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{Xn\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \qquad (2.58)$$

entonces el producto trigonométrico queda

$$\begin{aligned}
 &\pm \left(\frac{2}{n}\right) \left(\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{Xn\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{Xn\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right]\right) \sin(m\omega_0 t) = \qquad (2.59) \\
 &= \pm \left(\frac{2}{n}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{Xn\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \sin(m\omega_0 t) \pm \left(\frac{2}{n}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{Xn\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \sin(m\omega_0 t)
 \end{aligned}$$

De las propiedades de ortogonalidad se sabe que las integrales de estos términos entre $-\pi$ y π son nulas y por lo tanto

$$e_{m0} + d_{m0} = e_{m\pi} - d_{m\pi} = 0 \qquad (2.60)$$

sin embargo,

$$\int \cos(n\omega t \pm m\omega_0 t) d(\omega t) = \frac{1}{n} \sin(n\omega t \pm m\omega_0 t) \qquad (2.61)$$

al tomar entre los límites $-\beta$ y β se tiene que

$$\frac{1}{n} [\sin(n\beta \pm m\omega_0 t) - \sin(-n\beta \pm m\omega_0 t)] =$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$= \frac{1}{n} \{ [\sin(n\beta) \cos(m\omega_0 t) \pm \cos(n\beta) \sin(m\omega_0 t)] - [\sin(-n\beta) \cos(m\omega_0 t) \pm \cos(-n\beta) \sin(m\omega_0 t)] \} =$$

$$= \frac{1}{n} \{ [\sin(n\beta) \cos(m\omega_0 t) \pm \cos(n\beta) \sin(m\omega_0 t)] + [\sin(n\beta) \cos(m\omega_0 t) \mp \cos(n\beta) \sin(m\omega_0 t)] \} =$$

$$= \frac{2}{n} \sin(n\beta) \cos(m\omega_0 t) \quad (2.62)$$

reemplazando $\sin(n\beta)$ por su valor

$$\frac{2}{n} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t) + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) \right) =$$

$$= \frac{2}{n} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) \right) \quad (2.63)$$

Entonces se tiene la siguiente integral

$$\frac{2}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) \right) d(\omega_0 t) =$$

$$= \frac{2}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \frac{2}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.64)$$

de aqui

$$\frac{2}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left[\frac{\chi n \pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right] \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.65)$$

es de la forma

$$(-1)^{q-1} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\gamma \cos \phi) \cos 2q\phi d\phi \quad \text{para } m = 2q \quad (2.66)$$

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\begin{aligned} \frac{2}{n} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \int_{-\pi}^{\pi} \cos\left\{\frac{m\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right\} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) &= \frac{2}{n} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \left[\frac{2\pi J_n\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{(-1)^{\frac{m}{2}}} \right] = \\ &= \frac{2}{n} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) [2\pi (-1)^{\frac{m}{2}} J_n\left(\frac{m\pi}{2}\right)] \quad \text{si } m \text{ es par} \\ &= 0 \quad \text{si } m \text{ es impar} \end{aligned} \quad (2.67)$$

pero $\sin(n\pi/2) = 0$ si n es par y ± 1 si n es impar, entonces

$$= \frac{4\pi}{n} (-1)^{\frac{n-1}{2}} (-1)^{\frac{m}{2}} J_n\left(\frac{m\pi}{2}\right) = \frac{4\pi}{n} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} J_n\left(\frac{m\pi}{2}\right) \quad \text{si } m \text{ es par y } n \text{ es impar} \quad (2.68)$$

y

$$\frac{2}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left\{\frac{m\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right\} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \quad (2.69)$$

es de la forma

$$(-1)^{q-1} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(\gamma \cos \phi) \cos(2q-1)\phi d\phi \quad \text{para } m = 2q-1 \quad (2.70)$$

$$\frac{2}{n} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \int_{-\pi}^{\pi} \sin\left\{\frac{m\pi}{2} \cos(\omega_0 t)\right\} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) =$$

$$= \frac{2}{n} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \left[\frac{2\pi J_n\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{(-1)^{\frac{m-1}{2}}} \right] =$$

$$= \frac{2}{n} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) [2\pi (-1)^{\frac{m-1}{2}} J_n\left(\frac{m\pi}{2}\right)] \quad \text{si } m \text{ es impar} \\ = 0 \quad \text{si } m \text{ es par} \quad (2.71)$$

pero $\cos(n\pi/2) = 0$ si n es impar y ± 1 si n es par, entonces

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$= \frac{4\pi}{n} (-1)^{\frac{n}{2}} (-1)^{\frac{m-1}{2}} J_n\left(\frac{X\pi n}{2}\right) = \frac{4\pi}{n} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} J_n\left(\frac{X\pi n}{2}\right) \quad \text{si } m \text{ es impar y } n \text{ es par} \quad (2.72)$$

y como

$$C_{m+n} \mp f_{m+n} = \frac{1}{\pi^2} \left[\frac{4\pi}{n} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} J_n\left(\frac{X\pi n}{2}\right) \right]$$

$$C_{m+n} \mp f_{m+n} = \frac{4}{n\pi} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} J_n\left(\frac{X\pi n}{2}\right) \quad (2.73)$$

tanto si m es par y n es impar como si m es impar y n es par.

En este momento ya se tienen evaluados todos los coeficientes que intervienen en la determinación del espectro de la señal PWM.

Entonces la expansión en serie de Fourier de una señal de PWM se puede expresar, ya con todos los coeficientes evaluados como sigue

$$H(\omega t, \omega_0 t) = \frac{1}{2} + \left(\frac{X}{2}\right) \cos \omega_0 t -$$

$$- \left(\frac{2}{\pi}\right) \sum_{p=1}^{\infty} \cos(p\pi) \left[\frac{J_0[x(2p-1)\frac{\pi}{2}]}{(2p-1)} \right] \cos[(2p-1)\omega t] -$$

$$- \left(\frac{2}{\pi}\right) \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \cos[(p+q)\pi] \left[\frac{J_{2q}[x(2p-1)\frac{\pi}{2}]}{(2p-1)} \right] \cos[(2p-1)\omega t \pm 2q\omega_0 t] -$$

$$- \left(\frac{2}{\pi}\right) \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \cos[(p+q)\pi] \left[\frac{J_{2q-1}(Xp\pi)}{2p} \right] \cos[2p\omega t \pm (2q-1)\omega_0 t] \quad (2.74)$$

donde los 2 signos + y - se deben tomar en los argumentos de los términos oscilatorios.

El primer término corresponde a la componente de d.c. de los pulsos. Se observa que en el segundo término se tienen componentes

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

debidos a la señal moduladora y a sus armónicos. También se presentan, en el tercer término, componentes debidos a la frecuencia fundamental de los pulsos y a sus armónicos. Los componentes de frecuencia del último término presentan una mezcla de todas las posibles parejas formadas al tomar la suma y la diferencia de los múltiplos enteros de cada frecuencia fundamental.

Los armónicos de la frecuencia de la señal desaparecen pero los productos de intermodulación pueden quedar dentro de la banda base. Los más importantes son los que caen dentro de la primera banda lateral inferior, cuya amplitud se grafica respecto de la amplitud pico a pico de la señal (M) a la frecuencia de ésta, en la Fig. 2.4. Las líneas punteadas son asíntotas. Las amplitudes como fracción de la amplitud de la señal $\frac{1}{2}M$, son

$$d_s(M) = \frac{2J_0(\pi M)}{\pi M} =$$

$$= \frac{(\frac{1}{2}\pi M)^{-1}}{e!} \quad \text{para } M \text{ pequeños} \quad (2.75)$$

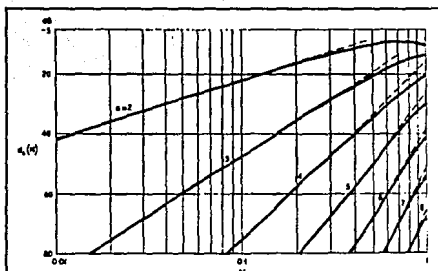


Figura 2.4. Distorsión en PWM Muestreado Naturalmente [3].

2.2 CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE DC POR MEDIO DE PWM.

La operación básica de motor de DC convencional sencillo se ilustra en la Fig. 2.5. Se tiene una armadura rotatoria con uno (como se muestra) o más devanados separados. Cada devanado termina en un anillo ranurado (el conmutador), al que se le transfiere la

potencia por medio de escobillas. Entre los conmutadores hay un aislador, de forma que el anillo actúa como un interruptor de dos tiros-dos polos. A medida que la armadura rota, el anillo conmuta constantemente de manera que el campo magnético de la armadura permanece fijo. La armadura es impulsada por fuerzas electromagnéticas opuestas que provienen de un imán estático, llamado el campo. Los campos electromagnéticos de un motor de imán permanente (PM) se generan por medio de imanes permanentes [8], [9], [10], [11].

Antiguamente los motores requerían de un campo electromagnético si iban a entregar una potencia alta. Los campos magnéticos permanentes generados por imanes de ferrita no podían entregar un flujo de campo magnético suficientemente intenso. Los imanes de Alnico (aluminio-níquel-cobre) mejoraron notablemente la potencia de los imanes permanentes pero oponían poca resistencia a las fuerzas desmagnetizadoras en contraste con los de ferrita. El material magnético se magnetiza durante el proceso de manufactura sumergiéndolo en un campo magnético intenso. No obstante, las corrientes de armadura altas, aproximadamente de una magnitud ocho veces mayor que las corrientes de operación normales, pueden desmagnetizar el imán del estator. Esta situación ocurre cuando se invierte el sentido de giro de motores de alta velocidad. Los imanes de alnico se utilizan en aplicaciones de par relativamente bajo.

El desarrollo de los imanes de tierras raras (samario-cobalto) ha revolucionado los motores de DC. Son tres veces más fuertes que los de alnico y el material virtualmente es inmune a la desmagnetización. Los imanes de samario-cobalto son más caros que los de alnico, pero se utilizan en la mayoría de los motores PM de alto rendimiento.

Los motores de imán permanente tienen varias ventajas sobre los motores de DC de campo ranurado. En primer lugar, los motores PM presentan una curva de par-velocidad lineal, lo que los hace ideales para aplicaciones de control. En segundo lugar, la eliminación del campo ranurado reduce la generación de calor dentro del motor. La temperatura establece un límite superior en los niveles de corriente permitidos y por lo tanto en el par. Como consecuencia de lo expuesto, en la actualidad prácticamente todas las aplicaciones de control de motores utilizan motores del tipo de imán permanente.

2.2.1 TIPOS DE MOTORES DE DC

Existen tres tipos de motores PM: (1) de núcleo de hierro, (2) de disco y (3) de campana. El nombre describe la construcción del rotor. Los motores de DC sin escobillas tienen imanes permanentes

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

pero no entran en la clasificación de motores de imán permanente porque tienen características de funcionamiento diferentes.

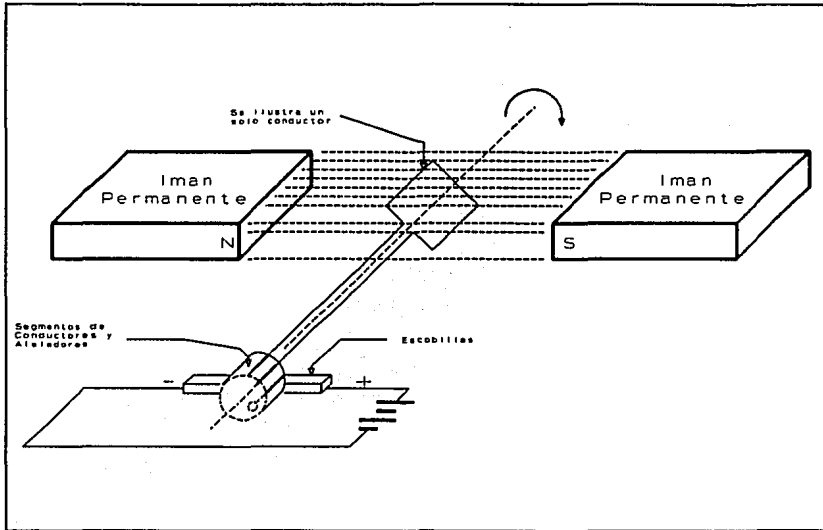


Figura 2.5 Componentes de un Motor de DC.

2.2.1a MOTORES DE NÚCLEO DE HIERRO

Los motores PM de núcleo de hierro son motores de DC convencionales con campos de imán permanente. La armadura es una estructura de hierro laminado con ranuras que contienen devanados separados. El hierro proporciona un camino de reluctancia baja para el flujo de campo. Aproximadamente por cada docena de devanados separados existe una terminación con un par de conmutadores. Este arreglo incrementa el par y reduce el corcoveo, que es una tendencia del par de salida a exhibir un rizo cuando las escobillas transfieren la potencia a los sucesivos conmutadores. Los motores de núcleo de hierro entregan la máxima potencia y tienen un par de arranque alto, pero tienen una inercia del rotor alta como desventaja. Por lo tanto, los rotores se construyen con un diámetro pequeño y longitud alta para hacer que la constante de tiempo mecánica disminuya. En la Fig. 2.6 se muestra un corte transversal de este tipo de motor.

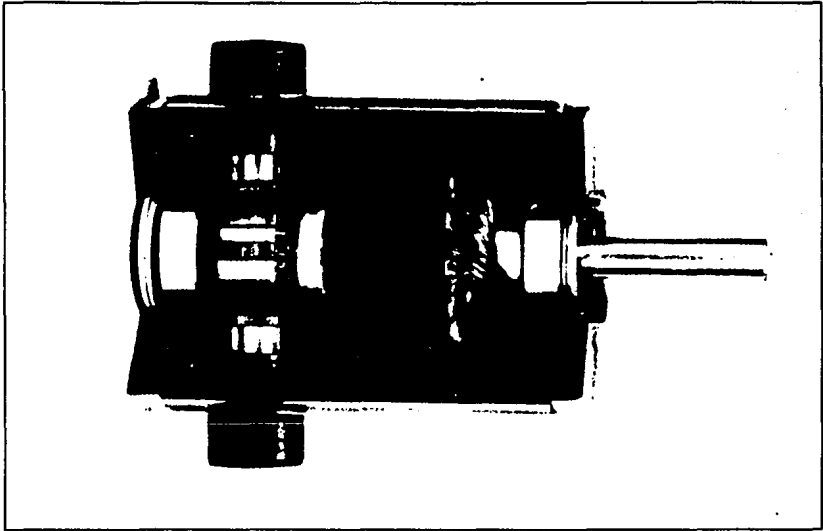


Figura 2.6 Corte Transversal de un Motor de DC de Núcleo de Hierro [8].

2.2.1b MOTORES DE DISCO

En muchas aplicaciones es necesario acelerar y desacelerar la carga rápidamente, debido a estas aplicaciones es que se diseñó el motor de disco o motor de circuito impreso. Originalmente, la armadura con forma de disco estaba formada por cobre depositado en una tableta de circuito impreso para formar las pistas de conexión. Actualmente las conexiones de la armadura se estampan a partir de láminas de cobre y se laminan junto con aislantes entre una lámina y otra. Las laminaciones se conectan para formar un cable continuo. La corriente fluye radialmente a la circunferencia y entre los imanes de campo dispuestos en forma circular. En la Fig. 2.7 se muestra una vista de los componentes de este tipo de motor.

