



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO

77

2EJ

FACULTAD DE INGENIERÍA

"DISEÑO DE UNA MASCARA ANIMADA E
IMPLEMENTACION DE UN PROTOTIPO
SUSTITUYENDO EL USO DE MOTORES POR UNA
ALEACION METALICA LLAMADA FLEXINOL,
CONTROLADA POR UN MCU68HC11 Y UNA PC"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO EN COMPUTACION
P R E S E N T A :
MARTHA LILIA PACHECO GARISOAIN

FALLA DE ORIGEN



DIRECTOR DE TESIS: M. I. JUAN CARLOS ROA BEIZA

CIUDAD UNIVERSITARIA, D. F.

1995

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 esta 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.

Agradezco...

A Dios por todo lo que me ha dado

A la Universidad, la Facultad de Ingeniería y mis maestros por todos los conocimientos sembrados en mí.

A mis padres, por todo su cariño, amor, comprensión y apoyo; por compartir mis alegrías y animarme en los tiempos difíciles impulsándome siempre a seguir adelante. Por la hermosa familia que han cimentado.

A Ivette, por su apoyo incondicional.

A Fernando, por todo lo que me ha brindado y hemos compartido.

Al M.I. Juan Carlos Roa, por la atinada dirección de este proyecto.

A todos mis amigos y compañeros por todo lo que me han dado: amistad, apoyo y orientación; por todos los proyectos y trabajos compartidos.

A todos los que de alguna u otra forma participaron en este trabajo.

Martha Lilia

AGRADECIMIENTOS

Primeramente quiero agradecer a Dios porque me ha permitido gozar y seguir disfrutando del don más preciado, LA VIDA.

En segundo lugar agradezco a mi madre, ya que sin su cariño y su apoyo, tanto moral como económico, no podría haber llegado hasta este momento. A mi hermano, que entre pleitos y discusiones siempre supo apoyarme en los momentos difíciles. A todos mis maestros y amigos, que me han sabido guiar, apoyar y aconsejar, ya que sin ellos, no habría obtenido esta nueva meta. Y muy especialmente a Maritza, mi novia, por todos los buenos y malos momentos que compartimos a lo largo de este trabajo.

Fernando Castañeda Hernández

AGRADEZCO

A Dios:

Por brindarme la gran oportunidad de vivir y por estar siempre conmigo.

A mis padres :

Por toda su dedicación, apoyo y paciencia que amorosamente me han brindado. Por haber tomado siempre decisiones sabias e importantes en el momento preciso, por permitir mi operación cuando me caí de las escaleras, por el gran sacrificio y ejemplo que día a día labró mi formación humana y profesional.

A mi esposa Aída:

Por impulsarme a terminar mis estudios , por dedicarme tiempo, amor y cariño día con día. Por el gran valor que tuvo para no permitir que me pasara nada el día del asalto. Por todos los bellos momentos que me brinda.

A mis hermanos:

Con quienes siempre he contado y quiero mucho. Eli, por ser la mas pequeña de todas y a quien siempre admiro por sus excelentes calificaciones, esperando siempre seas dedicada y tengas muchos éxitos en la vida. Caty, recordando las fiestas a que me invitabas cuando estabas en la secundaria. Conchis, gracias por el apoyo en mis tareas escolares. Mago, por tu gran amor y alegría, por tu buena voz para cantar. Rosi, por llevarme a tus excursiones en Tolantongo. Fedé, por inculcar en mí el principio del orden, por tu gran creatividad. Manu, por esos grandes agasajos, por el sacrificio que hiciste para llevarnos a conocer La Paz, por tu gran amor. Poncho, por enseñarme canciones que han servido de mucho para hacer grandes conquistas. Chelín, por tu valiosa compañía en el hospital y tu dedicación al ponerme las toallas de agua helada para evitar que me subiera la temperatura. Carmen, quien siempre me invitaba a dar los estrenos en sus coches.

A mi amigo Gus:

Con quien siempre he contado en las buenas y en las mejores, por la gran amistad que te tengo, a tu esposa Lourdes y a tu bebé, a tu familia por quien siento un gran cariño y por ser unas grandes personas.

A mis profesores:

Por haberme transmitido sus conocimientos, por su gran ética y profesionalismo.

A mi asesor:

M. I. J. Carlos Roa Beiza por ser un excelente profesor y por apoyarme a culminar una gran etapa en mi formación.

A mis sobrinos:

Que aún son pequeños, pero deseo que también sean unos excelentes profesionistas como sus padres y que siempre sean los mejores en todo lo que hagan y triunfen en todo lo que se propongan.

Jorge Arias Velázquez

AGRADEZCO

A Dios por darme la oportunidad de vivir.

A mis padres, Luis y Carmen, por educarme desinteresada y amorosamente.

A mis hermanos David, Andrea y Rodrigo por convivir conmigo y dejarme ser parte de sus vidas.

A Jo que me ha dado su amor y apoyo incondicional.

A mi familia por estar siempre ahí.

A mis amigos S. A. L. U. D. por brindarme su amistad y compañía.

Te doy gracias, Señor, por traerme a este mundo poniéndome en un hogar donde el amor a prevalecido a pesar de los tiempos y situaciones difíciles. Gracias por darme la bendición de tener unos padres que siempre me han procurado cariño sin importar los errores que cometiera. Que siempre me han apoyado y me han hecho sentir parte de la familia. Te agradezco sus regaños, sus castigos, sus desvelos, sus sacrificios, su salud, su vida.

Te doy gracias por darme tres hermanos sensacionales que, cada uno a su manera, siempre me han demostrado que somos y estamos cada uno para los demás. Gracias por dejarme pasar gratos y amargos momentos en compañía de mis abuelos (Gregorio, Francisca y RosaMaría), de mis tíos y de mis primos.

Te estoy también agradecido por poner en mi camino a una gran mujer que me ha demostrado siempre su apoyo y amor. Gracias por darme tiempo para compartir con Joana el crecer, madurar, buscar y encontrar un sentido más profundo a nuestra existencia.

Igualmente agradezco a mis amigos, todos, por mantener unidos los eslabones de amistad que nos unen por muchos años. Gracias a ellos por los viajes, por las parrandas, por las risas y las lágrimas, por seguir juntos nuestros rumbos por la vida.

Gracias a mis amigos de la "Cancha 7" con quienes tantos momentos felices he pasado; gracias a ustedes por enseñarme tanto, por permitirme compartir mis opiniones y comentarios que han contribuido a mi conocimiento y madurez.

Agradezco a todos mis maestros, a los que me recuerdan y a los que no lo hacen, que de manera importante han tenido que ver con mi educación desde la primaria hasta la carrera. Gracias a la Universidad Nacional Autónoma de México y a sus profesores que, a pesar de las dificultades, han permanecido y se han mantenido en esta indispensable labor. A todos ellos, gracias.

*Doy las gracias también a mis compañeros con los que elaboré este trabajo porque, aún sin conocernos previamente, me brindaron su amistad, su voluntad, su paciencia y su trabajo. A ustedes, felicidades!!
Un agradecimiento al M.I. Juan Carlos Roa B. que nos hizo el honor de dirigir esta tesis, por orientarnos, corregimos, enseñarnos.*

A todos los que, de una o de otra manera, han contribuido a lo largo de mi vida a mi formación y que han puesto uno o más piedras en los cimientos que día a día me dan soporte. A todos aquellos por los que hoy soy lo que soy, GRACIAS.

Mauricio Toache Valadez

DEDICATORIAS:

A DIOS:

por ser el amigo mas increíble que existe y por que me permite tener el propósito mas grande de la vida, aunque se que no hay palabras ni hechos que puedan pagar lo que Él ha hecho por mi.

A MI MADRE:

por haberme dado la vida, por el apoyo en las decisiones mas importantes de mi vida y aún más por su gran amor, enseñanzas, paciencia y sueños por que siempre se mantuvo firme sin importar las circunstancias.

A MI PADRE:

por que siempre estuvo su corazón y pensamiento en cada una de las metas que fueron planteadas, por que siempre estuvo y esta atrás de mi brindándome su apoyo y amor. Por los sueños que él tiene para mi vida

A MI HERMANA:

por que siempre podré contar con ella para confrontar cualquier situación por difícil que parezca, por su carácter, que lejos de ser un obstáculo, es una forma de decirme que me ama y que desea lo mejor para mi.

A JOSUÉ:

Amigo increíble y muy amado, ya que me enseñó el camino correcto para llevar mi vida y aunque se encuentre lejos de aquí, él siempre tendrá un lugar especial en mi corazón.

A GEMMA:

Que es una mujer que me reta a seguir luchando por cambiar las cosas erróneas, y por que estoy seguro que sin importar las condiciones ella siempre estará brindándome una palabra de aliento.

A IVÁN:

Por que la amistad que se está sembrando, se está haciendo sobre la base mas firme que existe, por la paciencia y consejos que son bien recibidos.

A MIS GRANDES AMIGOS:

Por que sin importar lo difícil que resulte algunas veces la vida misma, ellos siempre están y estarán a mi lado para hacer suyas mis derrotas y victorias, contando siempre con su amor y comprensión.

A MIS FAMILIARES:

Aunque algunas veces la unión no fue una característica en la familia, cada uno de ellos estuvo conmigo apoyándome y alentándome a terminar mis estudios.

A LA U.N.A.M:

Ya que a través de ella he logrado este sueño tan especial, el de culminar mis estudios profesionales en una de las mejores instituciones tanto por su profesorado como por todo lo que ésta representa.

A MI ASESOR:

Por haberme acompañado en esta aventura, en la cual siempre me brindo su apoyo y conocimientos para salir triunfador, por su gran apoyo a todos los alumnos.

Saúl Castillo Rivera

CONTENIDO

CAPÍTULO I

FUNDAMENTOS TEÓRICOS 1

I.1	¿QUÉ ES Y CÓMO FUNCIONA EL FLEXINOL?	3
I.1.1	Antecedentes.....	3
I.1.2	El material y sus propiedades	7
I.2	CLASIFICACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE SUS DIFERENTES TIPOS	27
I.2.1	Materiales inteligentes	31
I.2.2	Una introducción a la martensita y la memoria de forma	35
I.2.3	Estudio comparativo de las propiedades mecánicas de varias aleaciones de memoria de forma basadas en Níquel (Ni) en vista de aplicaciones dentales y médicas	60
I.2.4	Efectos de varios factores sobre la ductilidad de la aleación de Ni-Ti.....	65
I.3	CAMPOS DE APLICACIÓN (VENTAJAS Y DESVENTAJAS).....	73
I.3.1	Aplicaciones	73
I.3.2	Las SMAs alrededor del mundo	77
I.3.3	Continúan las exploraciones	83
I.3.4	Desarrollos recientes.....	87
I.3.5	Nitinol en la Luna	91
I.3.6	Ventajas y desventajas del material	92
I.3.7	Ideas y aplicaciones futuras	93

I.4	MÉTODOS DE MEDICIÓN DE ELONGACIÓN Y CONTRACCIÓN	109
I.4.1	Definiciones.....	110
I.4.2	Sistema generalizado de medidas	114
I.4.3	Transductores	116
I.4.4	Comparación de los instrumentos analógicos y digitales.....	125
I.4.5	Medición de desplazamiento y dimensiones.....	125

CAPÍTULO II

HERRAMIENTAS PARA EL PROYECTO..... 133

II.1	LA FAMILIA DEL MICROCONTROLADOR HC11.....	135
II.1.1	Arquitectura.....	137
II.1.2	Principios de operación.....	143
II.1.3	Sistema del convertidor analógico-digital.....	228
II.2.	LENGUAJES DE ALTO NIVEL QUE PERMITEN EL MANEJO DE COMUNICACIONES SERIALES Y GRÁFICOS	255
II.2.1	Lenguajes de máquina	255
II.2.2	Lenguajes ensambladores	256
II.2.3	Lenguajes de alto nivel.....	256
II.2.4	Programación orientada a objetos.....	259
II.2.5	Método orientado a objetos	264
II.2.6	Algunos lenguajes orientados a objetos.....	269
II.2.7	Selección del lenguaje a utilizar.....	272
II.2.8	Características del lenguaje Visual Basic 3.0 para Windows	275

II.3	ESTÁNDARES DE COMUNICACIÓN PARA PC'S.....	277
II.3.1	Transmisión de datos síncrona y asíncrona.....	277
II.3.2	Formatos asíncronos para datos seriales	279
II.3.3	Velocidad de los datos seriales.....	280
II.3.4	UART.....	280
II.3.5	Interfaces seriales RS-232C, RS-422 y RS-423	281
II.3.6	Manejadores típicos para aplicaciones de la EIA RS-232C	290
II.3.7	Receptores típicos para aplicaciones con la EIA RS-232C	295
II.3.8	Aplicaciones del RS-232C.....	306
II.3.9	Estándar RS-423A.....	310
II.3.10	Dispositivos RS-423A.....	312
II.3.11	Estándares EIA RS-422A y RS-485 y aplicaciones	317
II.3.12	Familias MAX-23X y MAX-24X (Manejadores y receptores RS-232).....	332

CAPÍTULO III

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y PROPUESTA DE SOLUCIÓN..... 339

III.1	ANTECEDENTES.....	341
III.2	JUSTIFICACIÓN DE LAS VARIABLES A CONTROLAR	347
III.2.1	Señales de entrada	347
III.2.2	Reacciones a ciertas entradas.....	349
III.2.3	Definición de puntos.....	354
III.3	EVALUACIÓN Y SELECCIÓN DEL MATERIAL ÓPTIMO.....	359
III.3.1	Características y respuesta típica a voltaje, temperatura y frecuencia....	360
III.3.2	Normas y estándares	364

III.4	ELECCIÓN Y JUSTIFICACIÓN DEL MCU68HC11.....	366
III.4.1	Ventajas y desventajas sobre otros microcontroladores	366
III.4.2	Elección y justificación	369
III.5	CARACTERÍSTICAS Y SELECCIÓN DE LOS TRANSDUCTORES Y SENSORES A UTILIZAR, ASÍ COMO SUS LUGARES DE TRABAJO	375
III.5.1	Clasificación de los transductores.....	376
III.5.2	Selección de un transductor.....	378
III.5.3	Transductores de fuerza	380
III.5.4	Transductores de luz.....	386
III.5.5	Transductores de sonido.....	393
III.5.6	Lugares de trabajo.....	396
III.5.7	Selección de los transductores a utilizar.....	398

CAPÍTULO IV

DESARROLLO DEL SISTEMA E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO 401

IV.1	DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ACOPLAMIENTO ENTRE EL MCU Y LOS SENSORES.....	403
IV.1.1	Introducción.....	403
IV.1.2	Acoplamiento del sensor de fuerza	408
IV.1.3	Acoplamiento del sensor de luz	419
IV.1.4	Acoplamiento del sensor de audio.....	422
IV.2	ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA	425
IV.2.1	Sistemas de potencia	428

IV.3	SELECCIÓN DE LA ESTRUCTURA MECÁNICA.....	433
IV.4	DESARROLLO DEL SOFTWARE NECESARIO PARA EL CONTROL Y ADQUISICIÓN DE DATOS PARA CADA UNO DE LOS SUBSISTEMAS.....	438
IV.5	DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN Y SIMULACIÓN.....	451
IV.5.1	Introducción.....	451
IV.5.2	Desarrollo.....	453
IV.5.3	Conclusiones.....	464
IV.6	INTEGRACIÓN DEL SISTEMA.....	465
IV.7	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO.....	474
IV.7.1	Diseño.....	474
IV.7.2	Implementación.....	482
	CONCLUSIONES.....	489
	BIBLIOGRAFÍA.....	493
	APÉNDICES.....	500
	Apéndice A.....	503
	Apéndice B.....	505
	Apéndice C.....	513

CAPÍTULO I

Fundamentos

Teóricos

I.1 ¿QUÉ ES Y CÓMO FUNCIONA EL FLEXINOL?

I.1.1 Antecedentes

Existen dos formas comunes de generar movimiento utilizando la electricidad: los motores y los solenoides. Estos inventos pueden ser encontrados en casi cualquier lado.