Este tipo de diseño sin hierro tiene varias ventajas sobre los motores de núcleo de hierro. La menor inercia del rotor permite una aceleración más rápida. Los picos de corriente son mayores debido a la armadura no magnética y al arreglo de los imanes de campo. La baja inductancia de los "devanados" produce bajas constantes de tiempo eléctricas y mayor tiempo de vida para las escobillas porque hay menor producción de arcos eléctricos. El corcoveo ya no es un

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

problema, sin embargo, los motores de disco no pueden lograr la velocidad y entregar la potencia que proporcionan los motores de núcleo de hierro. La corriente de devanado es limitada debido a la falta de un camino para la conducción de calor excepto las armaduras de hierro. Otra desventaja que tiene este tipo de motor es que el diseño conduce a un motor más caro.

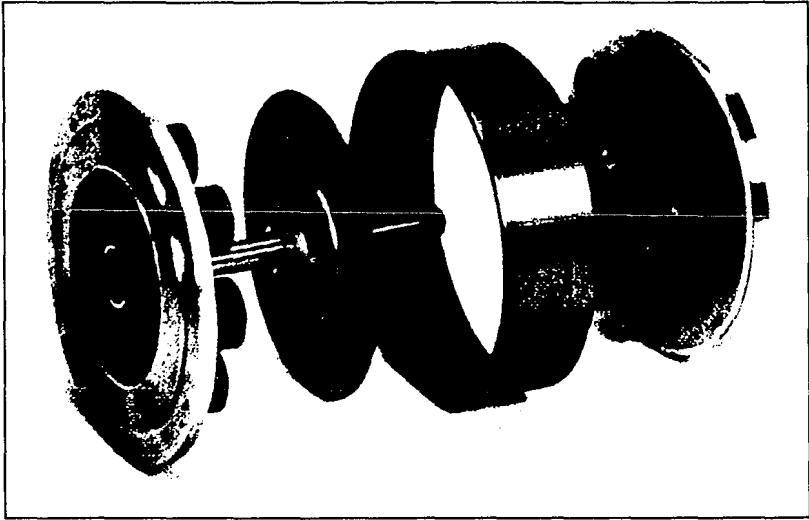


Figura 2.7 Construcción de un Motor de Disco.

2.2.1c MOTOR DE CAMPANA

El motor de armadura de campana (o de concha o de canasta) se desarrolló como una solución al problema de construir un motor de par grande y de inercia pequeña. La Fig. 2.8 ilustra la estructura de la armadura que es parecida a una campana. La concha está formada por alambre que se mantiene unido mediante epóxico o fibra de vidrio. Con un rotor de diámetro pequeño y extremadamente liviano se obtiene la menor inercia y la máxima aceleración de los tres tipos de motor expuestos. Normalmente este tipo de motor se usa en aplicaciones de baja potencia.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

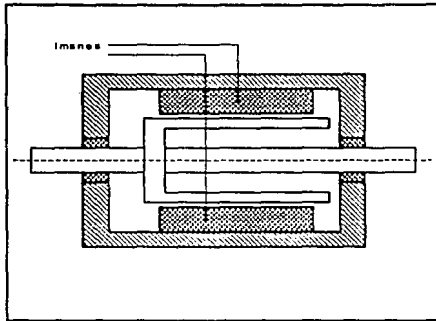


Figura 2.8 Estructura de un Motor de Campana.

2.2.2 CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO DE MOTORES DE IMÁN PERMANENTE (PM)

La característica fundamental de funcionamiento para motores eléctricos es la curva velocidad-par. La mayoría de los fabricantes proporcionan esta curva, así como otra serie de especificaciones de funcionamiento para sus motores. Una curva lineal es característica común a todos los motores de imán permanente. La velocidad del motor se mantiene constante si se varía el voltaje de entrada de DC para entregar el par que se esté demandando. El par de funcionamiento continuo es el par máximo entregado por el motor cuando opera continuamente sin enfriamiento. El calor, generado por las corrientes de devanado, es el principal factor limitador de la potencia del motor. Si el usuario está dispuesto a enfriar el motor con aire, se puede incrementar la potencia del motor. Si el motor opera en ciclos de trabajo cortos, lo que ocurre cuando se tienen cargas con una inercia grande, la corriente y el par picos pueden crecer significativamente por encima de los valores de operación normales.

Las constantes del motor se pueden relacionar con la curva velocidad-par así como a un modelo matemático para el sistema motor/carga. Este modelo es necesario para implementar el control de la velocidad o de la posición.

2.2.2a CONSTANTES DEL MOTOR

La ecuación dinámica para la armadura de un motor de DC está dada por

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$V = L \frac{dI}{dt} + RI + E \quad (2.76)$$

donde V es el voltaje aplicado a la armadura, R y L son la resistencia y la inductancia del devanado respectivamente, y E es la fuerza contra electromotriz. E está dada por

$$E = K_E \omega \quad (2.77)$$

donde K_E se denomina la constante de la fuerza contra electromotriz o "constante de voltaje" y ω es la velocidad angular (rapidez) del rotor. La potencia de la fuerza contra electromotriz es la misma que la potencia mecánica producida por el motor. Entonces

$$P = EI = T\omega \quad (2.78)$$

sustituyendo la Ec. (2.77) en la Ec. (2.78), se obtiene la relación entre el par y la corriente:

$$T = K_T I \quad (2.79)$$

donde K_T se denomina constante de par y es, numéricamente, igual a K_E .

Otra medida importante del funcionamiento de un motor es la cantidad de par desarrollado en relación con la cantidad de potencia disipada en forma de calor en los devanados de la armadura. La constante del motor K_M se define por

$$K_M = \frac{T}{\sqrt{RI^2}} = \frac{K_T}{\sqrt{R}} \quad (2.80)$$

Una constante del motor grande indica que se genera un mayor par y se pierde menor potencia en forma de calor. La constante del motor se incrementa a medida que crece el tamaño del motor pero también depende de la calidad de los materiales con que está construido el motor y de qué tan bien han sido utilizados.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

2.2.2b FUNCIONAMIENTO EN ESTADO ESTABLE

Considérese la Ec. (2.76) bajo condiciones de estado estable. Al sustituir la Ec. (2.77) para E y la Ec. (2.79) para I se obtiene

$$T = \frac{K_T}{R} V - K_M^2 \omega \quad (2.81)$$

En esta ecuación de par lineal se basa la curva velocidad-par mencionada anteriormente. Proporciona un método sencillo para predecir el funcionamiento del motor en un diseño sencillo dado. El par de frenado es

$$T_S = \frac{K_T}{R} V \quad (2.82)$$

y la velocidad teórica sin carga (par) es

$$\omega_0 = \frac{K_T V}{R K_M^2} = \frac{V}{K_E} \quad (2.83)$$

Entonces

$$T_S = K_M^2 \omega_0 \quad (2.84)$$

Cuando el motor está girando a una velocidad constante produce una potencia mecánica $P = T\omega$, ó

$$P = \left[\frac{K_T V}{R} - K_M^2 \omega \right] \omega \quad (2.85)$$

La curva de la potencia es una parábola con la máxima potencia entregada a la mitad de la máxima velocidad ω_0 . La máxima potencia está dada por

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$P_M = \frac{K_M^2 \omega_0^2}{4} \quad (2.86)$$

2.2.2c MODELO DINÁMICO

Ahora, la carga mecánica consta de una inercia J y de la constante de par T_f debida a la fricción o a la gravedad. Por consiguiente,

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + T_f \quad (2.87)$$

donde la inercia J incluye la inercia del motor J_M y la inercia de la carga J_L reflejada a través de la relación de engrane $N = \theta_M/\theta_L$:

$$J = J_M + \frac{1}{N^2} J_L \quad (2.88)$$

Usando la notación de Laplace y sustituyendo la corriente por el par en la Ec. (2.77), se obtiene

$$K_T I(s) = J s \omega(s) + T_f(s) \quad (2.89)$$

Reescribiendo la Ec. (2.76) se tiene

$$V(s) = L s I(s) + R I(s) + K_E \omega(s) \quad (2.90)$$

La corriente anterior se reemplaza por la Ec. (2.89).

$$V(s) = \frac{L J}{K_T} s^2 \omega(s) + \frac{L}{K_T} s T_f(s) + \frac{R J}{K_T} s \omega(s) + \frac{R}{K_T} T_f(s) + K_E \omega(s)$$

pero como numéricamente $K_E = K_T = K_M(R)^{1/2}$, dividiendo por K_E se tiene

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\frac{V(s)}{K_E} = \frac{LJ}{K_M^2 R} s^2 \omega(s) + \frac{RJ}{K_M^2 R} s \omega(s) + \omega(s) + \frac{L}{K_M^2 R} s T_f(s) + \frac{R}{K_M^2 R} T_f(s)$$

$$\frac{V(s)}{K_E} = \left[\frac{LJ}{K_M^2 R} s^2 + \frac{J}{K_M^2} s + 1 \right] \omega(s) + \frac{1}{K_M^2} \left[\frac{L}{R} s + 1 \right] T_f(s)$$

Si

$$\tau_e = \frac{L}{R} \quad (2.91)$$

$$\tau_m = \frac{J}{K_M^2} \quad (2.92)$$

se obtiene finalmente

$$\frac{V(s)}{K_E} = (\tau_e \tau_m s^2 + \tau_m s + 1) \omega(s) + \frac{1}{K_M^2} (\tau_e s + 1) T_f(s) \quad (2.93)$$

Para la mayoría de los motores de DC la constante de tiempo eléctrica es despreciable y

$$(\tau_m s + 1) \omega(s) = \frac{V(s)}{K_E} - \frac{T_f(s)}{K_M^2} \quad (2.94)$$

La Ec. (2.94) es un modelo dinámico para la combinación motor carga. La solución para la velocidad en el dominio del tiempo depende del voltaje aplicado y de la constante de par de la carga.

2.2.3 CONTROL DE MOTORES PM EN MALLA ABIERTA

El modelo dinámico para el sistema motor/carga se puede expresar por medio de un diagrama de bloques en malla abierta teniendo el voltaje y el par de fricción (o gravitacional) de la carga como entradas y la velocidad como salida, ver Fig. 2.9. La "malla" incluye un amplificador de voltaje con ganancia K_A . Parte del voltaje de control V_R se utiliza para acelerar la carga inercial. La velocidad en estado estable es proporcional al voltaje de control y, si T_f es pequeño, $w = (K_A/K_f)V_R$. Entonces el control en malla abierta de un motor PM es un control de velocidad, aunque el control de posición se puede inferir a partir de la integral en el dominio del tiempo del voltaje de control, es decir, al aplicar un voltaje conocido $V_R(t)$ durante un intervalo de tiempo fijo se obtendrá una rotación correspondiente θ .

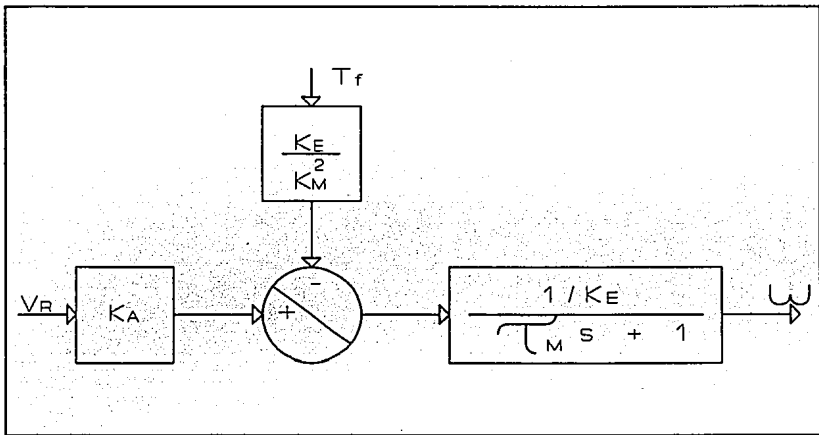


Figura 2.9 Control en Malla Abierta de la Velocidad de un Motor de DC

Existen dos métodos para controlar el motor por medio de un amplificador: (1) con transistores lineales y (2) con transistores de conmutación. Los transistores lineales son transistores de potencia que operan en su región de operación lineal, siendo el voltaje de entrada al motor proporcional a V_R . En la Fig. 2.10 se muestra una configuración del tipo T para manejar motores utilizando transistores de potencia complementarios. Cuando el voltaje de control es positivo el motor gira en el sentido del

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

reloj y cuando el voltaje de control es negativo el motor gira en sentido contrario al reloj. Se puede utilizar un solo transistor para un control unidireccional.

Un método de manejo alternativo consiste en usar transistores de conmutación. Este método normalmente se utiliza en control digital, en este caso se usan transistores Darlington y MOSFET. Hay dos formas de realizar el control: (1) con modulación por ancho de

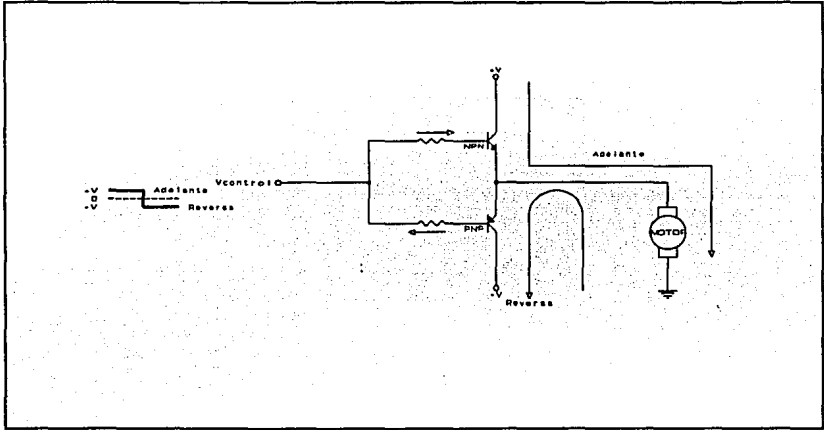


Figura 2.10 Circuito T con Amplificadores Lineales para Control de Velocidad en Malla Abierta.

pulso (PWM) y (2) con modulación de frecuencia de pulsos (PFM). Los voltajes de control PWM trabajan conmutando todo el voltaje de la fuente de poder sobre el motor a una frecuencia fija. Al variar el ciclo de trabajo (una porción del periodo de la señal), el voltaje promedio que "ve" el motor varía en proporción al ciclo de trabajo. El voltaje de control PFM conmuta la fuente de DC durante un periodo fijo de tiempo (ancho fijo), pero varía el espacio entre los pulsos o la tasa de repetición lográndose el mismo efecto que con el método anterior. Una configuración de puente H, Fig. 2.11, consta de 4 transistores de conmutación. La dirección de giro del motor se controla determinando cuál de las entradas recibe la señal de PWM, por ejemplo, en el modo hacia adelante los transistores Q1 y Q4 están encendidos y la corriente fluye de izquierda a derecha a través del motor. En el modo hacia atrás Q2 y Q3 se encuentran

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

encendidos y la corriente fluye de derecha a izquierda a través del motor.

En la Fig. 2.12 se muestra un sistema que es más compatible con un microprocesador. Se aplica una señal de PWM a una sola entrada y la dirección e giro del motor se controla con un voltaje alto/bajo aplicado en otra entrada.

Los transistores lineales se utilizan para controlar motores que consuman una corriente menor a 5 A debido al calor y a la pérdida de potencia. La disipación de potencia en transistores es el producto de la corriente por la caída de voltaje. Los transistores lineales presentan grandes caídas de voltaje a través de ellos, mientras que los transistores de conmutación presentan una caída de voltaje de aproximadamente 0.2 V. Si el calor excesivo no se disipa, se debe reducir la corriente del motor (par). Los transistores lineales son susceptibles a dañarse con niveles de corrientes de pico, los cuales se presentan cuando los motores son sobrecargados, por esta razón se utilizan circuitos limitadores de corriente.

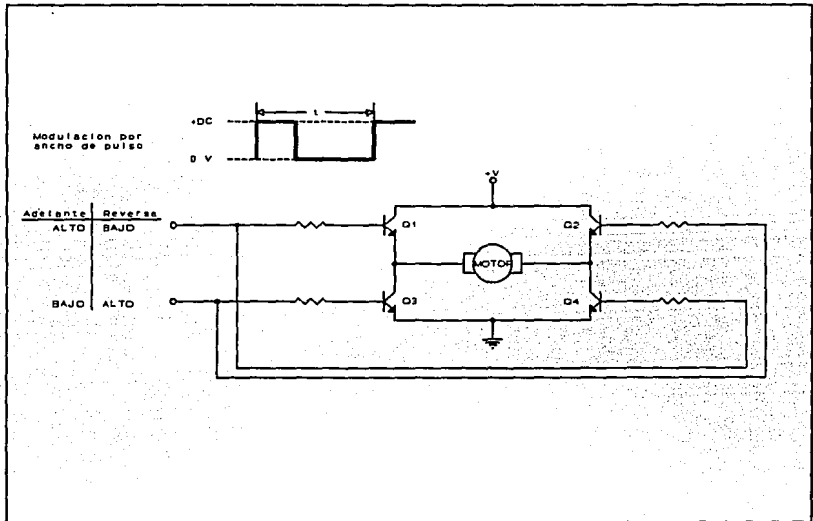


Figura 2.11 Circuito H con Amplificadores de Conmutación (PWM) para Control de Velocidad en Malla Abierta.

2.2.4 CONTROL EN MALLA CERRADA

El control de velocidad en malla abierta presupone que todos los parámetros permanecen constantes durante la operación del sistema. El momento de inercia J y el par de carga en estado estable T_f , son relativamente constantes para algunos sistemas tales como manejadores periféricos de vástagos, pero pueden variar drásticamente en otros sistemas como los robots. El par de carga gravitacional T_f de un manipulador cambia con la posición y las inercias asociadas pueden variar hasta un factor de 10 en todo el rango de movimiento. El efecto del calor sobre las constantes del motor es independiente de la dinámica de la carga. La temperatura se puede relacionar con las constantes de la siguiente forma:

$$R = R_0[1 + 0.004(\theta - \theta_0)]$$

$$K_T = K_{T0}[1 - 0.002(\theta - \theta_0)]$$

donde los valores nominales se dan para una temperatura magnética $\theta_0 = 25^\circ\text{C}$. Entonces, a temperaturas normales de operación, es posible que se presenten cambios de hasta el 25 por ciento. Esta es la razón por la que para el control en malla cerrada de la velocidad sea recomendable y el control en malla cerrada de la posición sea necesario en motores PM.

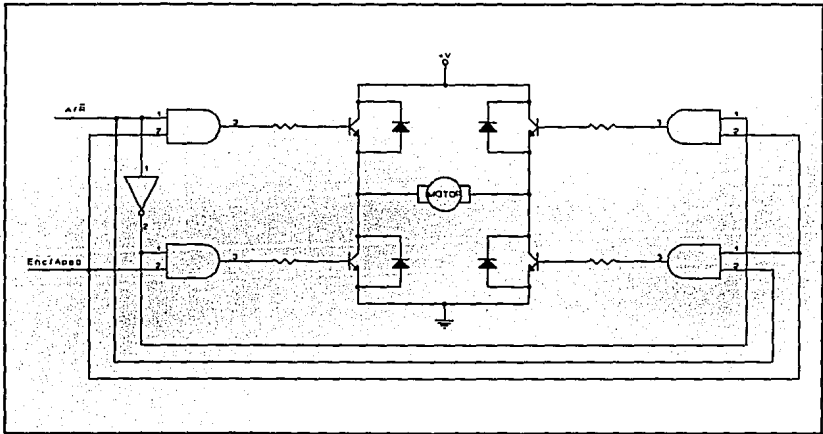


Figura 2.12 Interfaz con Microprocesador para Circuito H.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

2.2.5 CONTROL DE VELOCIDAD EN MALLA CERRADA PARA MOTORES DE DC

En el control de velocidad en malla cerrada la velocidad del motor se detecta por medio de un tacómetro. Un tacómetro es similar a un motor PM funcionando como generador. Como este dispositivo no produce potencia, se construye para entregar un voltaje a la salida que es proporcional muy exactamente a la velocidad del rotor (el posible corcoveo se elimina utilizando un filtro pasa bajas). Los tacómetros se empaquetan en un chasis separado que se conecta al motor pero que se vende normalmente junto con el motor. El voltaje de realimentación del tacómetro va a un comparador que resta este voltaje de un voltaje de referencia V_R . Esta diferencia maneja la ganancia de un amplificador. En la Fig. 2.13 se muestra un diagrama de bloques de tal sistema.

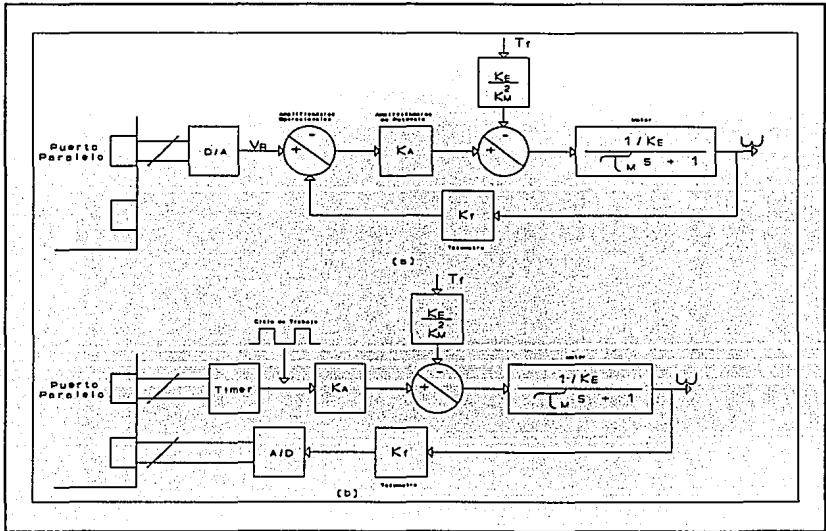


Figura 2.13 Dos Métodos para Control de Velocidad en Malla Cerrada. (a) Analógico (lineal), (b) Digital (PWM).

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

Se puede observar que existen dos forma de manejo utilizando microprocesadores:

1. Analógica. El microprocesador únicamente entrega un byte de referencia por el puerto paralelo. Este byte se convierte a voltaje por medio de un conversor D/A, luego un circuito amplificador con operacionales y ganancia K_A maneja los transistores lineales. En este caso la malla es totalmente analógica.

2. Digital. Los transistores de conmutación hacen necesario que el microprocesador cierre la malla. Algunos fabricantes venden una etapa de amplificación cuya entrada es un voltaje analógico y cuya salida es una señal de PWM para los transistores de conmutación. El voltaje del tacómetro se convierte en datos digitales por medio de un conversor A/D. El microprocesador compara la velocidad real con la velocidad deseada que está almacenada en memoria. En muchos casos, como en robótica, un microprocesador controla un solo motor (control distribuido). El microprocesador actualiza la velocidad y saca un dato por el puerto. El byte de diferencia entra a un temporizador programable que controla el ciclo de trabajo de la señal. La ganancia K_A no es un dispositivo físico sino que representa la fracción del ciclo de trabajo del voltaje conmutado tomando la ganancia como un porcentaje.

La velocidad de salida en la malla de control se expresa como

$$\omega(s) = \left[\frac{\alpha}{\alpha\tau_M s + 1} \right] \left[\frac{K_A}{K_E} V_R(s) - \frac{1}{K_M^2} T_F(s) \right] \quad (2.95)$$

donde

$$\alpha = \frac{1}{K_F K_A / K_E}$$

Al comparar la Ec. (2.94) con la Ec. (2.95) se observa que ambas tienen una forma similar pero el efecto del tacómetro es reducir la constante de tiempo. Sin embargo, suponiendo que no hay cambios en la velocidad deseada, una perturbación constante en el par producirá un error de velocidad en estado estable en este sistema:

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$E_{ss} = \frac{\alpha T_f}{K_M^2}$$

Incrementando las ganancias del sistema K_A y K_f se reduce el efecto de la perturbación del par. Para aplicaciones en las que la inercia de la carga sea variable el único cambio en el sistema será en la constante de tiempo.

Los errores de velocidad en estado estable se pueden eliminar introduciendo un controlador proporcional-integral (PI), ver la Fig. 2.14. La acción proporcional-integral se puede implementar fácilmente utilizando amplificadores operacionales para la malla cerrada analógica mostrada. En el sistema digital, la acción proporcional-integral hace parte del software. En un controlador más general, el proporcional-integral-diferencial (PID), la salida c se expresa como

$$c = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (2.96)$$

ó

$$c = K_p \left[e + \frac{1}{T_I} \int e dt + T_D \frac{de}{dt} \right] \quad (2.97)$$

esta última ecuación la prefieren los ingenieros en control pues en los controladores analógicos convencionales se especifican los tiempos de las acciones integral y derivativa (T_I y T_D). Si se representa la Ec. (2.97) en forma discreta para implementarla por software.

Se puede demostrar que

$$C_N = C_{N-1} + A_0 e_N - A_1 e_{N-1} + A_2 e_{N-2} \quad (2.98)$$

donde A_0 , A_1 y A_2 son constantes que se definen por

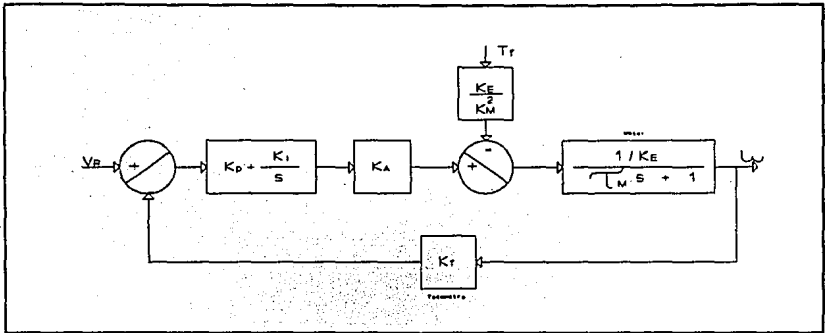


Figura 2.14 Control de Velocidad en Malla Cerrada con un Control PI.

$$A_2 = K_p \frac{T_d}{\Delta t}$$

$$A_0 = K_p \left[1 + \frac{\Delta t}{T_I} + \frac{T_d}{\Delta t} \right]$$

$$A_1 = K_p \left[1 + 2 \frac{t_d}{\Delta t} \right]$$

Utilizando álgebra de diagramas de bloques se encuentra que la salida del sistema con el control PI se reduce a

$$\omega(s) = \frac{\left[\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right] \omega_R - \frac{s T_f}{K_M^2 K_f K_j K_A}}{\frac{s^2}{\omega_N^2} + \frac{2\xi}{\omega_N} s + 1} \quad (2.99)$$

donde

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

$$\omega_R = K_f V_R$$

$$\omega_N = \left(\frac{K_f K_i K_A}{\tau_M K_E} \right)^{1/2}$$

$$\xi = \frac{K_E + K_f K_i K_A}{[2K_f K_i K_A K_E \tau_M]^{1/2}}$$

Se observa que la respuesta es ahora de segundo orden. La ganancia de la sección integral y la ganancia del tacómetro incrementan la frecuencia natural y por lo tanto decrementan la respuesta temporal. El amortiguamiento se controla mediante la ganancia proporcional. Una desventaja de este tipo de sistema es que ya no se admiten cambios dinámicos en la inercia de la carga J lo cual afecta al amortiguamiento y a la oscilación del sistema.

REFERENCIAS

- [1] BENNETT, W.R. New Results in the Calculation of Modulation Products. The Bell System Technical Journal 12: 228-243 (1933).
- [2] BLACK, F. Modulation Theory. D. Van Nostrand Co. New York 1951.
- [3] CATTERMOLE, K.W. Principles of Pulse Code Modulation.
- [4] LUKE, Y.L. Integrals of Bessel Functions. Ed. Mc Graw-Hill. New York 1962.
- [5] PITEL, I. Programmed Waveform Pulse Width Modulation. IEEE/IAS Conference Record. October 1979.
- [6] WATSON, G.N. A Treatise on the Theory of Bessel Functions. Cambridge University Press. London 1966.
- [7] WOOD, P. Switching Power Converters.
- [8] STIFFLER, A. K. Design with Microprocessors for Mechanical Engineers. Mc Graw-Hill International Editions, 1992.

CAPITULO 2. MODULACION POR ANCHO DE PULSO.

[9] ELECTRO-CRAFT CORPORATION. DC Motors Speed Controls Servo Systems, An Engineering Handbook. Pergamon Press, 1972.

[10] CHAUPRADE, R. Control Electrónico de los Motores de Corriente Continua. Editorial Gustavo Gili, 1983.

[11] SLEMON, G. R., STRUGHEN, A. Electric Machines. Addison Wesley Publishing Company, 1982.

3. FAMILIA DE MICROCONTROLADORES HCMOS DE 8 BITS M68HC11

En este capítulo se hace una descripción general de la familia de microcontroladores M68HC11, mencionando sus principales características. Posteriormente se hace una descripción del sistema de temporización del microcontrolador, ya que éste es el subsistema que más interesa para en la aplicación actual y, finalmente, se describe la manera en que se generan dos señales de PWM simultáneamente por medio del microcontrolador.

3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

La Familia M68HC11, basada en una versión HCMOS mejorada de la Familia M6801, es una de las familias de microcontroladores de más rápido crecimiento y de mayores ventas para aplicaciones de control autosuficientes. La Familia M68HC11 tiene código compatible (agregando algunas instrucciones) con el código generado por el 6800, el 6801 y 68HC05 [3].

3.1.1 UNIDAD CENTRAL DE PROCESAMIENTO

La CPU del 68HC11 está optimizada para consumir un mínimo de potencia y ofrecer un alto desempeño en su operación a frecuencias de bus de hasta 4.2 MHz. Entre sus características principales se encuentran:

- * Dos acumuladores de 8 bits y uno de 16 bits.
- * Dos registros de índice de 16 bits.
- * Instrucciones de manipulación de bits poderosas.
- * Seis modos de direccionamiento poderosos
 - Inmediato
 - Extendido
 - Directo
 - Indexado
 - Inherente, y
 - Relativo.
- * Modos de operación con bajo consumo de potencia
 - STOP, y
 - WAIT
- * Funciones de E/S y especiales mapeadas en memoria.
- * División entera y fraccionaria de 16 x 16 bits.
- * Multiplicación de 8 x 8 bits.