Los motores utilizan embobinados de alambre conductor para generar campos magnéticos y crear una rotación continua. Se pueden encontrar motores en refrigeradores, lavadoras, secadoras, procesadores de basura, grabadoras, reproductoras de CD's y cassettes, unidades de disco de computadoras, máquinas contestadoras, ventiladores, aspiradoras, licuadoras, abrelatas, rasuradoras, podadoras, juguetes e infinidad de artículos de uso común. La figura I.1.1.1 muestra algunos de estos aparatos.

El segundo dispositivo, el solenoide, utiliza embobinados de alambre para crear un campo magnético y generar movimiento. Los embobinados de las bocinas son un tipo de solenoide y también se pueden encontrar en los timbres de las puertas, en las campanas de los teléfonos antiguos (los teléfonos modernos utilizan materiales piezo-eléctricos cristalinos que crean vibraciones cuando se sujetan a altos voltajes), chapas eléctricas, etc.

Pero existe una forma diferente y novedosa para generar movimiento a partir de la electricidad: los materiales denominados Shape Memory Alloys (SMAs, aleaciones con memoria). Estos metales especiales experimentan cambios en su forma y dureza



cuando se calientan o enfrían, y lo hacen con gran fuerza.

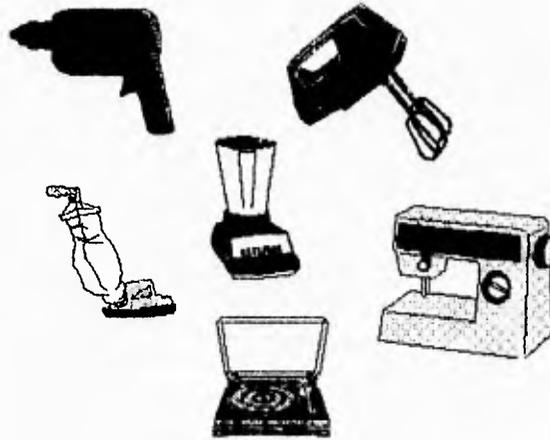


Figura I.1.1.1 Aparatos domésticos que utilizan motores.

De los muchos nombres de estos materiales (Shape Memory Alloys, Memory Metals (metales con memoria), Nitinol, etc.) se ha elegido el de Muscle Wires (alambres musculares) para denominar a los SMAs procesados en forma de alambre que contraen su longitud al ser calentados.

Los alambres musculares son capaces de tirar con una fuerza sorprendente - levantando miles de veces su propio peso- y moverse suave y silenciosamente. Pueden calentarse directamente con electricidad y se pueden utilizar para generar altos rangos de movimiento, operando de una forma rápida y con controlabilidad precisa.



I.1.1.1 Historia de los alambres musculares

En 1932, el investigador sueco Arne Ölander observó las propiedades de una aleación oro-cadmio (Au-Cd) para recuperar su forma y notó su potencial para generar movimiento. En 1950, L. C. Chang y T. A. Read, en la Universidad Columbia de Nueva York, utilizaron rayos X para estudiar esta aleación inusual y para entender los cambios en su estructura de cristal. Mostraron que los sistemas mecánicos podían utilizar el efecto de "memoria de forma" para desarrollar un trabajo físico.

Los estudios de Chang y Read impulsaron mayores investigaciones y guiaron al descubrimiento eventual de un SMA de indio-titanio. De cualquier forma ambas aleaciones generaron problemas, tales como el alto costo del oro y el indio y la naturaleza tóxica del cadmio, limitando los esfuerzos en desarrollos adicionales. En 1963, el anuncio de un SMA menos caro y no tóxico dio inicio a la nueva ola de descubrimientos.

Mientras se buscaban aleaciones marinas no corrosivas, el equipo encabezado por W. J. Buehler en el Laboratorio de Ordenanza Naval (NOL, por sus siglas en inglés) de los Estados Unidos, observó el efecto de "memoria de forma" en una aleación de níquel y titanio, a la que denominaron Nitinol, un acrónimo de Niquel, Tltanio y NOL. Esta aleación Ni-Ti generó nuevos intereses en el campo del SMA, por su seguridad, menor costo y poseía una mejor relación entre deformación y recuperación que las aleaciones anteriores.

Capítulo I

Se realizaron más estudios, y entre 1969 y 1973 los investigadores encontraron el efecto de "memoria de forma" en otras aleaciones, incluyendo cobre-aluminio-níquel, cobre-estaño, cobre-zinc, cobre-oro-zinc, cobre-zinc-aluminio, hierro-platino, níquel-aluminio y manganeso-cobre.

En la tabla periódica de elementos, estos metales generalmente se encuentran cercanos entre ellos. Cuando se hacen las aleaciones detalladas anteriormente, con los elementos resaltados en la figura I.1.1.1 éstas tienen una estructura de cristal idéntica, presentando el efecto de "memoria de forma". Las aleaciones de níquel-titanio y cobre-zinc-aluminio son las principalmente desarrolladas por su dureza, bajo costo y su alta capacidad para cambios de forma.

H															H	He	
Li	Be										B	C	N	O	F	Ne	
Na	Mg										Al	Si	P	S	Cl	Ar	
K	Ca	Sc	Ti	V	Cr	Mn	Fe	Co	Ni	Cu	Zn	Ga	Ge	As	Se	Br	Kr
Rb	Sr	Y	Zr	Nb	Mo	Tc	Ru	Rh	Pd	Ag	Cd	In	Sn	Sb	Te	I	Xe
Cs	Ba	La	Hf	Ta	W	Re	Os	Ir	Pt	Au	Hg	Tl	Pb	Bi	Po	At	Rn
Fr	Ra	Ac															

Ce	Pr	Nd	Pm	Sm	Eu	Gd	Tb	Dy	Ho	Er	Tm	Yb	Lu
Th	Pa	U	Np	Pu	Am	Cm	Bk	Cf	Es	Fm	Md	No	Lr

Figura I.1.1.1.1 Tabla periódica de elementos.

1.1.2 El material y sus propiedades

1.1.2.1 ¿Cómo trabajan los alambres musculares?

Los alambres musculares pertenecen a una clase de aleaciones metálicas que poseen una propiedad llamada efecto de "memoria de forma" (SME, Shape Memory Effect). Estos SMAs tienen una estructura de cristal uniforme que cambia radicalmente a una estructura diferente con una temperatura distinta.

Cuando la aleación de memoria está por debajo de su "temperatura de transición" puede ser elongada y deformada sin sufrir un daño permanente, más que la mayoría de los metales. Si la aleación se calienta (ya sea eléctricamente o por una fuente externa de calor) por encima de su temperatura de transición, después de que ha sido deformada, la aleación "se recupera" o regresa a su forma original librándose completamente de su deformación previa.

Cuando las SMAs tienen forma de alambre, se pueden elongar cuando mucho en un 8% cuando se encuentran por debajo de su temperatura de transición y cuando se calientan, recuperan su longitud original, más corta y se contraen con una fuerza útil en el proceso. La figura 1.1.2.1.1 muestra este ciclo de deformación/recuperación.

Las SMAs se han fabricado utilizando diferentes combinaciones de elementos metálicos. La temperatura de transición varía para cada aleación, y puede fijarse durante la manufactura mediante un cuidadoso control de las relaciones entre los componentes metálicos y la presencia de otros elementos.



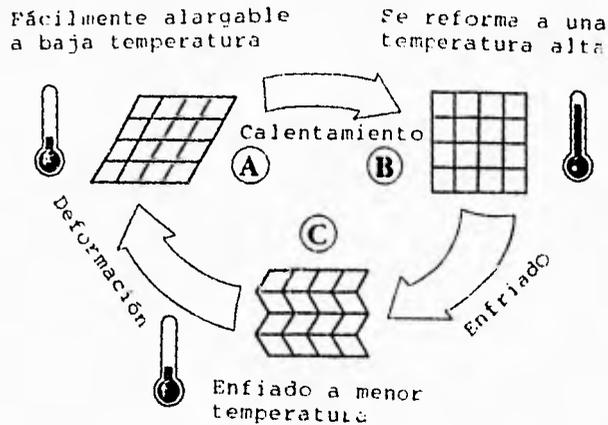


Figura I.1.2.1.1 Ciclo de deformación-recuperación de las SMA.

La SMA más común, el Nitinol, contiene, teóricamente, 54.5 % de Níquel, pero pueden también contener de 50 a 60 % de éste (Ti_2Ni y Ti_3Ni). El Nitinol y las aleaciones ricas en Níquel son paramagnéticas, con un valor de permeabilidad de 1.002, comparada con el valor unitario del vacío. Una aleación de 54.5 % de Níquel tiene una fuerza de tensión de 758 MPa con una elongación de aproximadamente del 15 %. Las aleaciones cercanas a la composición del Nitinol son dúctiles y pueden ser enrolladas en frío. Las aleaciones ricas en Níquel son enrolladas en caliente. Pueden ser endurecidas por un tratamiento de calor y por el mismo proporcionar fuerzas de tensión de 965 MPa. Esta clase de aleaciones también se pueden modificar con pequeñas cantidades de Silicio o Aluminio, formando compuestos intermetálicos complejos que pueden tratarse por soluciones.

La tabla I.1.2.1.1 muestra una comparación de diversas características en aleaciones de Níquel-Titanio y en algún caso otro elemento (como el Aluminio y el Cobre).

Composición, %			Propiedades Mecánicas				
Ni	Ti	Otros	Condición	Resistencia a la Cedencia (MPa)	Resistencia a la Tracción (MPa)	Elongación %	HB Dureza
63-70	0.35-0.85	2.3-3.15 Al 30 Cu	Templado	586-827	896-1138	35-20	250-315
70	2.25-2.75	0.4-1.0 Al	Tratamiento por calor	793-979	1117-1331	30-15	300-390
30-35	0.15-0.6	0.15-0.6 Al	Templado	207-414	517-690	60-30	120-184
30-35	0.15-0.6	0.15-0.6 Al	Tratado por solución	138-345	448-655	50-30	100-184
30-34	0.75-1.5		Tratamiento especial por calor	548	889	29.5	
38-46	0.6-1.2	1.5-3.0 Cu	Templado	241-448	566-724	50-30	120-180

Tabla I.1.2.1.1 Comparación entre aleaciones Níquel-Titanio



Los intentos de aleaciones para uso a temperatura ambiente (alrededor de 20°C) tienen temperaturas de transición cercanas a los 70°C. Las aleaciones con temperatura de transición relativamente alta pueden ciclarse más rápido debido a que se enfrían en menor tiempo a temperatura ambiente, pero requieren mayor calor (y por lo tanto, mayor potencia) para ser activadas. Las aleaciones que tienen temperaturas de transición por debajo de la temperatura ambiente, generalmente necesitan enfriarse a su estado de relajación, pero se mantendrán activas cuando se almacenen a temperatura ambiente.

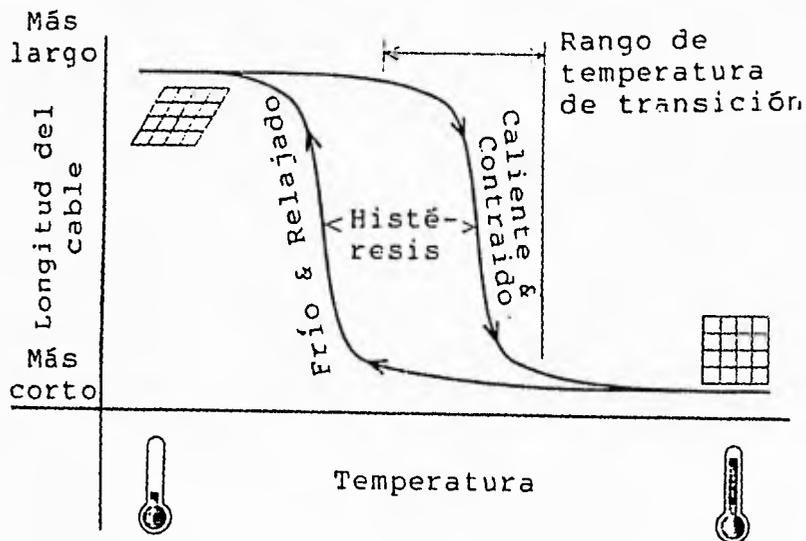


Figura I.1.2.1.2 Curva de temperatura vs contracción.

En la actualidad, la operación de las SMAs exhiben una temperatura de histéresis entre las temperaturas de contracción y relajación por lo que la activación ocurre a una temperatura mucho mayor que la relajación. La figura I.1.2.1.2 muestra una curva típica de temperatura-contracción para los alambres musculares y la histéresis en su operación.

I.1.2.2. Propiedades de los alambres musculares

La figura I.1.2.2.1 muestra el proceso de fabricación del Nitinol. Los componentes metálicos son medidos cuidadosamente y mezclados en un horno al vacío a 1300° C. El vaciado se enfría, se aplana y se amolda en barras, rodillos, láminas, o lo más común, en alambres.

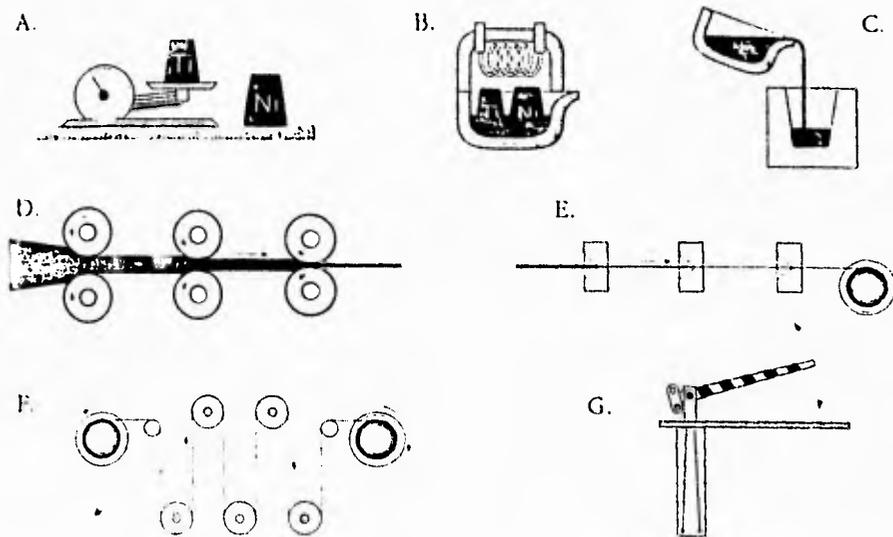


Figura I.1.2.2.1 Fabricación, tratamiento y uso de los cables musculares.

Los experimentadores frecuentemente utilizan aleaciones de memoria en forma de alambres, ya que fácilmente se pueden cortar, conectar y activar eléctricamente. Las barras, rodillos y láminas son menos comunes ya que una tarea sencilla, como la de hacer un agujero en una barra de nitinol, ocasiona que la fricción de la broca caliente el metal y ocasione una transformación en la dureza del material.

La dureza del nitinol (mayor que la de algunos aceros) y sus propiedades para cambiar su forma, hace los procesos difíciles y caros. Otros métodos utilizados para fabricar partes SMA son el molido, el grabado, el maquinado con descargas eléctricas y el corte con láser. Una pieza de Nitinol puede ser hecha para "recordar" una forma, fabricándola a una temperatura menor a la de la forma deseada, sujetándola sólidamente para prevenirla del movimiento y calentándola por encima de su temperatura de transformación para llegar a su temperatura de restauración, alrededor de 540°C.

Cuando se enfría, el material puede ser fácilmente deformado y cuando se calienta regresa a su forma original. El control cuidadoso de la restauración y el tratamiento previo de los alambres musculares, les proporciona una vida útil prácticamente ilimitada cuando son utilizados en dispositivos que los protegen del sobre-estiramiento (demasiada fuerza), sobre-esfuerzo (demasiado alargamiento) y sobre-calentamiento (temperaturas por arriba de la temperatura de transición de la aleación).