3.1.2 TEMPORIZADOR

La arquitectura del temporizador del 68HC11, basada en un contador de carrera libre de 16 bits manejado por programación mediante un pre-escalador programable, está ampliamente reconocida como la más avanzada para microcontroladores de 8 bits. Entre las características del temporizador se encuentran múltiples funciones de Captura de Entrada, Comparaciones de Salida, Interrupción de Tiempo Real, Acumulador de Pulsos y Watchdog.

3.1.3 MEMORIA DENTRO DEL CHIP

La Familia 68HC11 fue la primera en ofrecer memoria EEPROM en un microcontrolador CMOS. Se cuenta con una amplia variedad de opciones de combinaciones de configuración de memoria que se ajustan prácticamente a cualquier aplicación.

* ROM: Las opciones van desde 0 hasta 24 kbytes. Normalmente viene programada de fábrica con el programa del usuario. Además, la memoria ROM presenta un área de firmware dedicada por Motorola para las funciones de bootstrap y prueba.

* RAM: Las opciones van desde 192 bytes hasta 1 kbytes. La RAM del 68HC11 utiliza un diseño totalmente estático y todos los dispositivos de la familia tienen una terminal de alimentación en standby para respaldar por medio de baterías ciertos datos importantes.

* EPROM: Las opciones oscilan entre 4k y 24 Kbytes. Este tipo de memoria es una opción económica para el desarrollo de prototipos y producciones pequeñas. Las versiones con EPROM se encuentran disponibles tanto en encapsulado con ventana como en encapsulado de programación única (OTP).

* EEPROM: Las opciones van desde 0 hasta 2 kbytes. Una memoria EEPROM no volátil es ideal para el almacenamiento información de calibración, diagnóstico, datos de entrada y seguridad. Cada dispositivo 68HC11 con EEPROM incluye toda la circuitería interna necesaria para permitir la programación y el borrado de la memoria.

3.1.4 SISTEMA A/D

Para aplicaciones de control autosuficientes es necesario contar con una interfaz eficiente con el mundo analógico. En este aspecto la Familia M68HC11 cuenta sistemas convertidores A/D multicanales dentro del chip. Las opciones de multiconversión y multicanales del 68HC11 permiten tanto la conversión sencilla como conversiones continuas en un solo canal o en múltiples canales. Los

sistemas de conversión A/D del 68HC11 tienen ocho canales de entrada y ofrecen una resolución de ocho bits por canal.

3.1.5 COMUNICACIONES EN SERIE

Todos los miembros de la Familia M68HC11 incluyen una Interfaz Periférica Serie (SPI) y una Interfaz de Comunicaciones Serie (SCI) para minimizar la interrupción a la CPU durante la transferencia de datos hacia los periféricos dentro del chip o remotos.

* SCI: Es un sistema asíncrono full duplex tipo UART que utiliza el formato de datos Sin Retorno a Cero (NRZ). El generador de tasa de baudaje dentro del chip se desprende del oscilador del microcontrolador. Tanto el transmisor como el receptor están doblemente buffereados.

* SPI: Es una interfaz de comunicaciones síncronas a alta velocidad de cuatro hilos que se usa para comunicarse con dispositivos periféricos especializados y con otros microcontroladores. Los datos se transmiten y se reciben simultáneamente y la tasa de baudaje se programa por medio de software.

3.1.6 E/S DIGITAL Y FUNCIONES ESPECIALES

La Familia M68HC11 ofrece una capacidad de E/S muy flexible que permite su configuración para ajustarse a los requisitos que impone cada aplicación en particular. Cada línea de E/S, 66 en algunos casos, se controla por medio de dos bits separados que se encuentran en el mapa de memoria. Uno de estos bits forma parte del Registro de Dirección de Datos (DDR), que es el que define si la terminal es de entrada o de salida, y el otro bit sirve como latch para el dato de salida o para la señal de entrada que está siendo representada.

Algunos miembros de la Familia M68HC11 también ofrecen terminales de chip select para habilitar periféricos externos sin que haya necesidad de conectar lógica externa, y lógica para el mapeo de la memoria dentro del chip que permite soportar hasta 1 megabyte de espacio de memoria.

3.1.7 HERRAMIENTAS DE DESARROLLO DE LA FAMILIA M68HC11

La Familia M68HC11 cuenta con el apoyo de varias herramientas para el desarrollo de aplicaciones. Dependiendo del dispositivo, el usuario puede elegir entre Tarjetas de Evaluación (EVBs), Módulos de Evaluación (EVMS), Sistemas de Evaluación (EVSS) y el Sistema

Compacto de Desarrollo (68CDS8HC11). Las EVBs permiten al usuario depurar el código utilizando el programa monitor/depurador BUFFALO (Bit User Fast Friendly Aid to Logical Operations) que se encuentra grabado en la memoria ROM del microcontrolador. La EVB únicamente emula el modo de operación sencillo (single chip) y no tiene programador de EPROM. La EVBU es una versión de la EVB que incluye un área de wire wrap para uso del diseñador. Los EVMS son herramientas para diseño, depuración y evaluación de los 68HC11s en el sistema de aplicación final. Los EVMS proporcionan todas las señales y temporización esenciales para el microcontrolador, además, cuentan con el firmware monitor para depuración y para controlar operaciones de E/S. Los EVSS son sistemas para una serie específica de microcontroladores de la Familia. Estos sistemas permiten emular todos los modos de operación de la Familia. Los CDSs son los sistemas de desarrollo más avanzados que ofrece Motorola, en ellos se incluye un ambiente completo de desarrollo profesional con un emulador de alta velocidad, capacidad de operación en tiempo real, un paquete de software que incluye compilador de C, macro ensamblador, ligador e interfaz gráfica para el usuario, además de un analizador del estado del bus para depuración rápida y desarrollo de productos.

En la Tabla III.1 se presentan los miembros de la Familia M68HC11 con sus características principales [3].

3.2 SISTEMA TEMPORIZADOR DEL 68HC11.

En esta sección se describe el sistema temporizador del HC11. Aunque este sistema incluye lógica alambrada para automatizar muchas de las funciones de temporización, esta arquitectura es un sistema orientado a la programación, lo que le da mucha flexibilidad, aunque para algunas aplicaciones no es tan eficiente como una arquitectura de circuito dedicada [1].

3.2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL.

El sistema temporizador se basa en un contador de carrera libre de 16 bits con un pre-escalador programable de 4 etapas. Cuenta con una función de sobreflujo que permite que por programa, se extienda la capacidad de temporización del sistema más allá del rango de 16 bits del contador. Existen 3 funciones independientes de captura de entrada que se usan para almacenar (latchear) el tiempo automáticamente cuando se detecta que una transición, que previamente se había seleccionado, está presente en la respectiva pata de entrada del temporizador. Se incluyen 5 funciones de comparación de salida que sirven para generar señales de salida o retardos temporizados por programa.

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11..

TABLA III.1

Número de parte	ROM	RAM	E ²	Temporizador	E/S	Serie	A/D	Encapsulado	EPROM	Comentarios
68HC11A0	-	256	-	16 Bits-3 IC, 5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	22	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN 48-P	-	Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11A1	-	256	512	16 Bits-3 IC, 5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	38	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN 48-P	-	Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11A7	8K	256	-	16 Bits-3 IC, 5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	38	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN 48-P	711E9	Versión de 3MHz disponible. Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11A8	8K	256	512	16 Bits-3 IC, 5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	38	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN 48-P	711E9	Versión de 3MHz disponible. Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11D0	-	192	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	14	SPI, SCI	-	40-P 44-FN 44-FU	-	Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11D3	4K	192	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	32	SPI, SCI	-	40-P 44-FN 44-FU	711D3	Versión de 3MHz disponible. Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11E0	-	512	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	22	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN	-	Bus De Direcciones Externo de 64K
68HC11E1	-	512	512	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	22	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN	-	Bus De Direcciones Externo de 64K Protección de Bloque de EEPROM
68HC11E8	12K	512	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	38	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN	711E9	Versión de 3MHz disponible. Bus De Direcciones Externo de 64K

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11..

Número de parte	ROM	RAM	E ²	Temporizador	E/S	Serie	A/D	Encapsulado	EPROM	Comentarios
68HC11E9	12K	512	512	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	38	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN	711E9	Versión de 3MHz disponible. Bus De Direcciones Externo de 64K Protección de Bloque de EEPROM
68HC11E2	-	256	2048	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	38	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	52-FN	-	Bus De Direcciones Externo de 64K Protección de Bloque de EEPROM
68HC11F1	-	1K	512	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	54	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	68-FN	-	Chip Selects Programables Protección de Bloque de EEPROM Bus de Direcciones Externo de 64K, Bus de Datos/Direcciones No Multiplexado a 4MHz
68HC11K0	-	768	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	37	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	84-FN	-	Bus de Datos/Direcciones No Multiplexado a 4MHz, Chip Selects, Mapa de Memoria Extendido
68HC11K1	-	768	640	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	62	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	84-FN	-	Bus de Datos/Direcciones No Multiplexado a 4MHz, Chip Selects, Bloque de Protección de EEPROM Mapa de Memoria Extendido

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11..

Número de parte	ROM	RAM	E ²	Temporizador	E/S	Serie	A/D	Encapsulado	EPROM	Comentarios
68HC11K3	24K	768	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	62	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	84-FN	711K4	Bus de Datos/Direcciones No Multiplexado a 4MHz, Chip Selects, Mapa de Memoria Extendido
68HC11K4	24K	768	640	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	62	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	84-FN	711K4	Bus de Datos/Direcciones No Multiplexado a 4MHz, Chip Selects, Bloque de Protección de EEPROM Mapa de Memoria Extendido
68HC11L0	-	512	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	30	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	64-FU 68-FN	-	Bus de Direcciones Externo de 64K
68HC11L1	-	512	512	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	46	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	64-FU 68-FN	-	Bus de Direcciones Externo de 64K, Bloque de Protección de EEPROM
68HC11L5	16K	512	-	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	46	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	64-FU 68-FN	711L6	Bus de Direcciones Externo de 64K
68HC11L6	16K	512	512	16 Bits-3/4 IC, 4/5 OC, RTI, WDOG, Acumulador de Pulsos	46	SPI, SCI	8 Can, 8 Bits	64-FU 68-FN	711L6	Bus de Direcciones Externo de 64K, Bloque de Protección de EEPROM

Del contador principal de 16 bits se deriva un circuito de interrupciones periódicas programables, llamado interrupción de tiempo real (RTI). Por medio de programación se puede seleccionar una de 4 velocidades para la RTI, que se utiliza normalmente para controlar la ejecución de rutinas de programas.

La función de vigilancia de la computadora funcionando apropiadamente (COP) está menos relacionada con el temporizador principal pues la entrada de reloj del sistema COP ($E+2^{15}$) se deriva de la cadena del contador de carrera libre.

El sistema temporizador involucra más registros y bits de control que cualquier otro subsistema de la unidad microcontroladora (MCU). Cada una de las 3 funciones de captura de entrada cuenta con su propio latch de captura de tiempo de 16 bits (registro de captura de entrada) y cada una de las 5 funciones de comparación de salida tiene su propio registro de comparación de 16 bits. Todas las funciones de temporización, incluyendo la de sobreflujo del temporizador y la de RTI, cuentan con sus propios controladores de interrupción y vectores de interrupción separados. Otros bits de control adicionales permiten que el programa controle el o los flancos que habilitan cada función de captura de entrada y las acciones automáticas que son consecuencia de las funciones de comparación de salida.

3.2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL DEL TEMPORIZADOR.

La Fig. 3.1 es un diagrama de bloques general del sistema temporizador principal del HC11 por lo que a ella se hará referencia constantemente durante la descripción de particular de cada elemento componente del temporizador.

El bloque de control de las patas del Puerto A incluye la lógica necesaria para las funciones de temporización y de E/S de propósito general. Para las patas PA0, PA1 y PA2 este bloque contiene la lógica de detección de flanco así como la lógica de control que permite al usuario seleccionar cuales flancos van a disparar una función de captura de entrada. Los niveles digitales presentes en estas patas se pueden leer en cualquier momento (lectura del registro PORTA) aunque esa pata se esté usando para la función de captura de entrada. Las patas PA6-PA3 se usan como salidas de propósito general o para comparación de salida. Cuando una de estas patas se está usando para una función de comparación de salida, no se puede escribir directamente en ella como si fuera una salida de propósito general. Cada una de las funciones de comparación de salida (OC5-OC2) está relacionada con una de las patas de salida del puerto A. La comparación de salida 1 (OC1) posee lógica de control adicional que le permite controlar en forma opcional cualquier combinación de las patas PA7-PA3. La pata PA7 se

puede usar como E/S de propósito general, como entrada al acumulador de pulsos o como la salida OC1.

3.2.3 CONTADOR DE CARRERA LIBRE DE 16 BITS.

El elemento clave en el sistema temporizador es un contador de carrera libre de 16 bits, también llamado registro contador temporizador. El reloj del contador es la salida de un pre-escalador de 4 etapas (divisor por 1, 4, 8 o 16) que a su vez es manejado por el reloj E de la MCU. Después de un reset, la MCU se configura para usar el reloj E como entrada para el contador de carrera libre. El programa de inicialización puede, opcionalmente, reconfigurar el sistema para usar uno de los 3 valores del pre-escalador (dividir por 4, 8 o 16). Los bits de control del pre-escalador se pueden escribir únicamente una vez durante los primeros 64 ciclos después del reset. En un programa se puede leer el contador en cualquier momento, sin afectar su valor, ya que la lectura se realiza en una fase del reloj E opuesta a la que tienen los pulsos de reloj del contador.

Una lectura al contador primero debe direccionar al byte más significativo. Una lectura de la MCU a esta dirección ocasiona que el byte menos significativo sea transferido a un buffer. A este buffer no lo afecta un reset y se accesa cuando se lee el byte menos significativo del contador. Para instrucciones de lectura de 2 bytes, los 2 accesos ocurren durante ciclos de bus consecutivos.

El contador se pone en ceros, \$0000, y se vuelve un registro de solo lectura con una única excepción. Solamente en el modo TEST, cualquier escritura de la MCU al byte más significativo preestablece el contador en \$FFF8, sin importar el valor involucrado en la escritura.

Cuando el contador cambia de \$FFFF a \$0000 se prende el bit de la bandera de sobreflujo del temporizador (TOF) en el registro 2 de la bandera de interrupción del temporizador (TFLG2). Una interrupción se puede habilitar prendiendo el bit de habilitación de interrupción (TOI) en el registro 2 de la máscara de interrupción del temporizador (TMSK2).

3.2.4 FUNCIONES DE CAPTURA DE ENTRADA.

La función de captura de entrada es uno de los elementos fundamentales de la arquitectura del sistema temporizador del HC11. Desde el punto de vista de la MCU, el tiempo físico se representa mediante la cuenta en el contador de carrera libre de 16 bits. Las funciones de captura de entrada (que se usan para almacenar el tiempo en que ocurre algún evento externo) se llevan a cabo

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

latcheando el contenido del contador de carrera libre cuando se detecta el flanco seleccionado en la respectiva pata de entrada del temporizador. El tiempo en que ocurrió el evento se salva en el registro de captura de entrada (latch de 16 bits), por lo tanto, aunque el tiempo que se tarde el sistema en responder al evento sea indeterminado, por programa se puede decir exactamente cuándo ocurrió el evento.

Si se graban los instantes para los flancos sucesivos, un programa puede determinar el período o el ancho de pulso de una señal. Para medir un período se capturan dos flancos sucesivos de la misma polaridad y para medir el ancho de un pulso, se capturan dos flancos sucesivos de polaridad contraria. Por ejemplo, para medir el ancho de un pulso positivo, el usuario capturaría el flanco de subida y restaría este tiempo capturado inicialmente del tiempo capturado posteriormente para el flanco de bajada sucesivo. Cuando el período o el ancho del pulso es menor que un período de sobreflujo completo del contador de 16 bits, la medición es prácticamente directa pero si es mayor que un período de sobreflujo del contador, entonces el programa debe tener en cuenta los sobreflujos del contador de 16 bits para extender su rango.

Otro uso para las funciones de captura de entrada es para establecer una referencia de tiempo; en este caso se usa una función de captura de entrada en conjunto con una función de comparación de salida. Por ejemplo, si el usuario desea activar una señal de salida un cierto número de ciclos de reloj después de detectar un evento (flanco) a la entrada, la función de captura de entrada se usaría para grabar el tiempo en el que se detectó el flanco, luego se sumaría al valor capturado un número que corresponde al retardo deseado y se guardaría en un registro de comparación de salida. Como tanto las capturas de entrada como las comparaciones de salida están referenciadas al mismo contador de 16 bits, el retardo se puede controlar con la misma resolución que el contador independientemente de las latencias del programa.

Resumiendo, los registros de captura de entrada son registros únicamente de lectura de 16 bits a los que no afecta un reset y se usan para latchear el valor del contador de 16 bits cuando en el detector de flanco de captura de entrada correspondiente se detecta una transición previamente definida. La transición de nivel que dispara la transferencia del valor del contador se define por medio de los bits de flanco de entrada correspondientes (EDGxB, EDGxA) en TCTL2.

El resultado que se obtiene en una captura de entrada corresponde al valor del contador un ciclo del reloj E después de la transición que disparó la lógica de detección de flanco. El flanco de transición seleccionado enciende el bit ICxF en el registro 1 de la bandera de interrupción del temporizador (TFLG1)

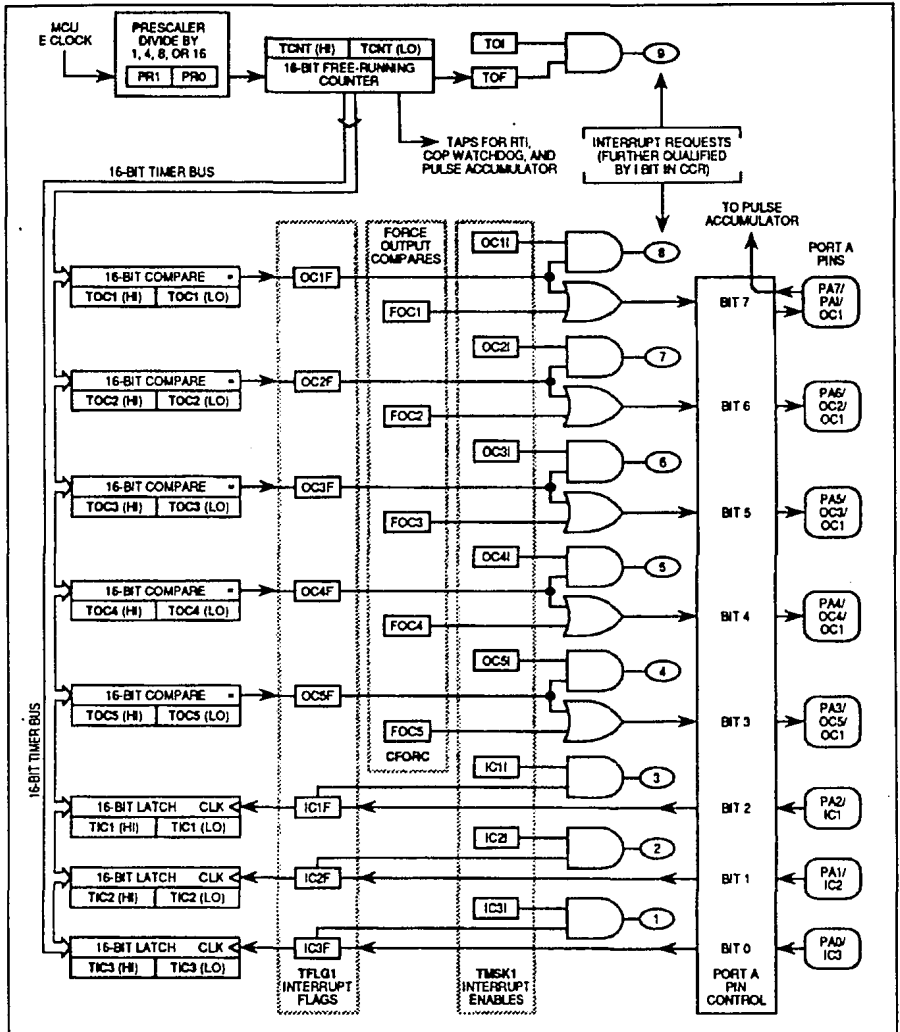


Figura 3.1 Diagrama de Bloques General del Sistema Temporizador del MC68HC11.

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

y puede ser causa de que ocurra una interrupción si el (los) bit(s) ICxI se enciende(n) en el registro 1 de la máscara de interrupción del temporizador (TMSK1). Una lectura del byte más significativo del registro de captura de entrada inhibe la captura durante un ciclo de E para permitir que se lean los 2 bytes del registro de 16 bits.

3.2.4a LA FUNCIÓN DE CAPTURA DE ENTRADA 4.

La pata 3 del Puerto A sirve para múltiples funciones. Después de un reset, el bit 3 de la dirección del dato (DDRA3) en el registro PACTL se borra, y de esta manera la pata 3 del Puerto A se configura como entrada, permitiendo que dicha pata se use como la Captura de Entrada 4 (IC4) al poner en "uno" a I4/O5 en el registro PACTL. Durante un reset el bit I4/O5 se apaga (se hace cero) para tener OC5. Si DDRA3 se configura como salida (se enciende) e IC4 se habilita, la escritura al bit 3 del Puerto A hace que los flancos que se presenten en la pata PA3 provoquen capturas de entrada. Todos los demás aspectos referentes al uso de IC4 son similares a las otras funciones de captura de entrada excepto que el registro de 16 bits de comparación de salida 5 del temporizador ahora también sirve como registro de 16 bits de captura de entrada 4. Cuando el registro TI4O5 está actuando como registro de captura de entrada 4, IC4, no puede escribirse en él. Después de un reset I4/O5 se configura como comparación de salida 5, OC5. La función de comparación de salida 5, OC5, no permite a DDRA3 forzar a la pata 3 del Puerto A a que sea una salida cada vez que los bits OM5:OL5 sean 0:0. En todos los aspectos restantes OC5 trabaja igual que las otras funciones de comparación de salida.

3.2.5 FUNCIONES DE COMPARACIÓN DE SALIDA.

Otro de los elementos importantes de la arquitectura del sistema temporizador del HC11 son las funciones de comparación de salida. Para la MCU el tiempo físico se encuentra representado por la cuenta en el contador de carrera libre de 16 bits. Las funciones de comparación de salida se usan para programar el momento específico en que debe ocurrir una acción (cuando el contador de 16 bits llega a un valor predeterminado). Para cada una de las cinco funciones de comparación de salida existe un registro de comparación de 16 bits y un comparador dedicado de 16 bits separados. El valor que se encuentra en el registro de comparación se compara con el valor del contador de 16 bits en cada ciclo de bus. Cuando el valor del registro de comparación es igual al valor del contador, se genera una salida que enciende una bandera de estatus de comparación de salida (OCxF) e inicia las acciones automáticas para esa función de comparación de salida. Entre las acciones automáticas iniciadas por una comparación de salida están

incluidas la generación de interrupción por hardware y los cambios de estado en la(s) pata(s) de salida del temporizador relacionadas con esa comparación de salida. Como cada una de las cinco interrupciones se enmascara independientemente con un bit de control de habilitación de interrupción local y como cada una tiene su propio vector de interrupción, no hay necesidad de realizar ningún sondeo por programa para determinar la causa de la interrupción.

Una de las aplicaciones más sencillas de una función de comparación de salida es la de producir un pulso de una duración específica. Primero se escribe un valor correspondiente al flanco de subida del pulso en el registro de comparación de salida. La comparación de salida se configura para poner su salida en un nivel alto o bajo según sea la polaridad del pulso que se desea generar. Después de que se ha llevado a cabo esa comparación, la comparación de salida se reprograma para hacer que la pata de salida vuelva automáticamente a su estado inactivo con la siguiente comparación. Luego se suma al valor original del registro de comparación de salida un valor correspondiente al ancho del pulso, y el resultado se escribe en el registro de comparación de salida. Como el cambio de estado de la pata de salida ocurre automáticamente cuando el contador de carrera libre llega a un valor específico, es posible controlar el ancho de los pulsos exactamente con la resolución del contador de carrera libre independientemente de las latencias del programa. Si se repiten las acciones para generar pulsos, se genera una señal de salida de una frecuencia y un ciclo de trabajo específicos. Otro uso para las funciones de comparación de salida es el de generar retardos de tiempo específicos.

En lugar de estar configuradas específicamente para llevar a cabo una sola función, como la de generar una señal cuadrada de frecuencia variable, las funciones de comparación de salida se configuran y controlan por medio de registros y bits de control accesibles por programación de forma tal que pueden servir para una amplia variedad de tareas. Aunque existen ciertas limitaciones de las funciones de temporización, las funciones de comparación de salida se adaptan fácilmente a una mayor variedad de aplicaciones que si fueran funciones de temporización dedicadas.

Cuatro de las comparaciones de salida operan en la forma convencional en que lo hacen las comparaciones de salida de otros microcontroladores como la familia M6801, excepto que en el caso actual se tienen más canales de comparación de salida y un poco más de control sobre las patas de salida del temporizador. La quinta función de comparación de salida en el HC11 puede controlar cualquier combinación de las cinco patas de salida del temporizador aunque otra comparación de salida esté controlando ya esa(s) pata(s).

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

Para OC5-OC2, un par de bits de control en el registro de control 1 del temporizador (TCTL1) controlan la acción automática que ocurrirá en la respectiva pata de salida del temporizador cuando ocurre una comparación de salida (el registro de 16 bits OCx iguala al contador de carrera libre). Los pares de bits de control (OMx, OLx, x = 2, 3, 4 ó 5) se codifican para permitir las cuatro posibilidades siguientes:

1) la comparación de salida del temporizador no provoca cambios en ninguna pata; 2) conmuta la pata en cada comparación exitosa; 3) una comparación exitosa fuerza a que la pata de salida se vaya a cero; y 4) una comparación exitosa fuerza a que la pata de salida se vaya a uno. Cada una de las comparaciones de salida (OC5-OC2) está asociada con una pata diferente del puerto A y las acciones automáticas en cada pata se controlan independientemente para cada comparación de salida.

Para OC1, las acciones automáticas en la pata se controlan mediante los registros de máscara de OC1 (OC1M) y de datos de OC1 (OC1D). El registro OC1M especifica qué pata del puerto A va a ser afectada por OC1. El registro OC1D especifica el dato que se va a enviar para afectar la(s) pata(s) del puerto A cuando haya una comparación exitosa para OC1. Si OC1 y otra comparación de salida están controlando ambas la misma pata y si ambas tratan de cambiar el estado de la pata simultáneamente, OC1 tendrá la prioridad.

Las patas de salida de las cinco funciones de comparación de salida se pueden usar como patas de salida de propósito general y en este caso no tienen nada que ver con el sistema temporizador, o como salidas del temporizador controladas directamente por el sistema temporizador. Si una de estas patas se configura para uso del temporizador, no podrá escribirse directamente por medio de programación como si fuera una línea de salida de propósito general del puerto A. Si el usuario necesita cambiar una pata de salida del temporizador sin tener que esperar a que haya una comparación de salida real, se puede usar la función de comparación de salida forzada. Esta función se puede usar para inicializar el estado de las salidas del temporizador o para forzar a que una salida cambie antes de que ese cambio debiera ocurrir según el registro de comparación de salida asociado.

Los registros de comparación de salida de 16 bits para cada función de comparación de salida se pueden leer o escribir por programa como un par de registros de 8 bits. Los registros TOCx se ponen en \$FFFF durante un reset.

Una escritura al byte más significativo de un registro de comparación de salida inhibe a la función de comparación de salida durante un ciclo de bus. Esta inhibición previene comparaciones erróneas al usar un valor de 16 bits cuya mitad más significativa

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

acaba de escribirse y cuya mitad menos significativa todavía contiene los datos del valor de comparación de salida previo.

Siempre que una función de comparación de salida se configure para cambiar el estado de una pata o para generar una interrupción, la acción se lleva a cabo cada vez que el valor del contador del temporizador sea igual al valor almacenado en el registro de comparación, no únicamente la primera vez que estos valores sean iguales. Para generar una sola interrupción después de cierto retardo, se debe leer el registro TCNT, sumar un valor correspondiente al retardo deseado, escribir el resultado en el registro de comparación de salida y establecer los controles apropiados para habilitar la interrupción. Una vez que ocurre la interrupción, establecer los controles apropiados para deshabilitar la interrupción y así evitar que ocurra otra interrupción la próxima vez que el valor del contador sea igual al valor del registro de comparación de salida.

A continuación se explican brevemente las banderas de estatus de comparación de salida y los bits de control para habilitar las interrupciones locales de las funciones de comparación de salida.

7	6	5	4	3	2	1	0	
OC1I	OC2I	OC3I	OC4I	OC5I	IC1I	IC2I	IC3I	TMSK1 \$1022
0	0	0	0	0	0	0	0	RESET
OC1F	OC2F	OC3F	OC4F	OC5F	IC1F	IC2F	IC3F	TFLG1 \$1023
0	0	0	0	0	0	0	0	RESET

OCxI, OCxF - Bandera de Habilitación de Interrupción de la Comparación de Salida y Bandera de Comparación de Salida (x = 1, 2, 3, 4 ó 5).

El bit de estatus OCxF se pone automáticamente en uno cada vez que el valor del registro de comparación de salida correspondiente sea igual al del contador de carrera libre. Este bit de estatus se borra al escribir en el registro TFLG1 un uno en la posición del bit de datos correspondiente. El bit de control OCxI permite al usuario configurar cada función de comparación de salida para operación por sondeo o manejada por interrupción, pero no afecta la habilitación o el borrado del bit OCxF correspondiente. Cuando OCxI es cero, se inhibe la interrupción de comparación de salida

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

correspondiente y la función de comparación de salida opera en modo de sondeo, en el que el usuario sondea (lee) el bit OCxF por medio de programa para determinar cuándo se detecta una coincidencia. Cuando el bit de control OCxI es uno, se genera una petición de interrupción por hardware cada vez que el bit OCxF correspondiente se haga uno. Antes de terminar y salir de la rutina de servicio de la interrupción, el programa debe borrar el bit OCxF por medio de una escritura al registro TFLG1.