Diámetro

Los alambres muy pequeños se miden en micrómetros (μm - milésimas de milímetro). La medida típica del cabello humano está entre 25 y 100 μm de diámetro, el rango de los alambres musculares varía de 25 a 250 μm . El diámetro de un alambre muscular afecta directamente a parámetros como la resistencia por unidad de longitud, la fuerza necesaria para deformarlo (cuando se enfría), la fuerza que ejerce en su recuperación (cuando se calienta), la máxima fuerza que puede soportar antes de romperse, el rango de enfriamiento (los alambres pequeños se enfrían más rápido que los más largos) y el radio mínimo de curvatura. (Figura I.1.2.2.2)

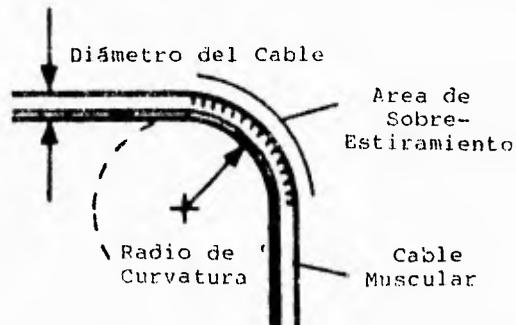


Figura I.1.2.2.2 Radio mínimo de curvatura.

Fuerzas

Máxima fuerza de recuperación: Es la mayor fuerza que un alambre experimenta al calentarse. Para el Nitinol ésta es de aproximadamente 600 MPa (MegaPascales o millones de Newtons por metro cuadrado).

Fuerza de recuperación recomendada: Es la fuerza recomendada en el uso de los alambres musculares para proteger y preservar la forma original; es de un tercio de la máxima fuerza de recuperación, aproximadamente 200 MPa para el Nitinol.

Fuerza de torsión recomendada: Es la fuerza de torsión que puede ser aplicada para extender o deformar un alambre muscular frío; oscila entre un décimo y un veinteavo de la máxima fuerza de recuperación, aproximadamente de 30 a 60 MPa.

Porcentajes de recuperación

Estos porcentajes comparan la longitud de la deformidad (frío) y la contracción (caliente) de un alambre muscular e indica cuánto movimiento se espera.

Porcentaje máximo de recuperación: Expresa un porcentaje para la mayor deformidad (cambio en longitud o alargamiento) que puede experimentar un alambre (aproximadamente 8 % para el Nitinol). La mayoría de los alambres pueden trabajar por sólo unos cuantos ciclos a su máxima deformación.

Porcentaje recomendado de recuperación: Expresa el porcentaje de deformidad recomendado para un máximo tiempo de vida y un trabajo repetitivo (3 a 5% para alambres de Nitinol).

Deformidad de ruptura: Es la fuerza que un alambre puede soportar antes de romperse. Varía con el diámetro del alambre, su composición, temperatura y procesado. Para el Nitinol, es aproximadamente de 10 veces la máxima fuerza de recuperación, o 1000 MPa (71 toneladas). La deformación esperada es del 15 al 30% antes de la ruptura.

Superelasticidad: Es una propiedad de las SMAs donde, en la fase de activación de alta temperatura, el metal puede ser alargado o deformado mucho más que la mayoría de los metales sin causarle un daño permanente a su estructura cristalina. Las aleaciones que tienen temperaturas de transición por debajo de la "temperatura ambiente" (20°C) son superelásticas a temperatura ambiente y por encima de ella.

Módulo de Young: Para la mayoría de los materiales, éste es una constante que describe la capacidad del material para soportar alargamientos (cambios en su longitud). Pero para las SMAs, el módulo de Young varía en gran medida con la composición, elongación, tratamiento y temperatura. Para el Nitinol, en la fase de baja temperatura, es de aproximadamente 28 GPa (como el plomo) y en la fase de alta temperatura, de aproximadamente 75 GPa (como el aluminio).

Porcentaje de Poisson: Describe qué tanto se contrae un material cuando es presionado por sus extremos (por ejemplo, la sección transversal contraída en un material bajo presión). Para el Nitinol es de aproximadamente 0.33 (similar al del

aluminio). Al igual que el módulo de Young este porcentaje varía ampliamente y depende en gran medida de la composición de la aleación, su tratamiento y temperatura.

Campos magnéticos y susceptibilidad: El Nitinol es un material virtualmente no magnético. De hecho, un alambre recto, cargado con una corriente, genera un campo magnético mucho menor que el creado por un devanado de alambre (como el de los motores y solenoides).

Propiedades eléctricas

El voltaje, corriente y resistencia de un alambre muscular siguen la ecuación básica de la electricidad, la Ley de Ohm:

$$V = I * R$$

el voltaje es medido entre ambos extremos del alambre muscular.

La potencia, que es la medida de la energía total requerida por un alambre, se encuentra mediante otra sencilla ecuación:

$$W = I * V$$

o también puede encontrarse con:

$$W = I^2 * R$$

Los siguientes términos definen las propiedades eléctricas de los alambres musculares:

Volumen de resistividad: Indica una oposición del material al paso de una corriente eléctrica sin considerar su forma. Para el Nitinol, ésta es de aproximadamente $70 \mu\Omega\text{cm}$, para la fase de relajación a baja temperatura, y de $90 \mu\Omega\text{cm}$ para la fase de activación a alta temperatura.

Resistencia (o resistencia lineal): Indica una oposición del material al paso de la corriente eléctrica cuando se encuentra en forma de alambre, y se mide en ohms. En la forma de alambre, el Nitinol tiene una resistencia por unidad de longitud determinada por su volumen de resistividad y su diámetro. Los alambres delgados tienen mayor resistencia que los más gruesos.

Para calcular la resistencia de un alambre, se multiplica el volumen de resistividad del material (en $\mu\Omega\text{cm}$) por 10,000 (un factor de escala) y se divide entre el área de su sección transversal (en μm^2). Debido a la dificultad en la medición de alambres pequeños, la mejor manera de medir la resistencia de un alambre es con un óhmetro.

Nivel recomendado de corriente: Para un alambre muscular, es el nivel de corriente típico que lo activará pero no lo sobrecalentará rápidamente al encontrarse a la temperatura ambiente.

Propiedades de Temperatura

Cuando un alambre muscular se carga con una corriente eléctrica, la resistencia natural del metal causa que disipe parte de esa corriente en forma de calor. Este calor

aumenta la temperatura del alambre, y si es lo suficientemente alta, el efecto de "memoria de forma" del alambre entrará a la fase de cambio.

Las temperaturas de activación y relajación para las aleaciones de Nitinol pueden estar en el rango de -200 a $+110^{\circ}$ C, dependiendo de la fórmula de la aleación. Una diferencia de menos del 1% en la relación de los metales afecta en gran medida la temperatura actual de transición. Otras SMAs operan sobre diferentes rangos de temperatura, tanto mayores como menores.

Los términos relativos a las temperaturas en los alambres musculares son:

Temperatura de transición: Es el punto donde el alambre cambia de su fase de baja temperatura, donde es fácilmente deformable, a su fase de alta temperatura, donde su dureza es mayor, o viceversa cuando se enfría.

Temperatura inicial de activación (A_s): Es el punto en donde los cristales de un alambre empiezan a cambiar de la fase de activación a baja temperatura a la fase de activación a alta temperatura. Esto empieza una contracción del alambre y su regreso a una forma "aprendida" previamente (la transformación de reversa).

Temperatura final de activación (A_f): Es el punto en el cual todos los cristales de un alambre han cambiado a la fase de activación a temperatura alta. Esto completa una contracción del alambre y la transformación de reversa.

Temperatura inicial de relajación (M_s): Es el punto en el cual los cristales de un alambre comienzan la transformación de la fase de activación a alta temperatura a la fase de relajación de baja temperatura. Esto empieza una relajación del alambre y una transformación de relajación.

Temperatura final de relajación (M_f): Es el punto en el cual todos los cristales de un alambre han cambiado a la fase de relajación a temperatura baja. Esto completa la relajación de un alambre terminando la transformación de relajación.

Temperatura de histéresis: Es la diferencia en las temperaturas de inicio y final que depende de la condición inicial del alambre (relajado o contraído). Las SMAs tienen diferencias en su temperatura de transición dependiendo de si el material está siendo calentado o enfriado (ver figura I.1.2.2.3)

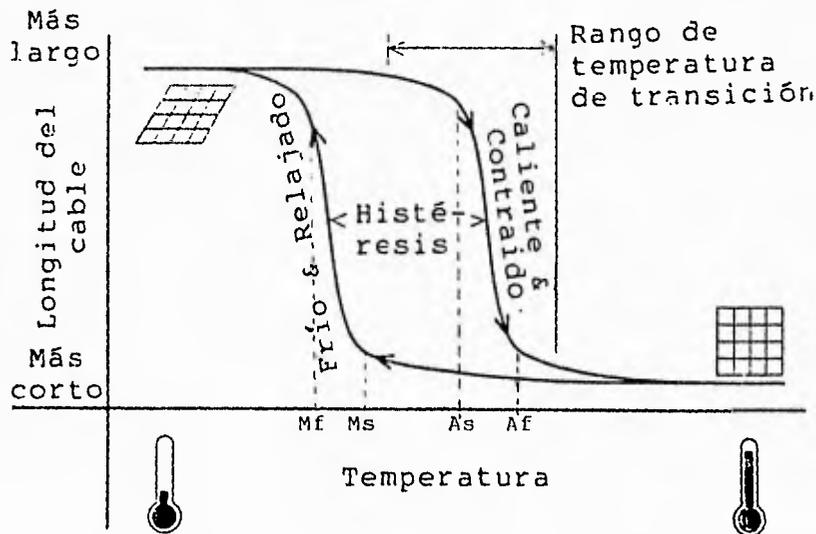


Figura I.1.2.2.3 Curva de longitud vs temperatura.

Capítulo I

Temperatura de Restauración: Para alambres musculares, es la temperatura en la cual, cualquier deformación residual se remueve, y la estructura de los cristales del metal se restauran, eliminando cualquier tratamiento previo (alrededor de 540°C para Nitinol).

Cuando se activa un alambre muscular, se debe tener cuidado de prevenir su sobrecalentamiento. Incluso a temperaturas por debajo del punto de restauración se pueden causar daños a los tratamientos previos del alambre y se reducirá en gran medida su desempeño. Como regla, cuando la alimentación se elimina de un alambre activo, si éste no inicia su relajación "casi inmediatamente", se ha sobrecalentado y el nivel de alimentación debe ser reducido.

Temperatura de fusión: Es la temperatura a la cual un sólido se convierte en líquido. Las aleaciones de Nitinol se funden a aproximadamente 1,300° C.

Conductividad térmica: Es la capacidad de un material para transferir energía calorífica. Para el Nitinol esta medida es de alrededor de 0.08 Watt/cm°C en la fase de relajación a baja temperatura, y de 0.18 Watt/cm°C en la fase de activación a alta temperatura.

Propiedades de velocidad

La velocidad a la cual los alambres musculares se contraen o relajan depende de muchos factores, incluyendo el circuito de manejo del alambre, el entorno y la composición del alambre. De cualquier manera, puesto que los cambios de fase ocurren solo cuando el alambre alcanza su temperatura de transición, éste experimenta la misma fuerza si es calentado rápida o lentamente.

Cuando se calienta, un alambre muscular puede contraerse tan rápido como un milésimo de segundo. El tiempo total para una acción completa de contracción y relajación depende de la composición del alambre, la alimentación aplicada y especialmente de las condiciones de enfriamiento locales.

La rapidez del ciclo del alambre muscular depende de la velocidad con que pueda ser enfriado. Los alambres delgados se enfrían más rápido que los más gruesos. Debido a su volumen más pequeño tienen menos calor que disipar. Así, para incrementar la fuerza pero mantener la velocidad alta de los alambres pequeños, se utilizan varios alambres pequeños en paralelo.

Disipadores de calor

Para relajar un alambre muscular activado, se debe enfriar. El coeficiente de enfriamiento depende en gran medida del "disipador de calor" o la capacidad del entorno del alambre para eliminar el calor. El aire, líquidos, cubiertas u otros materiales que estén en contacto con un alambre, e incluso los sistemas de enfriamiento, pueden tener efectos difusores de calor.

El aire libre que rodea un alambre muscular realiza la función más básica de disipación de calor (figura I.1.2.2.4-A). El aire en movimiento enfría el aire más rápido (figura I.1.2.2.4-B); introduciendo el alambre en agua o en una mezcla de agua y glicerina se incrementará en gran medida el coeficiente de enfriamiento (figura I.1.2.2.4-C).

El pasar un alambre a través de un tubo de hule de diámetro pequeño (figura I.1.2.2.4-D) provoca un doble efecto. Primero el tubo aísla el alambre del aire en movimiento, permitiéndole calentarse rápidamente. Segundo, el hule actúa como un disipador de calor y ayuda a un enfriamiento más rápido.

El vacío (figura I.1.2.2.4-E) proporciona una eliminación pobre de calor; ya que no hay nada que elimine el calor, excepto la radiación térmica. El colocar el alambre muscular en contacto con una masa térmicamente conductiva (pero eléctricamente aislada) incrementará el coeficiente de enfriamiento.

Los dispositivos que contienen muchos alambres musculares pueden utilizar sistemas activos de enfriamiento para circular un fluido de enfriamiento sobre los alambres y a través de un radiador (figura I.1.2.2.4-F). Existen varios dispositivos con alambres musculares que operan al aire libre a temperatura ambiente. Cuando un dispositivo se prueba por primera vez, se debe utilizar el nivel recomendado de corriente como un punto de inicio, y posteriormente ajustar el nivel de alimentación de acuerdo al desempeño.

En general, si se usa un disipador de calor más eficiente (agua, aire en movimiento, etc.), se provocará que un alambre requiera mayor alimentación para alcanzar su temperatura de transición pero se debe tener cuidado, ya que un nivel mayor de potencia puede incrementar el riesgo de un sobrecalentamiento, el cual puede causar un daño permanente al alambre, e incluso, incendiar los alambres más pequeños.

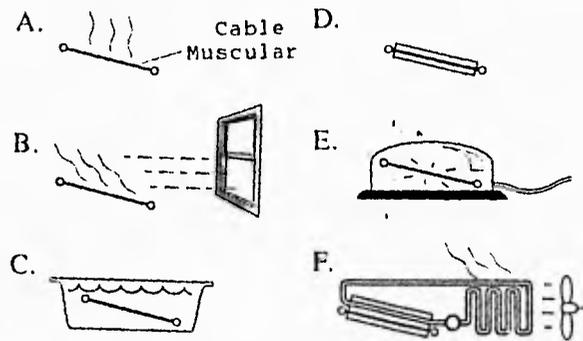


Figura I.1.2.2.4 Métodos de disipación de calor.

Corte

Se debe utilizar tijeras de uso pesado o cortadores especiales para alambre. No se deben usar tijeras de otro tipo, ya que la dureza de la aleación níquel-titanio hará mella en su hoja.

Conectores

El diámetro de los alambres musculares se incrementa conforme se reduce su longitud y puede ejercer fuerzas mayores en puntos fijos, rodillos y estructuras de soporte. Cualquier conexión hacia un alambre muscular requiere de dos características: fuerza y conductividad eléctrica.

Capítulo 1

Debido a que la corriente debe fluir a través del alambre para calentarlo, una conexión incorrecta puede reducir en gran medida el nivel de potencia en el alambre. Generalmente, una conexión lo suficientemente buena para sostener el alambre proporcionará también una buena conexión eléctrica.

La figura 1.1.2.2.5 muestra varias formas de sujetar los alambres y otros métodos de conexión. Estos incluyen las uniones para rieles de trenes a escala (disponibles en tiendas de entretenimientos), conectores eléctricos pequeños (disponibles en tiendas de componentes, que son adecuados para alambres largos), tubos de cobre y de acero inoxidable (adecuados para sujetadores pequeños) y piezas de hoja de metal (que pueden ser fabricados para ayudar a sujetar o guiar los alambres musculares en algún mecanismo).