3.2.5a USO NORMAL DE LAS PATAS DE CONTROL DE E/S OC5-OC2.

El usuario puede programar independientemente las acciones automáticas que deben ocurrir para cada función de comparación de salida. Para OC5-OC2 se usan un par de bits (OMx y OLx) en TCTL1 para controlar las acciones automáticas de las patas.

7	6	5	4	3	2	1	0	
OM2	OL2	OM3	OL3	OM4	OL4	OM5	OL5	TCTL1
0	0	0	0	0	0	0	0	\$1020
								RESET

OMx, OLx - Bits de Control de las Patas de Comparación de Salida (x = 1, 2, 3, 4 ó 5).

Este par de bits determinan las acciones automáticas que ocurren en las patas de salida del temporizador en el puerto A cuando hay una comparación de salida exitosa. Cada función OC5-OC2 corresponde a una pata específica del puerto A. Cada par de bits controlan las acciones para la función de comparación de salida correspondiente. Estos pares de bits se codifican de acuerdo a la siguiente tabla:

OMx	OLx	Configuración
0	0	OCx No Afecta la Pata (OC1 todavía puede)
0	1	Conmuta la Pata OCx en una Comparación Exitosa
1	0	Borra la Pata OCx en una Comparación Exitosa
1	1	Prende la Pata OCx en una Comparación Exitosa

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

3.2.5b CONTROL DE LAS PATAS DE E/S USANDO OC1.

Una de las cinco funciones de comparación de salida (OC1) en el HC11 posee bits de control especiales para la salida que le permiten a esta función controlar simultáneamente los estados de hasta cinco patas de salida. Esta comparación de salida también se puede configurar para controlar una o más patas que ya estén siendo controladas por una de las otras cuatro funciones de comparación de salida.

OC1 usa los registros OC1M y OC1D para controlar las acciones automáticas que deben ocurrir en las patas de salida del temporizador como resultado de una comparación exitosa entre el registro de comparación de salida de OC1 y el contador de carrera libre del temporizador. Cada uno de los cinco bits más significativos de estos registros corresponden bit por bit con una pata de salida del puerto A. Los tres bits restantes de estos registros no se usan y siempre se leen como ceros. Para cada pata de salida del puerto A que deba estar afectada por OC1, el usuario debe habilitar el bit OC1M correspondiente. Cuando ocurre una comparación exitosa en OC1 cada pata del puerto A que deba ser afectada tomará el valor del bit de OC1D correspondiente. Los valores de los bits de OC1D correspondientes a ceros en el registro OC1M son no importa. Normalmente el usuario solo tiene que escribir el registro OC1M una vez para establecer qué patas de salida debe controlar OC1. La relación entre los bits del registro y las patas del puerto A se muestran a continuación:

7	6	5	4	3	2	1	0	
OC1M 7	OC1M 6	OC1M 5	OC1M 4	OC1M 3	0	0	0	OC1M \$100C
0	0	0	0	0	0	0	0	RESET
OC1D 7	OC1D 6	OC1D 5	OC1D 4	OC1D 3	0	0	0	OC1D \$100D
0	0	0	0	0	0	0	0	RESET
PA7/PA1	PA6/OC2	PA5/OC3	PA4/OC4	PA3/OC3	PA2/IC1	PA1/IC2	PA0/IC3	REFERENCIAS

OC1 puede afectar a la pata PA7 solamente si dicha pata se encuentra configurada como salida. Para configurar PA7 como salida, se debe poner en uno el bit de control de la dirección de los datos para el bit 7 del puerto A (DDRA7) en el registro de control del acumulador de pulso (PACTL).

3.3 GENERACIÓN DE PWM EN FORMA DIGITAL.

Un microcontrolador puede, como su nombre lo indica, controlar varios circuitos y dispositivos de diferentes maneras. Por ejemplo, puede ser necesario encender y apagar continuamente una salida, en cuyo caso puede ser necesario el uso de un manejador de interfaz para cumplir con los requerimientos de voltaje y/o corriente de la carga. Otros dispositivos, como un motor de DC, pueden requerir una salida proporcional (analógica). En este caso el motor produce un par de salida que es proporcional al valor promedio de la corriente de DC que fluye a través suyo.

Una forma de producir una salida proporcional, y tal vez la más sencilla, es por medio de una salida de pulsos de duración modulada. Esta es la forma más simple de realizar una conversión D/A (digital a analógica) por medio de un microcontrolador, pues se puede hacer uso de las opciones que presenta el temporizador programable del dispositivo [2].

Con el MC68HC11 es posible producir dos salidas independientes de pulsos de duración modulada por medio de temporizador programable. En este caso cada salida va a manejar uno de los dos motores de DC de la silla de ruedas.

El 68HC11 tiene 5 registros de comparación de salida, cada uno de los cuales puede manejar una pata de salida del puerto A separada. Para facilitar la generación de salidas de PWM los diseñadores del HC11 decidieron que la salida de comparación 1 pudiera manejar cualquiera de las 5 patas de comparación de salida. De esta forma, por ejemplo, se puede elegir que se usen las comparaciones de salida 1 y 2 para proporcionar la salida que va a manejar uno de los motores de DC y las comparaciones 1 y 3 para generar la salida que va a manejar el otro motor de DC. Además se hace uso del período del contador de carrera libre para obtener el período de las señales de PWM, en este caso se escogió un período de 33 ms pues de esta forma se obtiene una señal de control de frecuencia baja que permite operar a los motores en forma conveniente sin afectar ni su funcionamiento ni sus características. Las dos salidas operan de la siguiente manera:

Motor de DC izquierdo.

Salida por el bit 6 del puerto A.

Se enciende por medio de la comparación de salida 2.

Se apaga por medio de la comparación de salida 1.

CAPITULO 3. FAMILIA M68HC11.

El ancho del pulso se determina por el valor escrito en el registro de comparación de salida 2.

Motor de DC derecho.

Salida por el bit 5 del puerto A.

Se enciende por medio de la comparación de salida 3.

Se apaga por medio de la comparación de salida 1.

El ancho del pulso se determina por el valor escrito en el registro de comparación de salida 3.

Inicialización.

El registro de comparación de salida 1 se inicializa a \$FFFF.

Los registros de comparación de salida 2 y 3 también se inicializan a \$FFFF, de esta forma se apagan sus salidas. Esto funciona porque el temporizador del HC11 fue diseñado de forma que la función de comparación de salida 1 no tome en cuenta a las otras funciones de comparación de salida aunque ocurran al mismo tiempo.

Los registros de control del temporizador se inicializan de forma que cuando la comparación de salida 2 tenga lugar, su línea de salida se habilite y cuando la comparación de salida 3 tenga lugar su línea de salida se habilite. Finalmente, cuando ocurra la comparación de salida 1, las líneas asociadas con 2 y 3 se deshabilitan.

Las interrupciones de estas tres funciones del temporizador se deben deshabilitar.

La operación del temporizador para generar las dos salidas de PWM se ilustra en la Fig. 3.2, en la cual se presenta un diagrama de tiempos en el que se marcan los principales instantes de tiempo que intervienen en el proceso para dar una idea gráfica de lo que ocurre dentro del microcontrolador.

Como se puede observar en la figura, el 68HC11 no requiere tiempo de CPU para mantener las salidas de PWM una vez que han sido establecidas. Esta es, a grandes rasgos, la forma como se generan 2 salidas de PWM por medio del 68HC11, en el Capítulo 4 se presenta información detallada acerca del método que se utilizó para llevar a cabo esta generación de las señales de PWM necesarias para el control de los motores de DC.

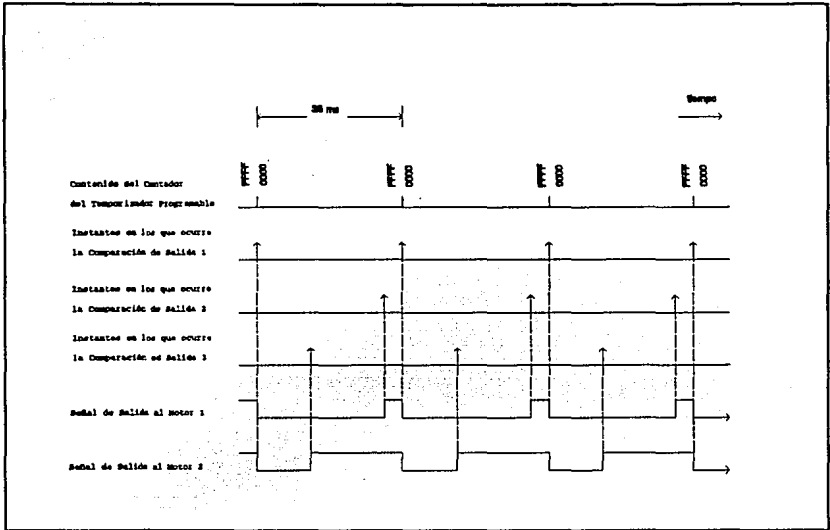


Figura 3.2 Diagrama de Tiempos de la Generación de 2 Señales de PWM con el MC68HC11.

REFERENCIAS

- [1] MOTOROLA INC. HC11, M68HC11 Reference Manual Rev 2, 1991.
- [2] PEATMAN JOHN B. Design with microcontrollers. Mc Graw-Hill series in electrical engineering, 1988.
- [3] MOTOROLA INC. 8/16/32 bit microcontrollers from Motorola. BR261/D Rev 2, 1991.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

Hasta ahora se ha descrito la forma en que se pueden llevar a cabo los procedimientos necesarios para el control de una silla de ruedas si se utiliza Modulación por Ancho de Pulso (PWM) para controlar la velocidad de motores de DC y la forma en que se puede generar dos señales de PWM por medio del temporizador del microcontrolador 68HC11. En este capítulo se presenta el sistema que se propone para realizar el control, se describe la parte física y la parte de programación asociada.

4.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL.

En el Cap. 1 se hizo una descripción a grandes rasgos de los subsistemas que conforman el sistema general de "Control de una Silla de Ruedas por Medio de Comandos de Voz". Como se mencionó, se divide al sistema en dos subsistemas, uno de reconocimiento de comandos y otro de control de la silla de ruedas. El enfoque que se siguió fue el de trabajar en forma separada cada subsistema, pero de forma que fueran complementarios y, una vez finalizado el trabajo en cada uno de ellos, se pudieran interconectar y formar la solución general que satisface los requerimientos del problema.

Para los fines de este trabajo, el subsistema que interesa es el de control de la silla de ruedas por lo que se centrará la atención en este subsistema, se hará una descripción de las partes constitutivas de este subsistema como son la arquitectura del microcontrolador, el programa de manejo y el circuito de interfaz.

4.1.1 Descripción del Subsistema de Control de la Silla de Ruedas.

El microcontrolador 68HC11 se utiliza en su modo de operación sencillo, en el cual actúa como un microcontrolador monolítico sin buses de direcciones y de datos externos. Los puertos B y C funcionan como E/S de propósito general, las terminales Strobe A y Strobe C funcionan como señales de protocolo. Los temporizadores, convertidor A/D y las funciones de E/S serial no se ven afectadas por el modo de operación en que se encuentre el microcontrolador. El modo de operación sencillo se escoge porque no se necesitan casi componentes externos para proveer la solución a un problema. En este caso se trató de mantener la solución acotada dentro de los márgenes que permiten utilizar al microcontrolador en su modo de operación sencillo pues en este modo toda la programación necesaria para controlar el μC se encuentra en las memorias internas. Prácticamente lo único que se necesita para construir una arquitectura en modo sencillo es un cristal para proporcionar el

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

arquitectura en modo sencillo es un cristal para proporcionar el reloj y un circuito de reset. En la Fig. 4.1 se presenta la arquitectura para el microcontrolador.

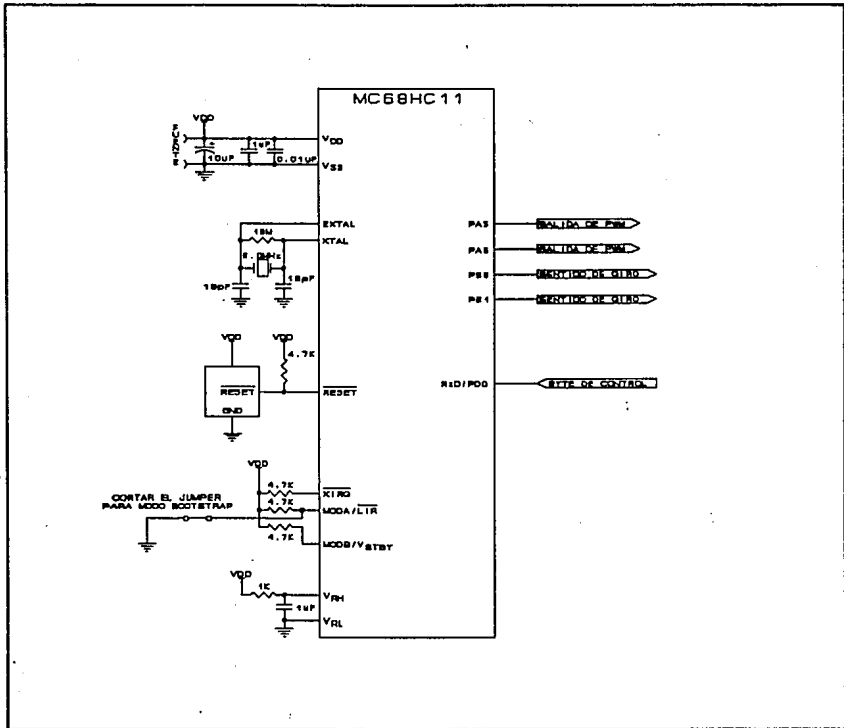


Figura 4.1 Arquitectura del Microcontrolador MC68HC11.

4.1.2 Etapa de Potencia.

Como se debe controlar el funcionamiento de motores que consumen una corriente mayor que la que puede entregar el microcontrolador, es necesario que se utilice un circuito que permita el manejo de los motores. Un circuito que cumple con este objetivo es una modificación del puente H que hace uso de transistores npn y pnp de forma que únicamente se utilice una fuente de alimentación y se pueda controlar tanto la velocidad como

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

el sentido de giro de cada motor. En la Fig. 4.2 se presenta el circuito de manejo de los motores, en este caso se incluye una etapa de amplificación previa a la etapa de potencia que forman los transistores de potencia que constituyen el puente H propiamente dicho.

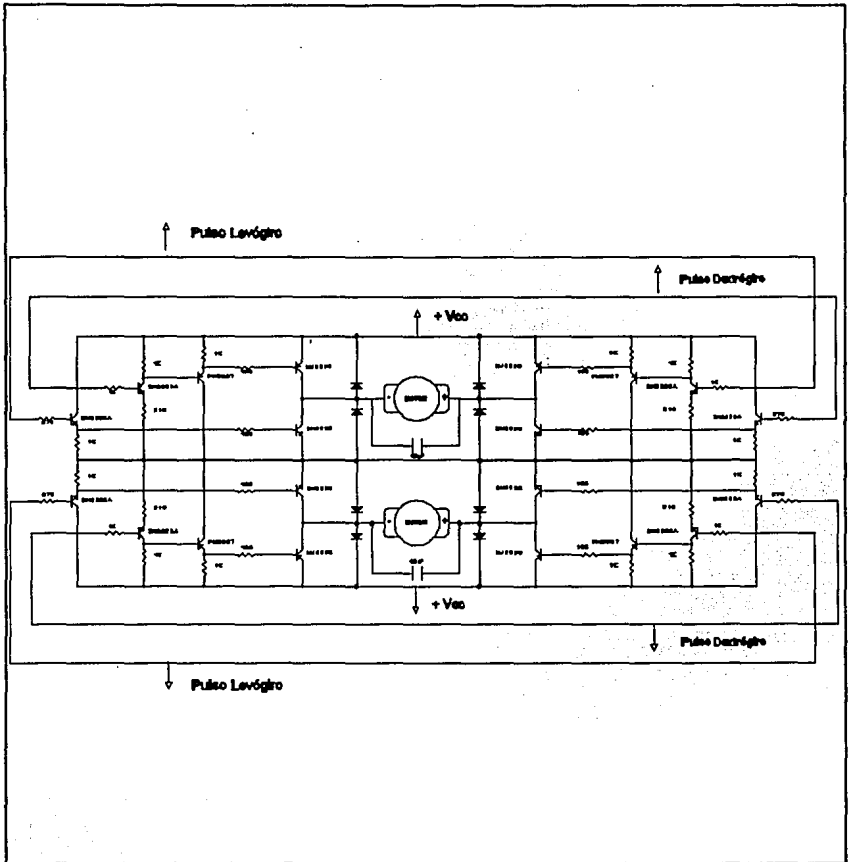


Figura 4.2 Circuito de Manejo de Motores.

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

Entre el microcontrolador y el circuito de manejo de los motores es necesario incluir un circuito de interfaz que permite discriminar las diferentes señales de entrada de los 2 puentes H que manejan los motores. Este circuito de interfaz se muestra en la Fig. 4.3.

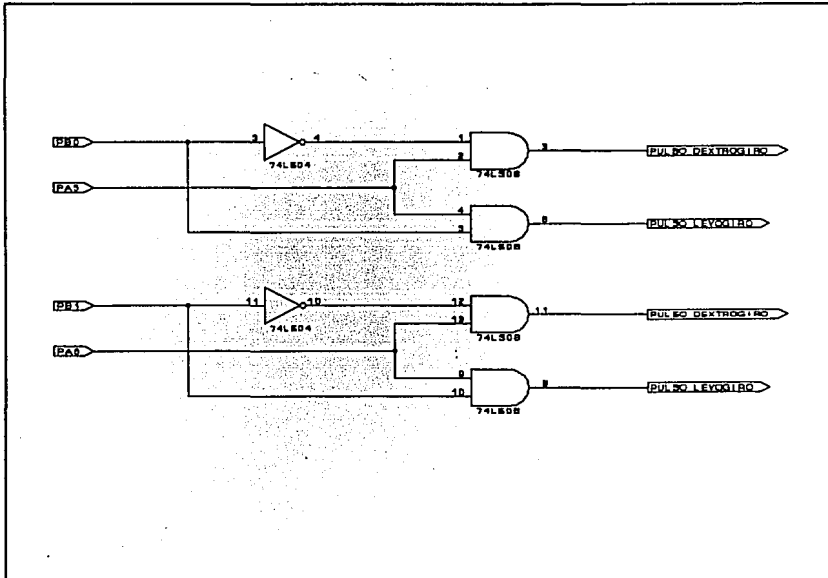


Figura 4.3 Circuito de Interfaz Entre el Microcontrolador y el Circuito de Manejo de Motores.

4.2 Desarrollo de Programas.

El programa que permite la generación de las señales de PWM necesarias para manejar los dos motores tiene varias secciones. Primero se realiza la inicialización de registros y de las direcciones de las variables, después se lleva a cabo la inicialización de los recursos del microcontrolador como es el puerto serie (SCI), a continuación el programa entra en un loop de espera de comandos. Cuando aparece un byte en el registro de datos del SCI, se compara el dato con los valores asignados a cada comando y se realizan algunas acciones de inicialización. Si es un

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

comando de movimiento, la secuencia de acciones que se realizan son:

- Se lleva a cabo una rutina de frenado (alrededor de 1 seg).
- Se determina la dirección de giro de cada motor y se actualiza la señal de PWM.
- Se realiza la rutina de aceleración hasta llegar al valor de velocidad final (alrededor de 1 seg).
- Si el comando es giro, después del giro se sigue hacia adelante.
- Cuando es un comando de control de velocidad, acelerar o frenar, se incrementa o decrementa respectivamente, el valor de velocidad final.

El sistema responde a una serie de comandos, algunos de los cuales son obvios y permiten detener la silla, andar hacia adelante, andar hacia atrás, girar a la derecha, girar a la izquierda, acelerar y desacelerar. Además se pueden aceptar comandos que limitan los giros a la derecha y a la izquierda un cierto número de grados (con intervalos de 22.5°).

Los comandos que acepta el sistema son:

- Paro.
- Adelante.
- Atrás.
- Derecha.
- Izquierda.
- Acelerar.
- Frenar.
- Derecha 1.
- Derecha 2.
- Derecha 3.
- Derecha 4.
- Izquierda 1.
- Izquierda 2.
- Izquierda 3.
- Izquierda 4.

A continuación se presenta el listado del programa mediante el cual se implementa el control de los motores de DC. Se incluyen comentarios al programa para dar una mayor claridad a éste y hacer más fácil su comprensión pues se encuentra escrito en lenguaje ensamblador del 68HC11.

4.2.1 Listado de Programas.

```
*****
*
*   Listado del Programa de Control de la Silla de Ruedas   *
*
*****
```

* Inicialización de Registros para Direccionamiento Indirecto.

REGBAS	EQU	\$1000
PORTB	EQU	\$04
OC1M	EQU	\$0C
OC1D	EQU	\$0D
TCNT	EQU	\$0E
TIC1	EQU	\$10
TOC1	EQU	\$16
TOC2	EQU	\$18
TOC3	EQU	\$1A
TCTL1	EQU	\$20
TCTL2	EQU	\$21
TMSK1	EQU	\$22
TFLG1	EQU	\$23
TMSK2	EQU	\$24
TFLG2	EQU	\$25
SPCR	EQU	\$28
BAUD	EQU	\$2B
SCCR1	EQU	\$2C
SCCR2	EQU	\$2D
SCSR	EQU	\$2E
SCDR	EQU	\$2F

* Asignación de las variables en RAM.

	ORG	\$0100
PWMPER	RMB	2
PWMDC1	RMB	2
PWMDC2	RMB	2
CUENTA	RMB	1
CONTEO	RMB	1
CONTAD	RMB	1
COMANDO	RMB	1
OFFVEL	RMB	2

* Aquí empieza el programa

	ORG	\$b600
INIC	LDS	#\$01ff
	LDX	#REGBAS
	SEI	

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

LDD #\$FFFF
 STD PVMDC1
 STD PVMDC2
 LDD #\$03FF
 STD OFFVEL

*Inicializacion del SCI

	LDAA	#\$00100000	
	STAA	SPCR,X	
	LDAA	#\$00110011	*inicializa baudaje
	STAA	BAUD,X	
	LDAA	#\$00	
	STAA	SCCR1,X	*1 bit de inicio, 8 de datos y 1 bit de paro
*			
	LDAA	#\$00000100	
	STAA	SCCR2,X	*habilita al receptor
RUTINA	BRCLR	\$2E,X \$20 RUTINA	
*			se lee solo para realizar la secuencia de borrado de banderas
*			
*			
	LDAA	SCDR,X	
	CLR	CUENTA	
	CLR	CONTEO	
	CLR	CONTAD	
	STAA	COMANDO	
	CMPA	#\$04	
	BLS	INFRE	
	CMPA	#\$F8	
	BHS	INFRE	
	BRA	RUTINA	
INFRE	LDAB	CONTAD	
	INCB		
	STAB	CONTAD	
	CMPB	#\$21	
	BEQ	COLA	
	JSR	FRENO	
	JSR	COMAN	
	JSR	FIN	
	BRA	INFRE	
COLA	LDAA	COMANDO	
	CMPA	#\$04	
	BLS	COMMON	
	CMPA	#\$F8	
	BEQ	UNODER	
	CMPA	#\$FC	
	BEQ	UNODER	
	CMPA	#\$F9	
	BEQ	DOSDER	
	CMPA	#\$FD	

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

	BEQ	DOSDER
	CMPA	#\$FA
	BEQ	TRIDER
	CMPA	#\$FE
	BEQ	TRIDER
	CMPA	#\$FB
	BEQ	CUADER
	CMPA	#\$FF
	BEQ	CUADER
	BRA	RUTINA
COMNOR	LDAB	CONTEO
	INCB	
	STAB	CONTEO
	CMPB	#\$21
	BEQ	RUTINA
	BRA	PROCS
UNODER	LDAA	#\$3F
	BRA	QUE
DOSDER	LDAA	#\$7F
	BRA	QUE
TRIDER	LDAA	#\$BF
	BRA	QUE
CUADER	LDAA	#\$FF
QUE	STAA	CUENTA
PROCS	JSR	DIRDER
	JSR	COMAN

* fin de la inicializacion

	JSR	FIN
	LDAA	COMANDO
	CMPA	#\$02
	BHI	OTRAC
	JMP	COLA
OTRAC	CMPA	#\$04
	BLS	RETORN
	LDAA	#\$80
	STAA	TFLG2,X
	STAA	TMSK2,X
	CLI	
RETORN	JMP	RUTINA

*Rutinas para determinar la velocidad de los motores

DIRDER	LDAB	#\$00000010
	STAB	PORTB,X
	LDAA	COMANDO
	CMPA	#\$00
	BEQ	RETSUB
	CMPA	#\$01

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

	BEQ	SIGUE1
	CMPA	#\$02
	BEQ	SIGUE2
	CMPA	#\$03
	BEQ	SIGUE3
	CMPA	#\$04
	BEQ	SIGUE4
	CMPA	#\$FB
	BLS	SIGUE3
	CMPA	#\$FF
	BLS	SIGUE4
SIGUE1	ADDB	#\$00000011
	STAB	PORTB,X
SIGUE2	JSR	AVANC
	BRA	RETSUB
SIGUE3	LDD	#\$7FFF
	STD	PWMDC1
	LDD	#\$FFFF
	STD	PWMDC2
	BRA	RETSUB
SIGUE4	LDD	#\$FFFF
	STD	PWMDC1
	LDD	#\$7FFF
	STD	PWMDC2
RETSUB	RTS	

*Rutina de inicializacion del temporizador

COMAN	LDAA	#\$01010000
	STAA	TCTL1,X
	LDAA	#\$01100000
	STAA	OC1M,X
	CLRB	
	STAB	OC1D,X
	LDD	#\$FFFF
	STD	TOC1,X
	LDD	PWMDC1
	STD	TOC2,X
	LDD	PWMDC2
	STD	TOC3,X
	RTS	

*RUTINA QUE HABILITA LA INTERRUPCION DE PWM

FIN	LDAA	#\$80
	STAA	TFLG1,X
	STAA	TMSK1,X
	CLI	
RET32MS	PSHX	
	LDX	#\$2AA9

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

RETLP	DEX	
	BNE	RETLP
	PULX	
	RTS	

*RUTINA DE FRENADO

FRENO	LDD	PWMDC1
	JSR	RUT1
	STD	PWMDC1
	LDD	PWMDC2
	JSR	RUT1
	STD	PWMDC2
	RTS	
RUT1	CPD	#\$FC00
	BLS	SUMOFF
	LDD	#\$FFFF
	BRA	ALTO
SUMOFF	ADDD	OFFVEL
ALTO	RTS	

*RUTINA DE AVANCE

AVANC	LDD	PWMDC1
	JSR	RUT2
	STD	PWMDC1
	LDD	PWMDC2
	JSR	RUT2
	STD	PWMDC2
	RTS	
RUT2	CPD	#\$83FE
	BHS	RESOFF
	LDD	#\$7FFF
	BRA	ARRAN
RESOFF	SUBD	OFFVEL
ARRAN	RTS	

*RUTINA DE SERVICIO PARA LA COMPARACION 1

SERVOC1	PSHA	
	LDX	#REGBAS
	CLRA	
	STAA	TMSK1, X
	SEI	
	LDD	TOC2, X
	ADDD	PWMPER
	STD	TOC2, X
	LDD	TOC3, X
	ADDD	PWMPER
	STD	TOC3, X

CAPITULO 4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

```

LDD      TOC1,X
ADDD     PWMPER
STD      TOC1,X
BCLR     TFLG1,X#$7F
PULA
RTI
    
```

*rutina de servicio para el timer overflow

```

SERVTIOV  LDX      #REGBAS
          LDAA     CUENTA
          DECA
          STAA     CUENTA
          CMPA     #$00
          BNE      RETORNO
          SEI
          CLRA
          STAA     TMSK2,X
          STAA     TCTL1,X
          STAA     OC1M,X
          LDD      #$7FFF
          STD      PWMDC1
          STD      PWMDC2
          JSR      COMAN
          LDAA     #$80
          STAA     TFLG1,X
          STAA     TMSK1,X
          CLI
          LDAA     #$80
          STAA     TFLG2,X
          RTI
RETORNO
    
```


CAPITULO 5. EVALUACION DE LA PROPUESTA Y RESULTADOS.

5. EVALUACION DE LA PROPUESTA Y RESULTADOS.

Una vez que se ha presentado el diseño del sistema, se deben realizar pruebas que permitan evaluar su funcionamiento y presentar los resultados que se obtuvieron.

El sistema se diseñó parte por parte y se fueron realizando pruebas a cada parte, para luego pasar a la etapa de interconexión de las partes y efectuar pruebas con el sistema completo.

La primera parte que se diseñó y construyó fue el circuito de manejo de motores de DC. Se realizaron pruebas a este circuito simulando las señales de entrada por medio de un generador de funciones y como carga se utilizó un motor de DC de potencia y tamaño menor que los que se deben utilizar en la aplicación real. Lo que se hizo fue ir variando la frecuencia de la señal de entrada para determinar la forma en que afecta esta variación en el funcionamiento de los motores. Se encontró que, lógicamente, a menor frecuencia el motor de DC funciona mejor, mientras que al incrementar la frecuencia el motor empieza a emitir un sonido debido a los cambios tan rápidos en la polaridad del campo. Este sonido se hace más agudo y más fuerte a medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada aunque si se controla la velocidad el motor, pero se llega a una frecuencia tan alta (aprox. 10 kHz) que se pierde el control sobre el movimiento del motor y éste gira en forma desordenada en un sentido y en el otro. Como consecuencia de este hecho, que ya se había previsto, se determinó que la frecuencia de la señal de entrada debía ser lo más baja posible como lo permitiera el microcontrolador. Otra prueba que se hizo consistió en variar el valor de la fuente alimentación del circuito para determinar la forma en que afecta el funcionamiento, se encontró que cuando la fuente de alimentación cae por debajo de 10 V los motores ya no responden en la forma esperada, por lo tanto se debe tener en cuenta este hecho como una limitante para la batería que se utilice. Posteriormente se hicieron pruebas de funcionamiento por tiempo prolongado (más de 2 horas) y con carga (frenando el motor) para determinar si el circuito era confiable en condiciones de operación extremas. El circuito funcionó perfectamente sin que ninguno de los componentes fallara ni presentar sobrecalentamiento. Como se deben controlar 2 se construyeron 2 circuitos iguales, uno para cada motor y se realizaron nuevamente las mismas pruebas de funcionamiento para cada uno de ellos.