Si se enganchan los alambres musculares a través de un sujetador (figura 1.1.2.2.5-A), se tiene un mecanismo de fijación mucho mejor y proporciona dos puntos de contacto eléctrico. Si se tiene una conexión floja, ésta provocará que el alambre se deslice, mientras que una muy apretada puede dañar o romper el alambre.

Si se añade un grapa y un alambre pequeño de conexión al sujetador (figura 1.1.2.2.5-B) se obtiene una manera más rápida y fácil de sujetar y conectar el alambre.

Los tornillos proporcionan conexiones rápidas, ajustables y seguras, y permiten un cambio fácil de los alambres. Se puede utilizar un orificio para una superficie sólida o utilizar un tornillo con tuerca (figura 1.1.2.2.5-C).



Los pernos proporcionan un método mejor para sujetar los alambres directamente a circuitos y mecanismos, pero el alambre no debe tener un doblez forzado ya que se aflojaría con el tiempo (figura I.1.2.2.5-D).

Para ajustar, se sujeta un extremo del alambre y se utiliza un tornillo en el otro. No se recomienda la soldadura, ya que no sostiene bien el movimiento de un alambre muscular y el calor de la soldadura puede destruir completamente el proceso especial de un alambre muscular.

De cualquier modo, cuando se solda un sujetador a otra superficie, se debe sostener el alambre cerca de aquél con pinzas que actúen como disipadores de calor (figura I.1.2.2.5-E), y mantengan el tiempo de calentamiento al mínimo.

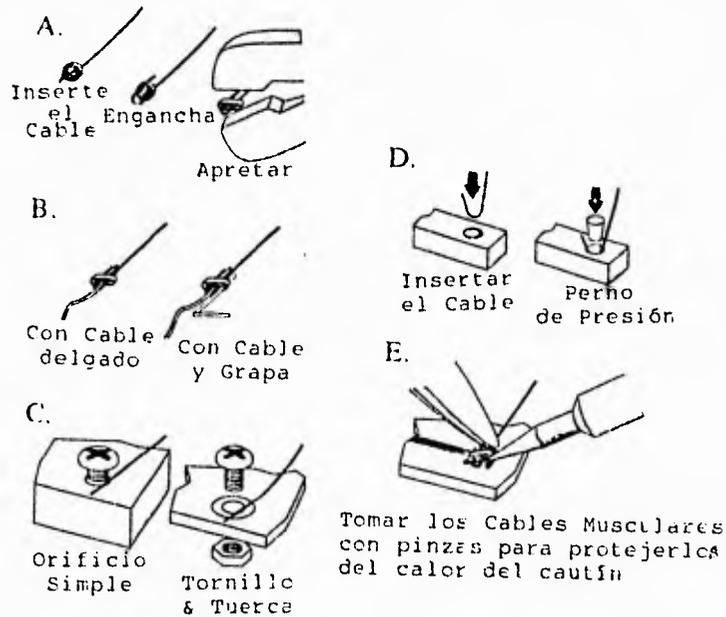


Figura I.1.2.2.5 Métodos de conexión.

Tiempo de vida

El tiempo de vida esperado en un alambre muscular depende en parte de su composición, procesado y tratamiento, pero especialmente de las condiciones de operación.

Para los alambres musculares que operan al máximo porcentaje de recuperación (8% de deformación), se espera una vida de doce ciclos. Sin embargo, cuando se utilizan con el porcentaje recomendado de recuperación del 3 al 5% de deformación, y con protección adecuada para el sobre-estiramiento, los mismos alambres pueden funcionar por millones de ciclos. A veces, el mecanismo fallará antes que lo hagan los alambres musculares.

I.2 CLASIFICACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE SUS DIFERENTES TIPOS

El efecto de memoria de forma no solo se obtiene con la aleación de Níquel-Titanio, sino también, con otros elementos como por ejemplo Oro-Cadmio, Cobre-Zinc y otros más como se puede apreciar en la tabla I.2.1 donde también se citan las fechas de investigación que inician desde 1951 a fechas actuales. Esta fecha muestra que se tiene casi medio siglo de investigación sobre la memoria de forma.

Aleación	Investigador y año
Au-Cd	L.C. Chang y T. A. Read, 1951
Cu-Zn	E. J. Suoninen y R.M. Genevray, 1956
In-Tl	M. W. Burkart y T.A. Read, 1953
Ni-Ti	W.J. Buehler y J. B. Gilfrich, 1963
Cu-Zn-Al	K. Otsuka y K. Shimizu, 1970
Ti-Nb	Baker, 1971
Au-Cu-Zn	N. Nakanishi e Y. Nurakami, 1971
Cu-Zn-Sn	J. D. Einsenwasser y L. C. Brown, 1972
Cu-Zn-Si	D. V. Wield y E. Billam, 1972
Cu-Al-Ni	C. W. Chen, 1957
Ag-Cd	R. V. Krishnan y L. C. Brown, 1973
Cu-Sn	I. A. Arguzova, 1973
Cu-Zn-Ga	T. Saburi y S. Nenno, 1974
Ni-Al	K. Enami y S. Nenno, 1971
Fe-Pt	C. M. Wayman, 1971
U-Nb	J. N. Pridgeon, 1970
Ti-Pd-Ni	A. I. Lotkov y V. N. Gryshkov, 1982
Fe-Mn-Si	A. Sato, 1984

Tabla I.2.1 Aleaciones con memoria, sus investigadores y año de estudio.

De las aleaciones mostradas en la tabla anterior, sólo las aleaciones de Cobre-Zinc-Aluminio (Cu-Zn-Al), Cobre-Aluminio-Níquel (Cu-Al-Ni) y Níquel-Titanio (Ni-Ti) son utilizadas comercialmente.

Capítulo I

La clasificación y características de las aleaciones de memoria de forma (Nitinol), se han investigado ampliamente, y se comprenden a través de la investigación fundamental y de la aplicación que se le ha dado al material..

En este proyecto, se utilizarán alambres cuyos diámetros varían de 25 a 250 μm . La tabla I.2.2 da las características o propiedades físicas, eléctricas, térmicas, de fuerza y velocidad de cada tipo de material.

El flexinol posee la propiedad de que cuando se conecta en paralelo, su fuerza de contracción aumenta conforme aumenta el diámetro y el número de alambres, como se observa en la tabla I.2.3.

Propiedades	Flexinol o Nitinol	25 μm	50 μm	100 μm	150 μm	250 μm
Físicas						
Diámetro del alambre (μm)		25	50	100	150	250
Radio mínimo de curvatura (mm)		1.3	2.5	5.0	7.5	12.5
Área transversal μm^2		490	1960	7850	17700	49100
Eléctricas						
Resistencia lineal (Ωm)		1770	510	150	50	20
Corriente recomendada (mA) *		20	50	180	400	1000
Potencia recomendada (Wm) *		0.71	1.28	4.86	8.0	20.0
Fuerza +						
Fuerza máxima de recuperación 600 MPa (g)		29	117	469	1056	2936
Fuerza de recuperación recomendada 190 MPa (g)		7	35	150	330	930
Fuerza de deformación recomendada 35 MPa (g)		2	8	28	62	172
Velocidad						
Velocidad máxima de contracción ** (seg)		0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
Velocidad de relajación ** (seg)		0.1	0.3	0.8	2	5.5
Ciclos por minuto		55	46	33	20	9
Térmicas y materiales						
Temperatura inicial de activación ($^{\circ}\text{C}$)		68				
Temperatura final de activación ($^{\circ}\text{C}$)		78				
Temperatura inicial de relajación ($^{\circ}\text{C}$)		52				
Temperatura final de relajación ($^{\circ}\text{C}$)		42				
Temperatura de restauración ($^{\circ}\text{C}$)		540				
Temperatura de fusión ($^{\circ}\text{C}$)		1300				
Capacidad calorífica (cal/g $^{\circ}\text{C}$)		0.077				
Calor potencial (Joule/g)		24.2				
Resistividad ($\mu\Omega\text{cm}$)		Baja Temp. 76		Alta Temp. 82		
Módulo Young (GPa)		28		75		
Susceptibilidad magnética ($\mu\text{emu/g}$)		2.5		3.8		
Conductividad Térmica (W/cm $^{\circ}\text{C}$)		0.08		0.18		
Densidad (g/cc)		6.45				
Fuerza máxima de recuperación (MPa)		600 (=43 Ton/in 2)				
Fuerza de deformación recomendada (MPa)		35 (=2.5 Ton/in 2)				
Deformidad de ruptura (Joule/g)		1				
Eficiencia de conversión de energía (%)		5				
Radio máximo de deformación (%)		8				
Radio recomendado de deformación (%)		3-5				

* A temperatura ambiente (20 $^{\circ}\text{C}$)

+ Para obtener fuerza en Newtons, se multiplica la masa en gramos por 0.0098

** Depende de las condiciones de calentamiento y enfriamiento locales

Tabla 1.2.2 Propiedades y características del Nitinol

Tamaño del Cable (μm)	Cantidad *	Fuerza Total (N)	Peso Total (kg)	Potencia Total + (Watt)
50	10	3.43	0.35	1
"	50	17.2	1.75	6
"	100	34.3	3.50	13
"	250	85.8	8.75	32
100	10	14.7	1.5	5
"	50	73.5	7.5	24
"	100	147.0	15.0	49
"	250	367.5	37.5	122
150	10	32.3	3.3	8
"	50	161.7	16.5	40
"	100	323.4	33.0	80
"	250	808.5	82.5	200
250	10	91.1	9.3	20
"	50	455.7	46.5	100
"	100	911.4	93.0	200
"	250	2278.5	232.5	500

* Longitud del cable: 10 cm

+ Potencia utilizada en una contracción típica de 0.5 seg.

Tabla 1.2.3 Fuerza de múltiples alambres musculares en paralelo

A continuación se presentan algunos elementos de interés para una mayor comprensión de los materiales con memoria de forma, cuyas referencias se mencionan en el Apéndice A.

1.2.1 Materiales Inteligentes.

El campo de los materiales y estructuras inteligentes es una nueva propuesta multidisciplinaria que se está desarrollando recientemente para el diseño de una amplia variedad de productos. La meta es desarrollar materiales que tengan la capacidad inherente para sentir su medio ambiente o estado interno, y en una manera inteligente, o al menos pre-programada, para adaptar sus propiedades. Aunque abundan ejemplos en el mundo vivo natural, tal vez el único ejemplo artificial hasta la fecha es el vidrio fotocromico, el cual ajusta homogéneamente su transparencia en base a su exposición a la luz ultravioleta sin control externo. Generalmente la investigación en esta área se enfoca sobre el desarrollo de los materiales compuestos con sensores discretos incrustados y actuadores que dependen de la entrada externa o del procesamiento de la señal.

Los materiales estudiados más comúnmente para estos propósitos caen en las siguientes categorías: Las cerámicas y polímeros piezoeléctricos que se están utilizando tanto en sensores como actuadores en una amplia variedad de aplicación, tales como robótica, transductores acústicos, etcétera. En la figura 1.2.1.1 se muestra un ejemplo.

Las redes de fibra óptica se pueden incrustar en matrices de polímeros y, con considerable asistencia externa, se pueden usar para sentir cantidades tan variadas



tales como temperatura, presión, grado de curación del polímero y fractura local (ver figura I.2.1.2).

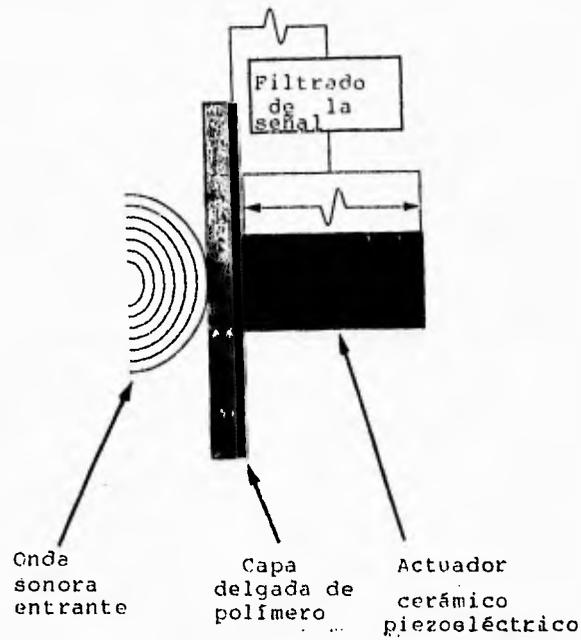


Figura I.2.1.1 Cerámicas y polímeros piezoeléctricos

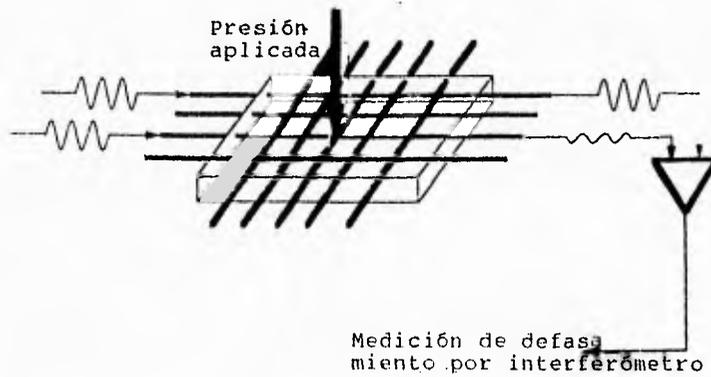


Figura I.2.1.2. Redes de fibra óptica

Los materiales electro-reológicos (ER), son aquellos cuyas propiedades, predominantemente la viscosidad del fluido, se puede controlar mediante un campo eléctrico, como se muestra esquemáticamente en la figura 1.2.1.3.

Los fluidos ER se utilizan para soportar esfuerzos y para amortiguar las vibraciones en las estructuras. Finalmente, es la clase de formación de aleaciones de memoria estudiada más ampliamente. La capacidad para impulsar estas aleaciones hasta una forma previa por la aplicación de temperatura las deja abiertas a la explotación como actuadores en muchos casos. El efecto de forma de memoria se muestra en la figura 1.2.1.4.

La tarea de los ingenieros mecánicos, científicos de materiales y físicos de estado sólido, es ampliar el conocimiento de las propiedades sensibles o adaptativas en los materiales y descubrir nuevos con estas propiedades, ampliando de ese modo la gama dentro de la cual se puede elegir.

El desafío del desarrollo de materiales estructurales de temperatura alta, para exceder las capacidades corrientes, se está logrando desde una amplia variedad de diferentes puntos de vista.



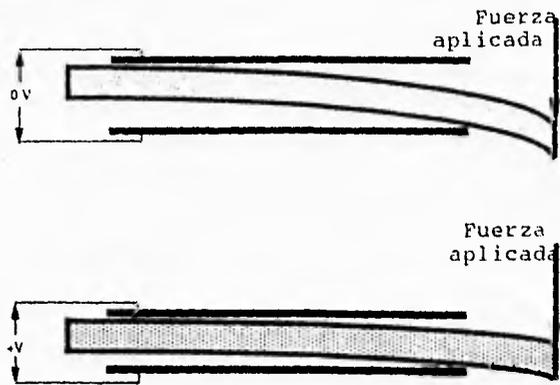


Figura 1.2.1.3 Materiales electroreol6_gicos

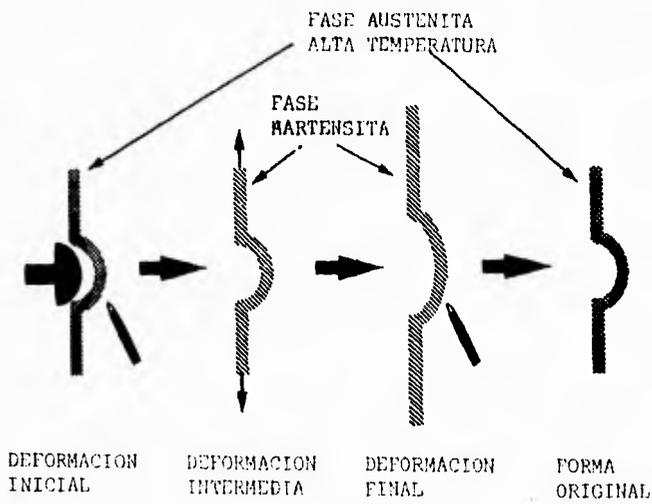


Figura 1.2.1.4 Esquema del efecto de memoria de forma.

1.2.2 Una Introducción a la Martensita y la Memoria de Forma.

La memoria de forma se refiere a la capacidad de ciertos materiales para "recordar" una forma, incluso después de deformaciones severas. Una vez que se deforman en temperaturas bajas (en su fase martensítica), estos materiales permanecerán deformados hasta que se calienten, después de lo cual regresarán espontáneamente a su forma original de predeformación. La base para el efecto de la memoria es que los materiales se pueden transformar fácilmente para y desde la martensita. Una descripción más detallada de las transformaciones martensíticas puede ser muy compleja y está más allá del alcance de esta descripción; incluso, no se puede obtener una comprensión de los aspectos más elementales de la ingeniería de la memoria de forma sin familiarizarse primero con algunos principios básicos de la martensita y de su formación. En esta sección, se revisarán cualitativamente los aspectos microscópicos y macroscópicos claves de la martensita. Aunque se puede estar tentado a pasar por encima de algunos de los aspectos microscópicos, debe enfatizarse que éstos forman un fundamento bajo el cual se basan las discusiones subsecuentes de la memoria de la forma. Después de una introducción a la martensita, se introducirá el propio evento de memoria de la forma, junto con el fenómeno relacionado denominado "super elasticidad".

1.2.2.1 Martensita: una perspectiva microscópica.

Las transformaciones de estado sólido son de dos tipos: de difusión y de desplazamiento.

Las transformaciones de difusión son aquellas en las cuales se puede formar una fase nueva moviendo únicamente los átomos al azar sobre distancias relativamente largas. Se requiere difusión de variación larga debido a que la fase nueva es de una composición química diferente a la de la matriz desde la cual se formó. Puesto que se requiere migración atómica, el progreso de este tipo de transformación depende tanto del tiempo como de la temperatura. En contraste, las transformaciones de desplazamiento no requieren tales movimientos de variación larga. En estos casos los átomos son redistribuidos cooperativamente en una nueva estructura de cristal, más estable, pero sin cambiar la naturaleza química de la matriz. Debido a que no es necesaria la migración atómica, estas transformaciones de desplazamiento generalmente progresan en una forma independiente del tiempo, con el movimiento de la interfaz entre las dos fases siendo limitado únicamente por la velocidad del sonido, éstas se refieren como transformaciones a térmicas, puesto que la cantidad de la nueva fase presente, usualmente depende solo de la temperatura, y no de la longitud de tiempo en temperatura. Generalmente las transformaciones martensíticas, son de este segundo tipo, y se forman por el enfriamiento desde una fase de temperatura mayor llamada la fase madre, o austenítica.

Nunca se ha llegado a un acuerdo sobre la definición precisa de la martensita. Los términos "martensita" y "austenita" fueron intentados originalmente para referirse únicamente a las fases de aceros; aunque algunos argumentan el punto, la definición más generalizada que se refiere al tipo de producto de transformación, y no al material en particular, ahora se acepta. Las transformaciones martensíticas son transformaciones de primer orden, significando que el calor se libera cuando se forma la martensita, hay una histéresis asociada con la transformación, y hay un límite de temperatura sobre el cual no co-existen la austenita y la martensita. Resumiendo las

características claves de la martensita, se ve que ésta se forma bajo enfriamiento con la fracción del volumen de la martensita aumentando conforme se reduce la temperatura pero con la fracción de volumen dependiendo del tiempo, y que hereda la composición y orden atómico de la fase madre. Muchos de los otros debates respecto a lo que define a la martensita son con respecto a los detalles cristalográficos que no interesan en el presente contexto.

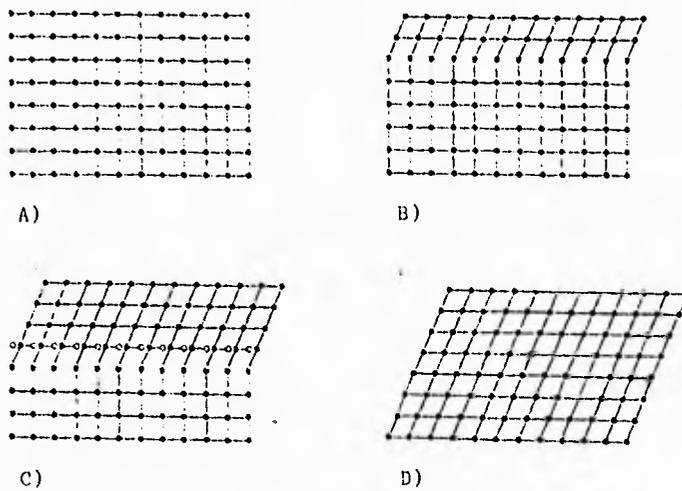


Figura I.2.2.1.1 Transformación de austenita a martensita.

Cristalográficamente, se cree que la transformación desde austenita hasta martensita es de dos partes: la tensión Bain y el corte de celosía invariante. Aunque éstas pueden ser muy complejas cristalográficamente, una propuesta cualitativa bi-dimensional puede ser bastante simple y perfectamente adecuada en el presente contexto. La

tensión Bain, o deformación de celosía, consiste de todos los movimientos atómicos necesarios para producir la estructura nueva desde la antigua; en la figura I.2.2.1.1 se muestra esquemáticamente la estructura de la austenita en el diagrama (a), y la progresión hasta una estructura completamente martensítica se ilustra desde (b) hasta (d). Hay que notar cómo progresa la interfaz de una capa atómica, y se requiere que cada átomo se mueva únicamente por una cantidad muy pequeña (figura I.2.2.1.1 c). Los resultados finales de todos estos pequeños movimientos coordinados es la nueva estructura martensítica, y los movimientos necesarios para producir la estructura nueva y se denominan la tensión Bain. En materiales reales, las tensiones Bain generalmente consisten de varias pequeñas entremezclas atómicas además del tipo de movimiento ilustrado en la figura I.2.2.1.1.

La segunda parte de una transformación martensítica, el corte invariante de celosía, es un paso de acomodación: la estructura martensítica producida por la tensión Bain es de una forma diferente, y con frecuencia de volumen diferente también, que los que rodean a la austenita (comparar las figuras I.2.2.1.1 a y d). La martensita en el acero involucra tanto un cambio de volumen como de forma, mientras que las aleaciones de memoria de forma, tales como las de Ni-Ti básicamente sufren solo un cambio de forma. Para acomodar a la estructura nueva se deben alterar ya sea la forma total de la fase nueva, o de la austenita circundante. Para comparación, podemos cambiar la forma de un solo ladrillo en el centro de una pared -de ladrillo- se deben de formar ya sea los ladrillos de alrededor, o el ladrillo nuevo debe acomodar su forma al espacio disponible. Hay dos mecanismos generales mediante los cuales puede suceder esto: deslizamiento (figura I.2.2.1.2 a) y formación en agregado (figura I.2.2.1.2 b). En ambos casos, cada celda individual, o paralelogramo, tiene la nueva estructura martensítica, pero la forma total es la de la austenita original. El deslizamiento es un proceso

permanente y es un mecanismo de acomodación común en muchas martensitas. La formación en agregado es incapaz de acomodar los cambios de volumen (que deben ser necesarios) pero puede acomodar los cambios de forma en una manera reversible. Para que ocurra la memoria de forma hasta alguna extensión significativa, se requiere que la acomodación sea completamente reversible, o en otras palabras, que la formación en agregado sea el proceso de acomodación dominante. En el modelo bidimensional de la figura I.2.2.1.2, solo se requieren dos direcciones o variantes de corte para restaurar la forma original total de la matriz; en tres dimensiones se puede complicar la situación: las martensitas de Cu-Zn-Al, por ejemplo, requieren cuatro variantes de martensita para la acomodación tridimensional completa, y las martensitas de Ni-Ti requieren tres.

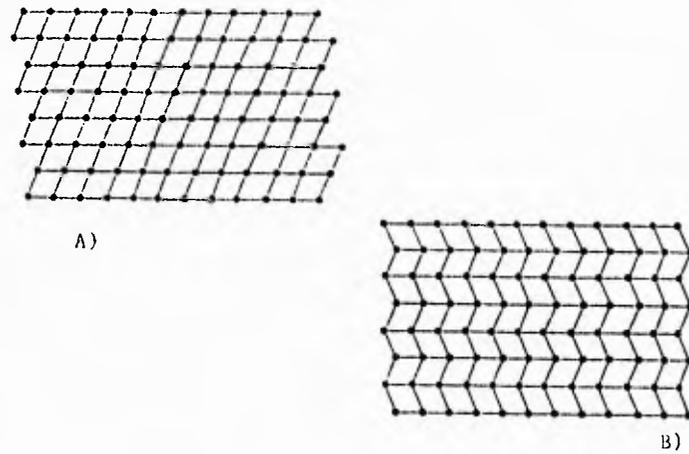


Figura I.2.2.1.2 Mecanismos de acomodamiento de forma en la transformación martensítica.

Capítulo I

El proceso de formación en agregado de la acomodación juega un papel clave en el efecto de memoria de forma y debe revisarse con más detalle. Como puede verse en la figura I.2.2.1.3, el límite gemelo es un plano de espejo: cuando se acomoda en el límite, la vista en una dirección es un espejo de la otra. Los átomos situados en ese límite ven el mismo número y tipos de uniones en ambas direcciones. Algunas propiedades claves de los límites gemelos es que son de una energía muy baja y que son bastante móviles; así la estabilidad relativa de una fase martensítica no es muy afectada por el número o localización de estos límites. Comparando los bordes de las estructuras mostradas en las figuras I.2.2.1.2 a y b, se puede ver que la acomodación de deslizamiento requiere que se rompan los enlaces atómicos, mientras que en la estructura formada en agregado todos los enlaces permanecen intactos. Si se aplica una tensión a la estructura que se muestra en la figura I.2.2.1.2 b, se pueden mover fácilmente los límites gemelos, produciendo una forma la cual se ajusta mejor a la tensión aplicada, en la figura I.2.2.1.4 se muestra un ejemplo. Así, el resultado de que se mueva un límite gemelo es convertir una orientación o una variante gemela en otra. La variante que se seleccionará es la que esté orientada más favorablemente a la tensión aplicada. En el caso ideal, se puede producir una variante única de la martensita tensionando una cantidad suficiente. Este proceso (la condensación de muchas variantes gemelas en una variante favorecida única) se denomina de gemelos. Así hasta ahora solo se han considerado los gemelos dentro de placas martensíticas individuales, pero el análisis cristalográfico también ha mostrado que los límites entre las placas martensíticas también se comportan como límites gemelos. Las placas individuales de la propia martensita son gemelos con respecto a las placas adyacentes. Así el término de límites gemelos, generalmente se refiere a los límites entre las placas martensíticas así como también a los límites dentro de las placas.

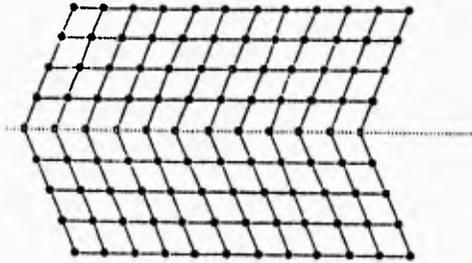


Figura I.2.2.1.3 Vista esquemática de un límite gemelo.

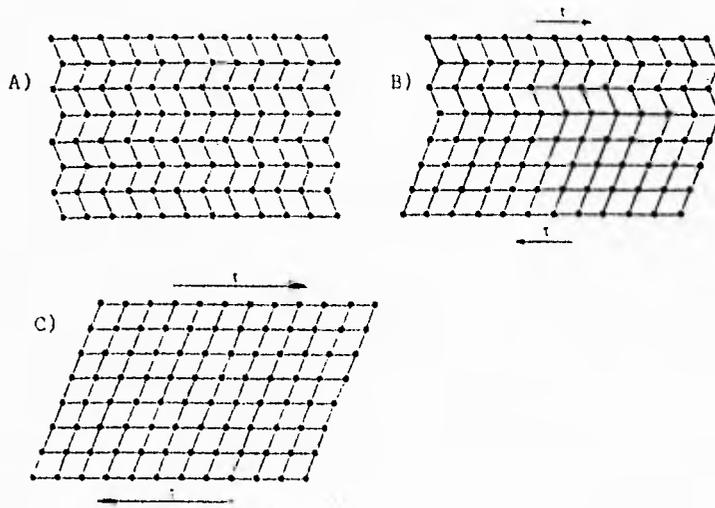


Figura I.2.2.1.4 Movimiento de límites gemelos.

En las figuras I.2.2.1.1 a I.2.2.1.4, no se distinguen los tipos de átomos, pero en una aleación están presentes varias especies de átomos. Entonces se requiere considerar, cómo están distribuidos estos átomos por si mismos en los sitios de la celosía. En el acero, los átomos están desordenados, lo que significa que diferentes elementos están distribuidos al azar en los sitios de la celosía. Sin embargo, en el Ni-Ti, los átomos están ordenados, lo que significa que los átomos de Ni-Ti se encuentran en sitios muy específicos (figura I.2.2.1.5). Durante una transformación martensítica, la martensita toma el mismo orden de la austenita. Esto se denomina el orden heredado. Hay que notar que las estructuras que se muestran en las figuras I.2.2.1.5 a y b tienen un cuerpo de simetría centrado (La figura I.2.2.1.5 a es en realidad una estructura cúbica de cuerpo centrado (BCC), mientras que la figura I.2.2.1.5 b técnicamente no es BCC sino que es una estructura denominada estructura B2 o estructura CsCl). Las aleaciones de memoria de forma generalmente se basan en una simetría BCC, algunas con la estructura BCC, con mas frecuencia con la estructura B2, y algunas con un orden algo más complejo llamadas DO3, basadas todavía en una simetría BCC (figura.I.2.2.1.5). Es interesante notar que la producción desde la BCC hasta la B2 para la DO3 simplemente satisface una necesidad de los diferentes átomos para permanecer separados de cada uno de los otros.

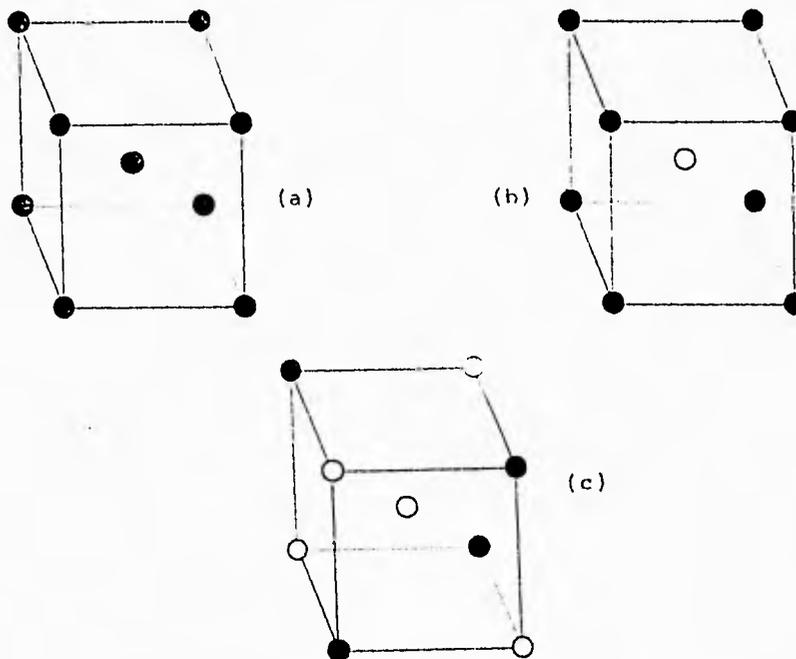


Figura I.2.2.1.5 Estructuras ordenadas y desordenadas.

La martensita normalmente aparece como placas, que descansan en planos cristalográficos complejos llamados planos habituales. En muchas aleaciones de memoria de forma, las placas martensíticas son grandes y se ven fácilmente a través de un microscopio óptico. Una excepción, sin embargo es el Ni-Ti, el cual exhibe placas muy finas que no se pueden observar individualmente de manera óptica. En todos los sistemas, pero especialmente en el Ni-Ti hay que tener gran cuidado al preparar las muestras para verlas, puesto que el simple pulido y raspado pueden alterar la martensita, o incluso crear martensita cuando en realidad no hay nada con lo cual comenzar. La figura I.2.2.1.6 muestra una micrografía típica de un material martensítico. Algunas de las ideas presentadas anteriormente se pueden apoyar en

esta figura. Primero, se debe notar que hay una grieta que corre desde la izquierda hacia la derecha; esta grieta se hizo en la superficie mientras el material era austenítico, luego el material se enfrió para formar martensita. Cada placa de martensita cambia ligeramente la dirección de la grieta (reflejando la naturaleza cortante de la transformación), pero hay que notar que la placa vecina lleva la dirección de la grieta hacia el mismo curso. Esto es un resultado directo de la naturaleza de auto acomodación de las placas martensíticas: cada placa produce un desplazamiento, pero cuando se suman, se cancelan las contribuciones de todas las placas. Otra característica muy evidente de una microestructura martensítica es que es acompañada por un relieve distinto de la superficie que se puede sentir fácilmente pasando el dedo sobre su superficie.

Esto se comprende considerando que las placas en la superficie no están limitadas en tres dimensiones, y no necesitan acomodarse en una dirección normal a la superficie.

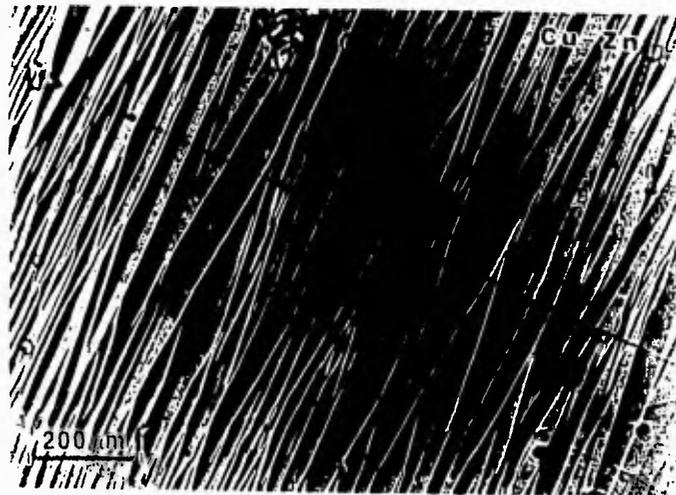


Figura I..2.2.1.6 Micrografía típica de un material martensítico.



I.2.2.2 Martensita: una perspectiva macroscópica.

Casi todas las propiedades físicas de la austenita y martensita son diferentes, y así conforme se pasa a través del punto de transformación, ocurren una variedad de cambios de propiedad significativos. Cualquiera de estos se puede usar para seguir el progreso de la transformación, como se ilustra en la figura I.2.2.2.1. Las temperaturas, M_s , M_f , A_s y A_f , están indicadas en la gráfica, y se refieren a las temperaturas en las cuales comienza y termina la transformación hacia martensita, y las temperaturas en las cuales comienza y termina la reversión hacia austenita. Se debe notar que hay una histéresis asociada con las transformaciones martensíticas; en otras palabras, las temperaturas de transformación difieren bajo el calentamiento y enfriamiento. La magnitud de la histéresis depende de la aleación, pero los valores de 20-40°C son típicos para los sistemas de aleaciones de memoria de forma. Microscópicamente, se puede considerar a la histéresis como la fricción asociada con el movimiento de los límites martensíticos gemelos-relacionados.

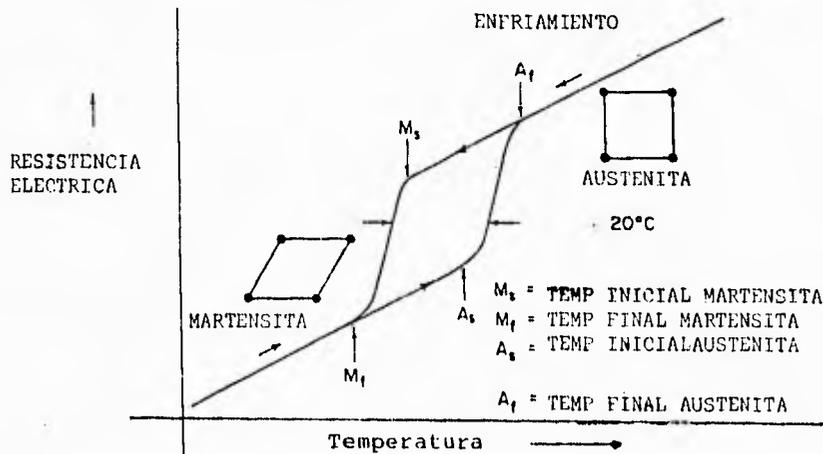


Figura I.2.2.2.1 Progreso de la transformación de un material con memoria de forma.

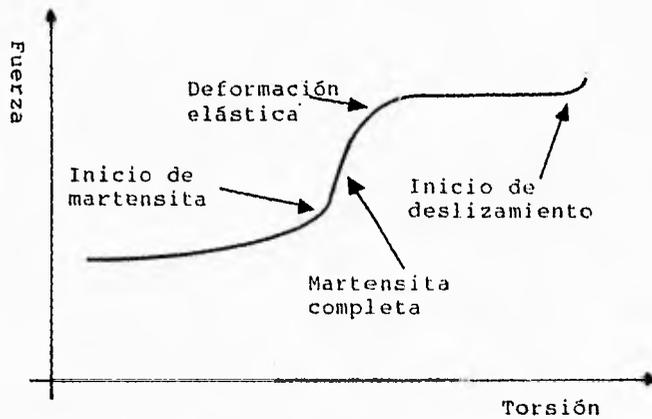


Figura I.2.2.2.2 Curva típica de fuerza-torsión.

Una propiedad que cambia en una manera más significativa es la resistencia producida. La estructura martensítica se puede deformar moviendo los límites gemelos, los cuales son bastante móviles. Así la resistencia de producción de la martensita es extremadamente baja comparada con la de la austenita la cual debe de formarse por generación y movimiento de dislocación. Mediante este proceso de movimiento gemelo solo se puede acomodar una cierta cantidad de deformación martensítica y una vez que se excede esto, el material nuevamente se deformará elásticamente y eventualmente producirá un segundo tiempo, esta vez por procesos irreversibles (movimiento de dislocación). En la figura I.2.2.2 se ejemplifica la conducta tensil inusual resultante. Se debe notar que la tensión de meseta esta relacionada a la histéresis térmica, ya que ambas son controladas por la tensión friccional de los límites gemelos. Así, la proporción de resistencias hacia la

deformación reversible e irreversible (movimiento en agregado hacia deslizamiento) se caracteriza por la proporción de resistencia de producción de martensita hacia austenita. En general, se quiere maximizar esta proporción en una aleación de memoria de forma, de modo que toda la deformación se pueda recuperar bajo el calentamiento. Las proporciones típicas serían de 0.1 a 0.2 .

1.2.2.3. El origen de la Memoria de Forma.

Aunque no se ha señalado explícitamente, se implicó desde los ejemplos que la martensita generalmente es una fase de simetría menor que la austenita. La consecuencia de esto es que hay varias maneras por medio de las cuales se puede formar martensita desde la austenita, pero sólo hay una ruta posible hacia la cual regresará la estructura austenítica. En el ejemplo bi-dimensional, se pueden aplicar dos direcciones cortantes hacia los cuadrados para producir dos variantes rómbicas diferentes (figura. 1.2.2.1.2 b por ejemplo), pero no hay otras variables posibles de la austenita de modo que estas formas de rombos tendrían que regresar a la misma geometría cuadrada mostrada en la figura 1.2.2.1.1 a.

Este simple concepto geométrico llega a ser la base del efecto de memoria de forma. Bajo el enfrentamiento de la austenita (figura. 1.2.2.3.1 a), se forman las variantes de auto-acomodación de la martensita (figura. 1.2.2.3.1 b). Los límites gemelos emigran durante la deformación, resultando en una distribución desviada de las variantes martensíticas (o en el caso extremo mostrado en la figura. 1.2.2.3.1 c, una variante única). Pero no importa cual sea la distribución de las variantes martensíticas, solo hay una posible estructura invertida (la de la figura. 1.2.2.3.1 a), y con la inversión hacia austenita debe regresar a la forma original. Así la acomodación de la forma debida al



movimiento del límite gemelo solo puede ser apoyada por la estructura martensítica menos simétrica, y cuando se regresa la estructura austenítica más simétrica, también debe desaparecer la deformación en agregado.

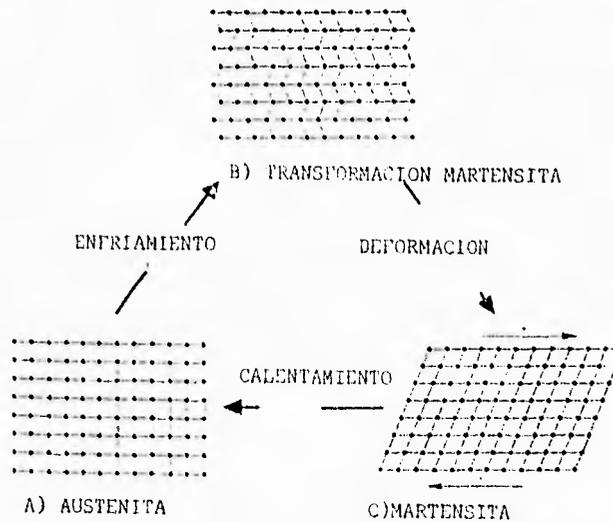


Figura 1.2.2.3.1 Procesos del efecto de memoria.

El efecto de memoria de forma se puede describir con referencia a las curvas de enfriamiento y calentamiento en la figura 1.2.2.3.2. No hay cambio en la forma de un espécimen enfriado desde arriba de A_f hasta por abajo de M_f . Cuando el espécimen se deforma por abajo de M_f permanece deformado así hasta que se calienta. La recuperación de la forma comienza en A_s y se completa en A_f . En el punto de inflexión entre A_s y A_f , casi se recupera la forma original. Una vez que se ha recuperado la forma en A_f no hay cambio en la forma cuando el espécimen se enfría hasta por abajo de M_f y la memoria de forma solo se puede reactivar deformando nuevamente el espécimen martensítico, esquemáticamente, el enfriamiento resulta en la figura 1.2.2.3.1 b, no en la 1.2.2.3.1 c. En otras palabras, el efecto de memoria de forma es

una ocurrencia de una vez únicamente y debido a esto frecuentemente se refiere como memoria de forma de una-vía en contraste a la memoria de forma de dos-vías la cual se describirá posteriormente. Como indica la figura I.2.2.3.2, las tensiones recuperables en el orden de 7% son típicas de las aleaciones de memoria de forma, aunque algunas muestran recuperaciones tan altas como del 10%.

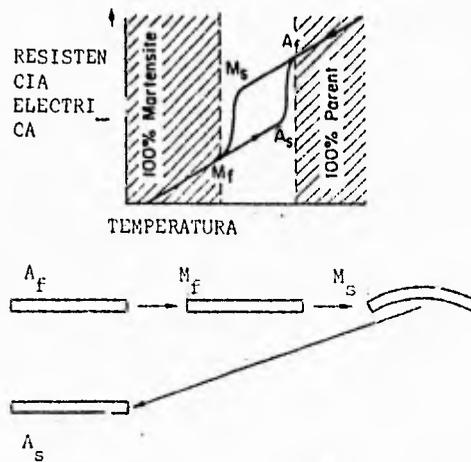


Figura I.2.2.3.2 Efecto de memoria de forma.

I.2.2.4. Martensita inducida por tensión y superelasticidad.

Hasta ahora se ha mostrado que el efecto de memoria de forma es tanto térmico como mecánico. La martensita se forma inicialmente por enfriamiento y luego es deformada por abajo de la temperatura M_f y entonces se calienta hasta por arriba de la temperatura A_f para producir la recuperación de la forma, ej. la memoria de forma es producida por calentamiento. Ahora consideramos otro tipo de memoria de forma el cual es independiente de la temperatura: la superelasticidad.

La formación de la martensita es un proceso termoelástico, que significa que una disminución incremental en la temperatura entre M_s y M_f resulta en un ligero crecimiento de las placas de martensita existentes y en la nucleación de las nuevas, pero cuando la temperatura se aumenta incrementalmente, desaparecen las placas nucleadas recientemente y aquéllas que crecieron ligeramente en el enfriamiento incremental se reducen un poco. Puesto de otra manera, hay una equivalencia entre la temperatura y la tensión: una disminución en la temperatura es equivalente a un aumento en la tensión para estabilizar la martensita. La martensita también es reversible cristalográficamente, lo cual significa que la reversión de una determinada placa bajo calentamiento es justamente lo inverso del proceso de formación; la placa sufre un "corte hacia atrás" conforme desaparece ésta. Normalmente en el enfriamiento, se forma martensita en M_s sin tensión. Pero en el mismo material, se puede formar martensita por arriba de M_s si se aplica una tensión, y la martensita formada así, se denomina martensita inducida por tensión (SIM). La fuerza de impulso para la transformación es mecánica ahora, opuesto así a la térmica.

Por arriba de M_s la tensión que se requiere para producir SIM aumenta con el aumento de temperatura, como se muestra en la figura I.2.2.4.1. En realidad, la variación en la tensión necesaria para producir SIM aumenta linealmente con la temperatura por arriba de M_s como se muestra en la figura I.2.2.4.2. Hay que notar que la tensión extrapolada baja hasta cero en M_s . La variación lineal en la tensión para inducir martensita como una función de temperatura obedece a la ecuación de Clausius-Clapeyron. Las tensiones cero de la aleación A_s y M_s se marcan en la ordenada.

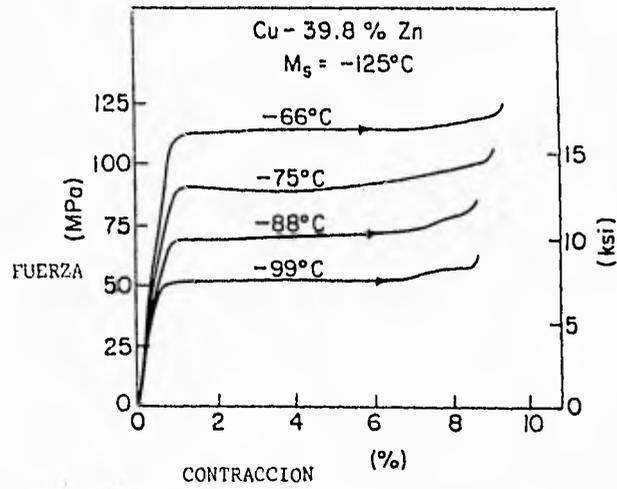


Figura 1.2.2.4.1 Curvas de fuerza-contracción.

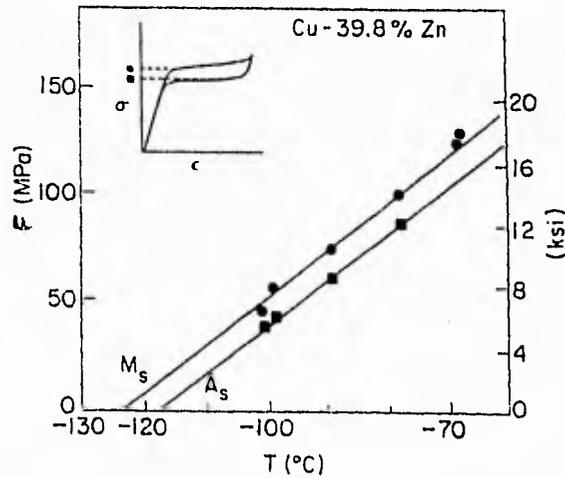


Figura 1.2.2.4.2 Curva de fuerza-temperatura.

La martensita como una función de temperatura obedece la ecuación de Clausius-Clapeyron, usualmente se escribe como: donde P es la presión, T es la temperatura, H es el calor latente de transformación y V es el cambio de volumen de transformación. Esta ecuación ha sido usada tradicionalmente por los químicos, pero los metalúrgicos por otro lado, usan la ecuación de Clausius-Clapeyron en la forma: donde H y T tienen los mismos significados que antes, y σ , M_s y ϵ_0 son, respectivamente la tensión aplicada, la temperatura M_s desplazada y la tensión transformacional resueltas a lo largo de la dirección de la tensión aplicada. El aumento en la dificultad para que la tensión induzca martensita continúa aumentando con la temperatura hasta M_d , por arriba de lo cual la tensión crítica para inducir martensita es mayor que la necesaria para mover las dislocaciones, esto hace que M_d sea la temperatura más alta en la cual es posible tener martensita. Así la variación de temperatura de la SIM es desde M_s hasta M_d .

Para un número de sistemas SMA el acuerdo en la dependencia de temperatura de la tensión para formar SIM de acuerdo a la ecuación de Clausius-Clapeyron es bastante sorprendente. En realidad, la ecuación funciona igualmente bien para el caso no-isotérmico: en el escenario de arriba, la temperatura se mantuvo constante mientras se medía la tensión necesaria para formar martensita, pero igualmente podemos aplicar perfectamente una carga constante y medir M_s . Si se avanza a través de tal ejercicio se encuentra que es válida la misma relación de Clausius-Clapeyron, y las dos inclinaciones son iguales ($d\sigma/dM_s$). Además, todas las temperaturas de transformación son afectadas por la tensión de la misma manera (figura 1.2.2.4.3). Generalizando así la forma como $d\sigma/dT$, un descriptor fundamental muy importante de las aleaciones de memoria de forma llamada la proporción de tensión.

La superelasticidad ocurre cuando un material es deformado por arriba de A_s pero todavía por abajo de M_d . En este límite, se puede hacer estable la martensita con la aplicación de tensión, pero comienza a ser inestable nuevamente cuando se quita la tensión. La figura I.2.2.4.4 muestra una curva de tensión tensil "superelástica" (referida con frecuencia como un lazo superelástico) para una SMA de Cu-39.8% Zn. La meseta superior corresponde a la formación de martensita bajo tensión, mientras que la meseta inferior representa la reversión de la SIM cuando se libera la tensión. El 9% de la tensión se recupera completamente durante la descarga, en lo que puede verse como un efecto de memoria de forma mecánica. Cuando se forma la SIM, usualmente solo se forma una variante de martensita, como se muestra en la figura I.2.2.4.5 para un cristal único de la misma aleación de Cu-Zn. En la figura I.2.2.4.5 a, solo se forman unas pocas placas de SIM; la deformación de la forma de esa variante particular produce alargamiento máximo del espécimen a lo largo del eje tensil. La figura I.2.2.4.5 b muestra el mismo espécimen en un nivel de tensión mayor con muchas placas SIM de la misma variante. Puesto que solo se forma una variante martensítica bajo tensión, hay un cambio en la forma (alargamiento) el cual se recupera completamente al liberar la tensión. Esta situación es diferente al caso de la martensita térmica, donde debido a la autoacomodación, no hay un cambio total en la forma que acompaña a la formación de muchas variantes de martensita.

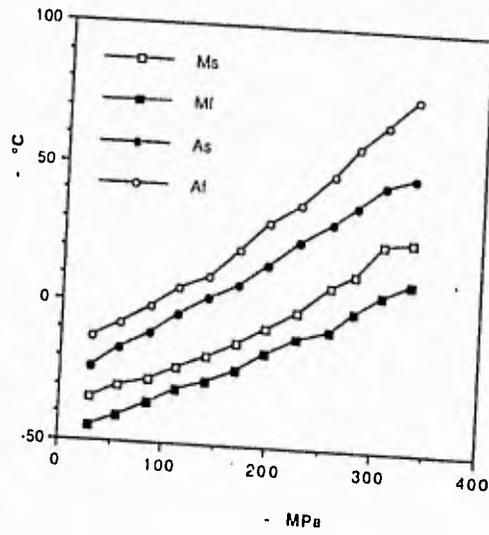


Figura I.2.2.4.3 Curva de temperatura-fuerza.

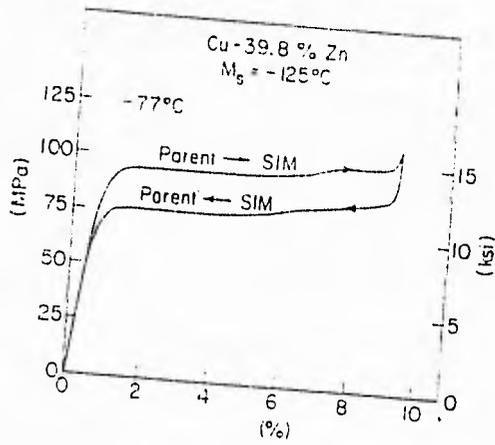


Figura I.2.2.4.4 Curva de fuerza-tensión.

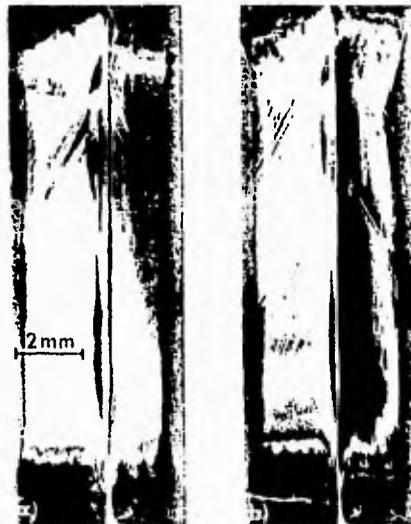


Figura I.2.2.4.5 Longitud de un cristal de Cu-Zn.

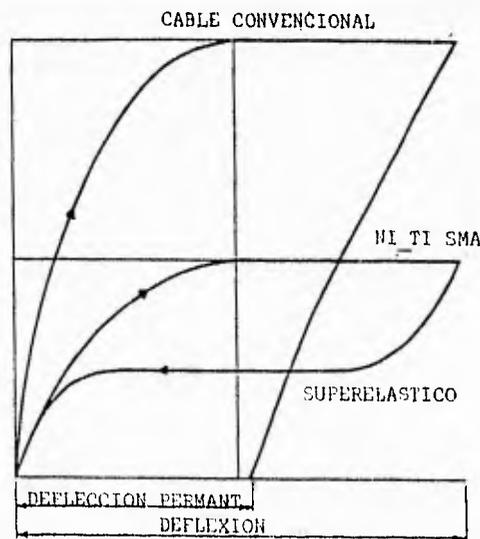


Figura I.2.2.4.6 Comparación de resortes superelásticos de SMAs.

Para propósitos de comparación, la figura I.2.2.4.6 muestra una curva de stress-strain superelástica de un resorte de SMA Ni-Ti comparado al de un material de resorte típico, de alambre plano. Para la aleación de memoria de forma, la tensión se recupera completamente, pero cuando el resorte de alambre plano se extiende hasta la misma cantidad, sufre deformación permanente y solo se recupera una parte de la tensión.

En la figura I.2.2.4.7 se resume gráficamente la conducta mecánica de las aleaciones de memoria de forma, adaptada desde la conducta de una aleación Ti-Ni. En el extremo posterior stress-strain mostrada en el plano x-y corresponde a la deformación de la martensita por abajo de M_f . La tensión inducida, casi 4%, se recupera entre A_s y A_f después de que se ha quitado la tensión aplicada y se calienta el espécimen, como se ve en el plano x-T.

En una temperatura por arriba de M_s pero por abajo de M_d se forma la SIM, conduciendo al lazo superelástico usual con uná meseta superior y una inferior. En una temperatura todavía mayor (por arriba de M_d), no se forma el SIM enfrente del plano x-y. En lugar de eso, la fase madre sufre deformación plástica ordinaria.

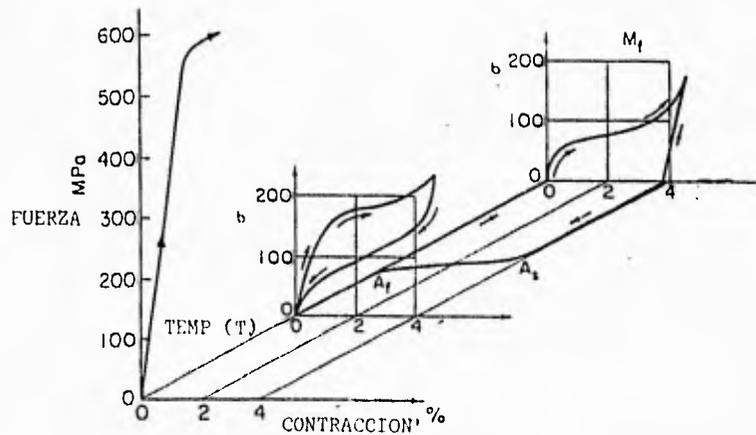


Figura I.2.2.4.7 Gráfica tridimensional.

I.2.2.5 La Memoria de Forma de Dos-Vías.

El efecto de memoria de forma de dos-vías (TWSM), ilustrado en la figura I.2.2.5.1. En la parte superior de la figura, un resorte SMA colapsado se deformó por extensión por debajo de M_f . La forma del resorte original (contraída) se recuperó después del calentamiento hasta por arriba de A_f . La forma contraída permanece cuando el espécimen es enfriado nuevamente hasta por debajo de M_f . Esta es la conducta de memoria de una-vía, la cual, como se notó antes, es de una duración de un tiempo únicamente. En contraste, el TWSM se ilustra en la mitad inferior de la figura, en cuyo caso se extiende un resorte contraído cuando se calienta hasta por arriba de A_f , pero ahora se contrae espontáneamente cuando se enfría nuevamente por abajo de M_f . El resorte se extiende nuevamente cuando se calienta por arriba de A_f y se contrae nuevamente cuando se enfría por abajo de M_f , repitiendo indefinidamente.

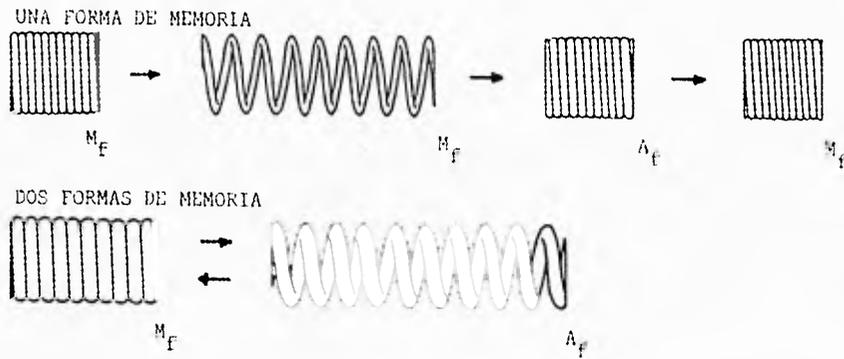


Figura I.2.2.5.1. Comparación entre dos formas diferentes de memoria de forma.

Para producir la conducta de dos-vías se requiere un tratamiento termomecánico especial cuyos detalles se presentan posteriormente en éste inciso. Aunque hay varios de tales tratamientos que se pueden utilizar (llamados tratamientos de entrenamiento), todos introducen microtensiones en el material que tienden a desviar la nucleación y crecimiento de la martensita, produciendo algunas variantes para la forma preferencialmente. En términos de la figura I.2.2.3.1, el efecto de estas microtensiones es producir que se forme la estructura I.2.2.3.1 c en lugar de la estructura mostrada en I.2.2.3.1.b.

1.2.2.6 Resumen.

El efecto de la memoria de forma es una consecuencia de una transformación de fase martensítica reversible cristalográficamente que ocurre en el estado sólido. Aunque hay muchas maneras (orientaciones) para producir la fase martensítica desde su madre durante el enfriamiento, una vez que se forma la martensita de simetría inferior solo tiene un camino de reversión único durante la transformación inversa debido a las restricciones cristalográficas. La transformación de la fase madre en martensita es básicamente un proceso de deformación, pero debido a que las unidades individuales de la martensita se auto-acomodan, la deformación macroscópica total bajo la transformación es de cero. Cuando se deforma la martensita de memoria de forma, una orientación particular de las diversas unidades de auto-acomodación -las orientadas mas favorablemente con respecto a la tensión aplicada- crece a expensas de las otras, conduciendo eventualmente a una orientación única de la martensita. Esta orientación solo tiene un camino de reversión, el cual es la esencia de la memoria de forma, una fase martensítica deformada y reorientada la cual responde térmicamente. Las tensiones en el orden de 7 a 10% son recuperables típicamente de esta manera.

Las aleaciones de memoria de forma también muestran superelasticidad, un tipo mecánico de memoria de forma opuesto así a la memoria de forma inducida térmicamente (por calentamiento) descrita anteriormente. En este caso, cuando se deforma la fase madre por arriba de la temperatura de inicio de la martensita, ocurre "prematuramente" transformación martensítica debido a que la tensión aplicada sustituye la fuerza de impulso termodinámico obtenido usualmente por el enfriamiento. Pero puesto que la tensión aplicada es básicamente uniaxial, solo se forma



selectivamente una orientación (fuera de muchas) de martensita, y esto imparte una deformación total al espécimen. Esta deformación desaparece cuando se libera la tensión y se restaura la forma del espécimen original, conduciendo a una memoria de forma mecánica.

Finalmente, se puede hacer una memoria de dos-vías en materiales de memoria de forma, por lo que se programa un espécimen por medio de tratamiento termomecánico produciendo microtensiones en la fase madre, la cual a su vez programa el espécimen para que se comporte como una transformación martensítica introducida por la tensión.

1.2.3 Estudio Comparativo de las Propiedades Mecánicas de Varias Aleaciones de Memoria de Forma basadas en Níquel (Ni) en Vista de Aplicaciones Dentales y Médicas

Las aplicaciones dentales y médicas de las aleaciones de memoria de forma dependen de varios parámetros tales como temperaturas de transformación, histéresis de transformación, eficiencia mecánica y biocompatibilidad. En este estudio se comparan dos familias de aleaciones ternarias de NiTiCu y NiTiCo, tomando una aleación de NiTi binaria como una referencia. La caracterización de estos materiales se logró con la ayuda de mediciones de fricción interna y pruebas mecánicas realizadas en una máquina de torsión "blanda". El objetivo de este trabajo fue determinar la aleación mas apropiada con respecto a las aplicaciones consideradas, donde la temperatura del cuerpo humano está en 37°C aproximadamente.

I.2.3.1 Resultados Experimentales.

I.2.3.1.1 Fricción Interna.

Las mediciones de fricción interna se realizaron en un péndulo invertido automatizado que oscilaba en la frecuencia de 1Hz. Los especímenes son placas de $0.5 \times 7 \times 70 \text{ nm}^3$, templadas preliminarmente a 800°C bajo vacío.

En la figura I.2.3.1.1.1 se reportan los espectros de fricción interna de las aleaciones de NiTi (Ni:53 wt %, Ti:47 wt %) obtenidos en calentamiento y enfriamiento. Un máximo de fricción interna se asoció con la transformación martensítica. En la misma figura hemos representado la evolución del módulo de torsión relativo, medido por el cuadrado de la frecuencia F^2 . Esta cantidad permite la fijación de las temperaturas A_s , A_f , M_s y M_f , por un método de trabajo ilustrado en la figura I.2.3.1.1.1. En estas condiciones se encuentran: $A_s=95^\circ\text{C}$, $A_f=115^\circ\text{C}$, $M_s=105^\circ\text{C}$, $M_f=65^\circ\text{C}$.

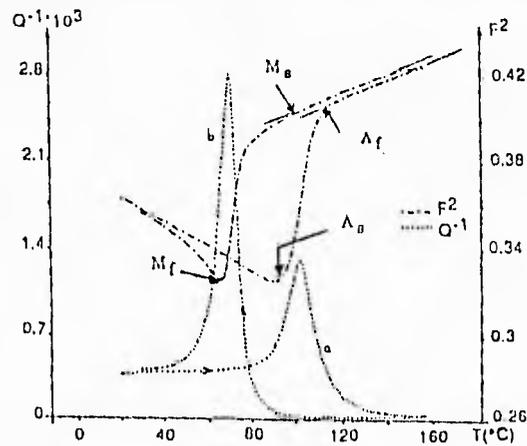


Figura I.2.3.1.1.1 Espectro de fricción interna de aleaciones NiTi.

I.2.3.1.2 Pruebas Mecánicas.

Las pruebas mecánicas se realizaron en una máquina de torsión "blanda". En tal aparato se puede seguir la evolución de deformación de un espécimen como una función de un stress aplicado. En este caso se traza una curva $y = f(t)$ donde "y" es un ángulo de torsión (rd.mm^{-1}) y "t" es un stress cortante (MPa). Otra posibilidad de este aparato es medir la deformación como una función de temperatura, siendo enviado el espécimen a una carga constante.

I.2.3.1.3 Curvas $y = f(t)$

Estos experimentos caracterizan la conducta mecánica de la martensita debido a que se realizaron en temperaturas bajas. En las curvas reportadas en la figura I.2.3.1.3.1 se puede determinar el stress crítico, t_c , en el cual comienza la conducta parecida a la del hule y la correspondiente proporción de deformación, la inclinación de la evolución lineal donde tiene lugar la reorientación de las variantes martensíticas y la longitud de la meseta. Los resultados son los siguientes; Inclinación del Módulo Elástico (MPa) de la tangente en punto cero.

Inclinación del módulo elástico en la meseta (MPa) de la evolución lineal del stress, crítica de reorientación t_c (MPa).

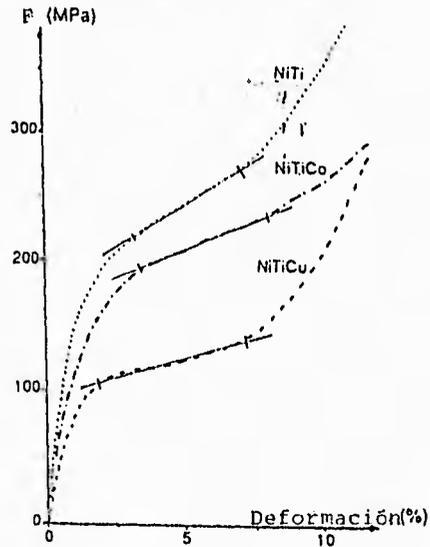


Figura I.2.3.1.3.1 Deformación de aleaciones.

I.2.3.1.4 Longitud de la meseta (rd.mm⁻¹).

Los resultados permiten clasificar las diversas aleaciones en un orden decreciente relativo a su resistencia mecánica: NiTi, NiTiCo, NiTiCu, pero se debe tener en mente que las aleaciones de NiTi solo son una referencia.

I.2.3.1.5 Curvas $y = f(t)$.

Esta clase de curvas proporciona información similar a la de la proporcionada por mediciones Q^{-1} acerca de las temperaturas de transformación. No obstante la diferencia importante es que las pruebas se realizaron bajo stress macroscópicas que conducen a modificaciones estructurales y desplazamiento en las temperaturas de transformación. Consecuentemente con el fin de comprobar varios materiales, todos

los experimentos se deben realizar bajo condiciones de carga similares. Los experimentos se realizaron de la siguiente manera: el espécimen se cargó en temperatura baja, i.e. en la fase martensítica; la carga seleccionada se mantuvo durante dos ciclos y al final del segundo se descargó el espécimen y se envió para un tercer ciclo. Este último permite una evaluación de un efecto de memoria inverso. Los resultados se reportaron en la figura I.2.3.1.5.1. En cada caso, el primer ciclo exhibe un máximo en el calentamiento, este máximo denota la ocurrencia de reorientaciones variantes martensíticas, fenómenos los cuales desaparecen durante el segundo ciclo. Debido a esta inestabilidad el estudio comparativo solo estará interesado con los segundos ciclos. Las curvas en la figura I.2.3.1.5.1 y I.2.3.1.5.1 b permiten una comparación entre la resistencia mecánica de las aleaciones de NiTi y NiTiCo. Realmente notamos que, aunque las condiciones de carga son diferentes (200 MPa para el NiTi, 140 MPa para el NiTiCo) se observan proporciones de deformación correspondiente similares. Esto significa que las aleaciones de NiTi son más resistentes que las de NiTiCo. De la misma manera, las figuras I.2.3.1.5.1 c y I.2.3.1.5.1 d ilustran las conductas específicas de las aleaciones de NiTiCo y de NiTiCu, bajo una carga más pesada (84 MPa), son menos deformadas que las aleaciones de NiTiCo (70 MPa). Consecuentemente se encuentra una clasificación algo diferente a la obtenida desde las curvas $y = f(t)$, i.e., el NiTi es la mejor aleación, luego el NiTiCu y finalmente el NiTiCo. Esta conducta mecánica de la NiTiCo es confirmada cuando observamos las formas de los ciclos de temperatura en la figura I.2.3.1.5.1 c y I.2.3.1.5.1d: se notan áreas de ciclos claramente inferiores para las aleaciones de NiTiCu. Esto implica una histéresis de transformación más estrecha y una cinética de transformación más rápida en estas aleaciones. Así estas pruebas mecánicas apoyan el resultado obtenido desde experimentos de fricción internos.

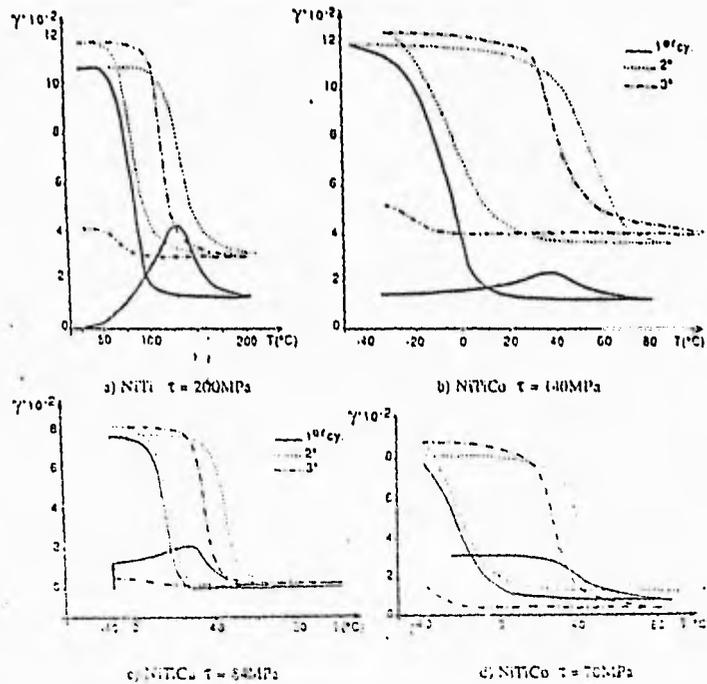


Figura I.2.3.1.5.1 Resultados del efecto de memoria inverso.

I.2.4 Efectos de Varios Factores sobre la Ductilidad de la Aleación de Ni-Ti.

La aleación de Ni-Ti es el material más importante entre muchas de las aleaciones de memoria de forma para las aplicaciones del efecto de memoria de forma o de superelasticidad. Esto se debe parcialmente a que la aleación es dúctil en un estado policristalino. Puesto que la aleación muestra el efecto de memoria de forma perfecto o de superelasticidad perfecta después del tratamiento de calor en cualquier temperatura, se puede elevar el stress de deslizamiento crítico introduciendo dislocaciones y/o precipitados finos. Los precipitados finos solo pueden ser introducidos en especímenes ricos en Ni, mientras que las dislocaciones en todos los

especímenes de Ni-Ti. Por eso, es importante el trabajo frío con el fin de alcanzar la recuperación de forma estable en todas las aleaciones de Ti-Ni así como también para formar la aleación en cualquier forma.

La maleabilidad o ductilidad de la aleación de Ti-Ni depende de la temperatura de prueba, del tratamiento de calor y de las concentraciones de Ni.

Sin embargo, no se ha obtenido una comprensión sistemática acerca de la ductilidad de esta aleación. El propósito de este apartado es aclarar los efectos de todos los factores de arriba sobre la ductilidad de la aleación de Ti-Ni por una investigación sistemática.

I.2.4.1 Experimento.

Las aleaciones se prepararon usando el método de fundición de rayo electrónico. Las composiciones de las aleaciones varían desde 50.0 hasta 52.0 en %Ni. Los lingotes de estas aleaciones se enrollaron en caliente, seguido por enrollado frío final con 20% de reducción. Las placas obtenidas así eran de 1.0 mm de grueso. Los especímenes se hicieron chispear, siendo la parte del calibre de 1.0 mm x 1.5 mm x 15 mm de tamaño. Luego se sujetaron a dos tipos de tratamientos de calor respectivamente; i.e., (1) templado en una temperatura entre 573 K y 1273 K después del trabajo frío (templado) y (2) tratamiento de solución en 1273 K por 3.6 Ks seguido por enfriamiento en agua de hielo, y luego tratamiento de edad en una temperatura entre 373 K y 973 K (tratamiento-edad). Todos los especímenes fueron electropulidos después del tratamiento de calor de arriba y luego se probaron para tensión. Las pruebas tensiles se realizaron con una máquina tensil tipo Instron, tipo Shimadzu Autograph DSS-10T-

S. Las temperaturas de prueba fueron controladas manteniendo en etanol un espécimen los cuales fueron calentados por medio de un calentador o enfriados mediante vaciado de nitrógeno líquido.

1.2.4.2 Resultados y Discusión.

Las características básicas de las propiedades mecánicas tales como ductilidad se pueden examinar usando especímenes tratados en solución, debido a que tales especímenes no tienen estructura interna especial tal como dislocaciones y precipitados. Las figuras 1.2.4.2.1 y 1.2.4.2.2 muestran las curvas de stress-strain de las aleaciones de Ti-50.5 at%Ni y Ti-50.9 at%Ni tratadas en solución respectivamente, las cuales fueron probadas a tensión para la fractura final en varias temperaturas entre 77K y 473K. Los alargamientos de las aleaciones de Ti-50.5 at%Ni y Ti-50.9 at%Ni se muestran como una función de la temperatura de prueba en las figuras 1.2.4.2.3 y 1.2.4.2.4, respectivamente. El alargamiento obtenido en Ms es el más grande para ambas aleaciones; el alargamiento disminuye con el aumento o disminución de temperatura. Por eso, la deformación en Ms después del tratamiento de solución es adecuado para derivar la mejor funcionalidad fría.

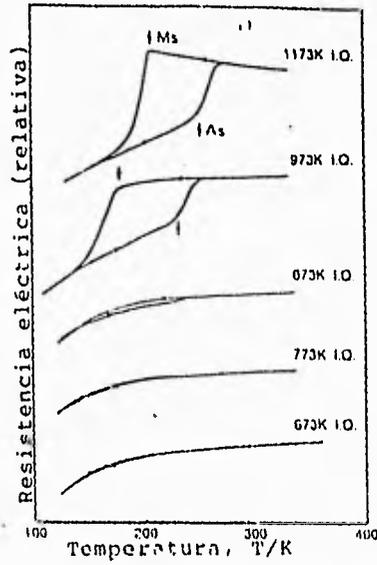


Figura I.2.4.2.1 Curva de resistencia-temperatura.

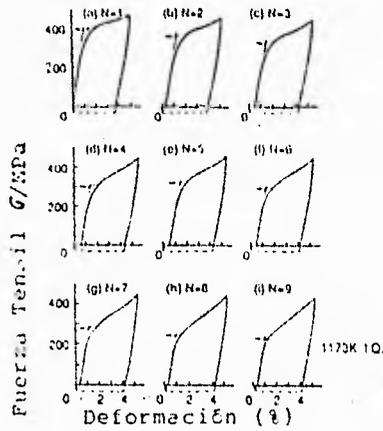


Figura I.2.4.2.2 Efecto de deformación cíclica.

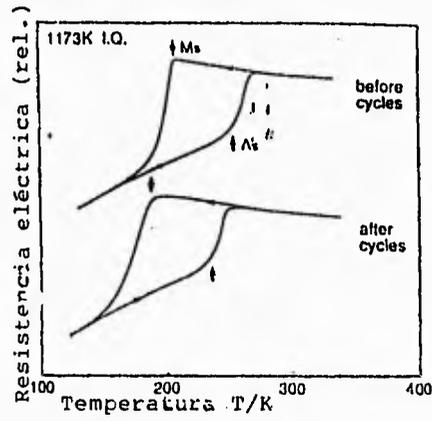


Figura I.2.4.2.3 Efecto de deformación cíclica.

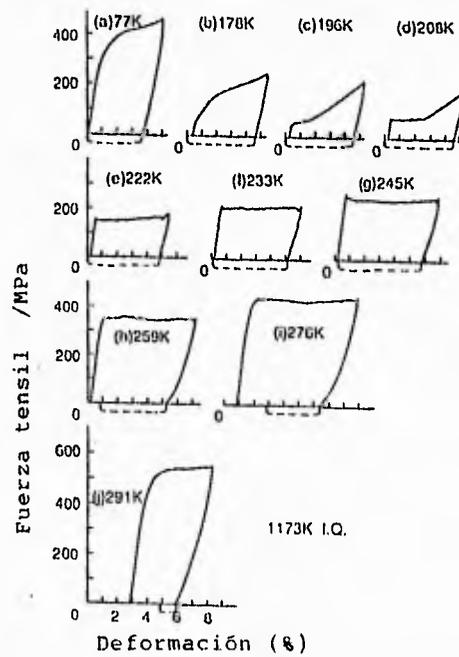


Figura I.2.4.2.4 Comportamiento tensil a varias temperaturas.

El stress crítico del deslizamiento también es afectado por el endurecimiento de la precipitación en los especímenes ricos en Ni, así como también por el endurecimiento de trabajo. Por eso, es necesario excluir los precipitados así como también las dislocaciones con el fin de alcanzar una funcionalidad fría alta en tales especímenes. Las figuras I.2.4.2.5 y I.2.4.2.6 muestran los efectos de la temperatura de templado y de la temperatura de envejecimiento sobre la curva de stress-strain de la aleación de Ti-50.9 at%Ni respectivamente las cuales se probaron a la temperatura ambiente. Es claro que ambos tratamientos de calor afectan la curva de stress-strain. El agrandamiento se muestra como una función de la temperatura de templado o de la temperatura de envejecimiento en la figura I.2.4.2.7, donde los círculos abiertos indican los agrandamientos de la primera, mientras que los círculos cerrados indican los de la última. También hay una temperatura de templado crítica similar a la de aleación de Ti-50.5 at%Ni, el templado en una temperatura por arriba de la cual es efectivo el aumento del agrandamiento; la temperatura crítica casi fue la misma como en la de la aleación de Ti-50.5 at%Ni.

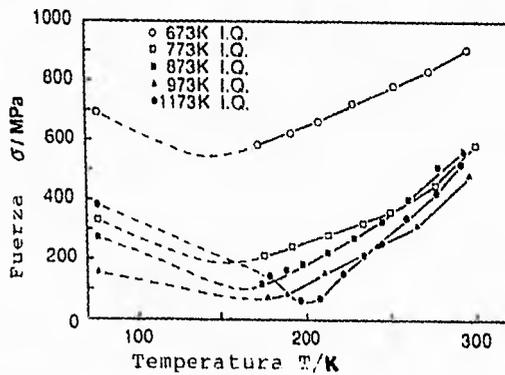


Figura I.2.4.2.5 Efectos de temperatura.