La siguiente etapa que se abordó fue la evaluación de la factibilidad de utilizar el módulo EVBU del 68HC11 para realizar el control del sistema. Como este módulo contiene un microcontrolador conectado en modo mínimo, se debe comprobar en forma definitiva su utilidad para esta aplicación pues uno de los principales objetivos que se trazaron fue que el tamaño y precio del dispositivo fuera lo

CAPITULO 5. EVALUACION DE LA PROPUESTA Y RESULTADOS.

más reducido posible. Se empezó por elaborar rutinas sencillas que realizaran una sola de las funciones que se necesitan dentro del sistema. Cada rutina se simuló por medio del simulador del HC11 y una vez que se tenía la certeza de que el funcionamiento era correcto se procedía a probarla con el módulo EVBU monitoreando las señales de salida por medio de un osciloscopio. Cuando se tuvieron las rutinas básicas corriendo satisfactoriamente en forma independiente, se procedió a unir las en un solo programa general y a realizar pruebas de funcionamiento con el simulador y con el módulo EVBU. Esta etapa fue la más tardada porque se presentaron problemas con el manejo de las interrupciones en tiempo real y se debió replantear parte de la estrategia de programación. Con el programa ya funcionando de la manera esperada, se procedió a realizar pruebas con todo el sistema y a evaluar si funcionaba de la forma esperada. Se llevaron a cabo múltiples pruebas para determinar si la respuesta a los comandos era la supuesta y si había repetitividad en esas respuestas. El resultado fue que el sistema funcionó satisfactoriamente, se comportó exactamente como se esperaba y su respuesta a los comandos es totalmente confiable, es decir, el 100% de las veces respondió correctamente a la llegada de un comando. Entonces la parte electrónica correspondiente al sistema no presenta ningún problema en su desempeño, resta evaluar el comportamiento de la parte mecánica para tener un sistema completo operando.

CAPITULO 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

El desarrollo tecnológico de la humanidad está determinado por una serie de inventos y descubrimientos que se han debido a la investigación con fines militares y bélicos, el solo hecho de realizar una contribución para mejorar la forma de vida de mucha gente y que la intención sea únicamente ésta, es la característica más importante del trabajo realizado en cuanto al fin que se persiguió.

Aunque la idea de diseñar y construir sistemas de este tipo no es nueva, anteriormente no se contaba con la tecnología apropiada para proporcionar una solución viable tanto económica como tecnológicamente. Actualmente se encuentran disponibles muchos dispositivos que facilitan la realización de sistemas que hace algunos años no se creían posibles, en este caso la utilización de microcontroladores (μC) y procesadores digitales de señales (DSP) permiten su realización en forma compacta, eficiente, segura y con un costo bastante bajo lo cual permite pensar que es posible que un gran número de usuarios puedan tener acceso a este tipo de sistemas.

El sistema cumple con los objetivos propuestos y constituye una primera aproximación, susceptible de mejorarse, pero que es la base para que otras personas realicen un trabajo en este campo. Existen muchas mejoras que se pueden realizar al sistema aunque se recomienda a los interesados que mantengan siempre en mente que se debe conservar la sencillez y el bajo costo de la solución pues la mayoría de los usuarios potenciales no tienen recursos suficientes para adquirir un producto que suponga una inversión mucho mayor a la que harían al adquirir una silla de ruedas convencional.

En cuanto a la aplicación de los conocimientos y la disciplina necesaria para llevar a cabo un proyecto original, el problema que se atacó permitió adquirir una experiencia valiosa en este campo además de que a medida que se avanzó en el trabajo fueron surgiendo ideas nuevas que se pueden aplicar posteriormente en una continuación de proyectos de este tipo.

**ANEXO A.
ESPECTROS DE POTENCIA DE SEÑALES IMPORTANTES.**

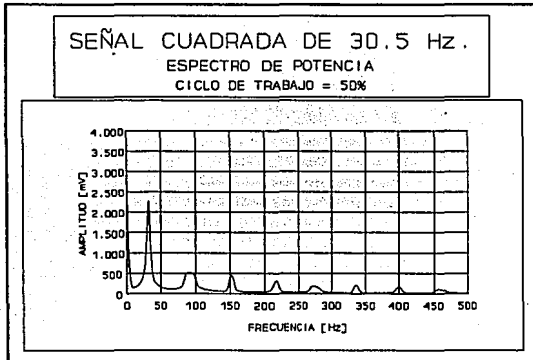


Figura A.1. Espectro de potencia de una señal cuadrada con frecuencia de 30.5 Hz que se utiliza en este trabajo.

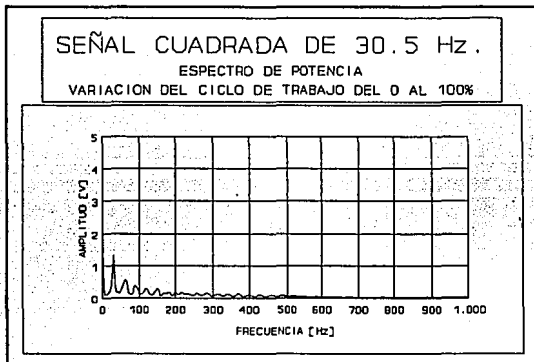


Figura A.2. Detalle del Espectro de Potencia de la Señal de PWM de 30.5 Hz.

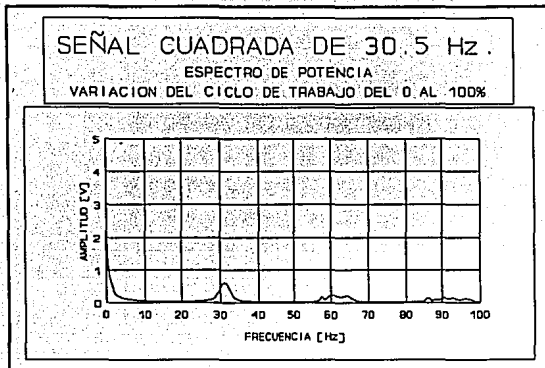


Figura A.3. Detalle del Espectro de Potencia de la Señal de PWM de 30.5 Hz.

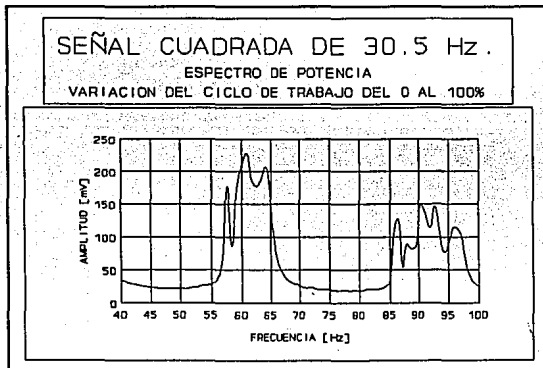


Figura A.4. Detalle del Espectro de Potencia de la Señal de PWM de 30.5 Hz.

ANEXO B.

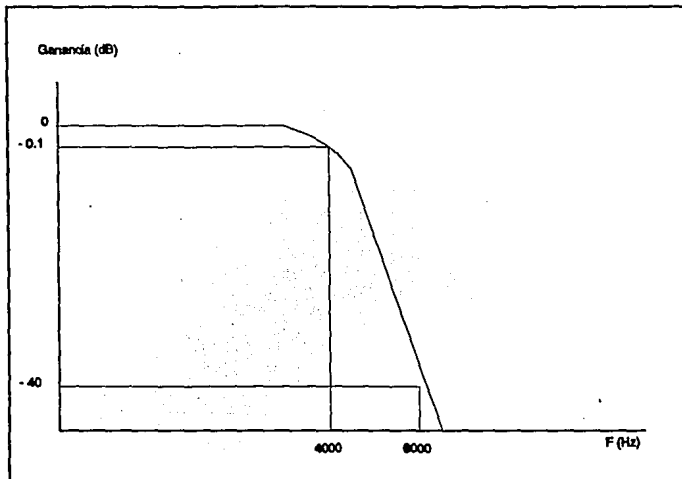
banda de transición más estrecha para un rizo en la banda de paso y una atenuación en la banda de rechazo dadas.

Se propone entonces la utilización de filtros elípticos para implementar los filtros pasa bajas antialiasing y de reconstrucción para un sistema de aplicaciones de voz basado en DSP.

El filtro antialiasing tiene como propósito limitar la banda de frecuencia de la señal de entrada y minimizar los efectos de aliasing.

El filtro de reconstrucción suaviza la salida analógica proveniente del convertidor D/A.

Para señales de voz cuyo ancho de banda va desde los 300 a los 3000 Hz., con una frecuencia de muestreo de 8000 Hz., el filtro que se desea diseñar tiene la siguiente plantilla:



Si se implementara este filtro con una aproximación Butterworth se obtendría un filtro de orden 12. El mismo filtro si se permite un rizo de 0.1 dB en la banda de paso conduce al siguiente diseño:

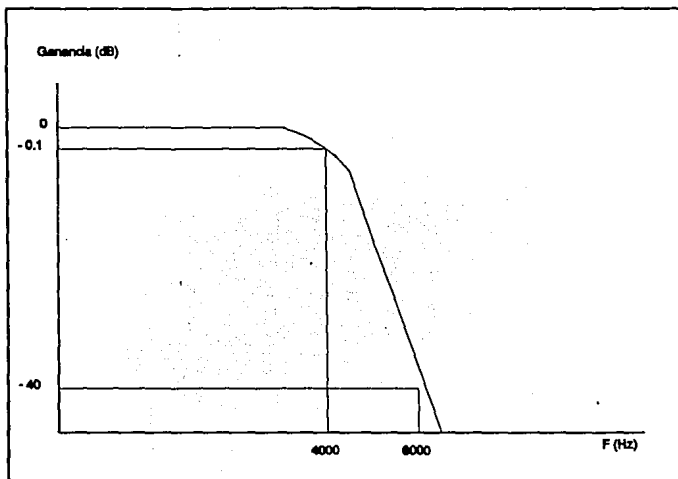
banda de transición más estrecha para un rizo en la banda de paso y una atenuación en la banda de rechazo dadas.

Se propone entonces la utilización de filtros elípticos para implementar los filtros pasa bajas antialiasing y de reconstrucción para un sistema de aplicaciones de voz basado en DSP.

El filtro antialiasing tiene como propósito limitar la banda de frecuencia de la señal de entrada y minimizar los efectos de aliasing.

El filtro de reconstrucción suaviza la salida analógica proveniente del convertidor D/A.

Para señales de voz cuyo ancho de banda va desde los 300 a los 3000 Hz., con una frecuencia de muestreo de 8000 Hz., el filtro que se desea diseñar tiene la siguiente plantilla:



Si se implementara este filtro con una aproximación Butterworth se obtendría un filtro de orden 12. El mismo filtro si se permite un rizo de 0.1 dB en la banda de paso conduce al siguiente diseño:

Para la segunda etapa de segundo orden

$$a_2 = -0.1804$$

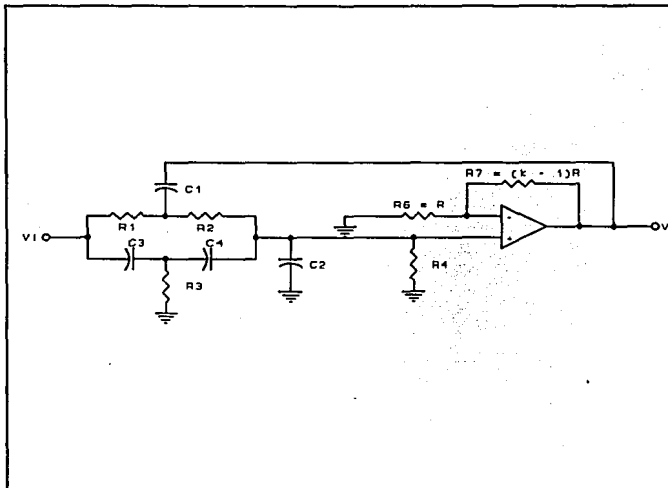
$$b_2 = 4.0936$$

$$c_2 = 26318.1844$$

Para la etapa de primer orden

$$a_0 = \alpha_0' = 14926.3350$$

Las etapas de segundo orden son de la forma:



donde el diseño se realiza como sigue

Seleccionar

$$C_1 = C$$

$$C_3 = C_4 = \frac{C_1}{2}$$

$$C_2 \geq \frac{C_1(b-1)}{4}$$

Calcular

$$R_3 = \frac{1}{cC_1\sqrt{B}}$$

$$R_1 = R_2 = 2R_3$$

$$R_4 = \frac{4\sqrt{B}}{cC_1(1-b) + 4cC_2}$$

$$K = 2 + \frac{2C_2}{C_1} - \frac{a}{2\sqrt{B}} + \frac{2}{C_1\sqrt{B}} \left(\frac{1}{cR_4} - aC_2 \right)$$

$$\text{Ganancia de la sección} = \frac{bKC_1}{4C_2 + C_1}$$

$$C_5 = \frac{1}{R_5\alpha'_0}$$

Al aplicar este procedimiento de diseño a las etapas del filtro elíptico de orden 5 antes definido se obtiene:

Para la primera etapa (Segundo orden)

$$C1 = 0.1\mu\text{F}$$

$$C3 = C4 = 0.05\mu\text{F}$$

$$C2 = 50\text{nF}$$

ANEXO B.

$$R3 = 276.3874\Omega$$

$$R1 = R2 = 552.7748\Omega$$

$$R4 = 23861.2209\Omega$$

$$K = 3.2532$$

$$\text{Ganancia de la sección} = 31.0913$$

Para la segunda etapa (Segundo orden)

$$C1 = 0.1\mu\text{F}$$

$$C3 = C4 = 0.05\mu\text{F}$$

$$C2 = 100\text{nF}$$

$$R3 = 187.7979\Omega$$

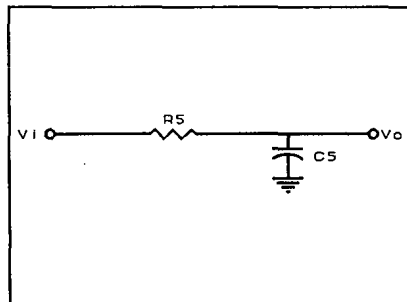
$$R1 = R2 = 375.5958\Omega$$

$$R4 = 3392.6876\Omega$$

$$K = 4.3336$$

$$\text{Ganancia de la sección} = 3.5480$$

La etapa de primer orden es de la forma:



Para la tercera etapa (Primer orden)

$$C5 = 0.1\mu F$$

$$R5 = 669.9568\Omega$$

El filtro real tiene la siguiente función de transferencia de amplitud:

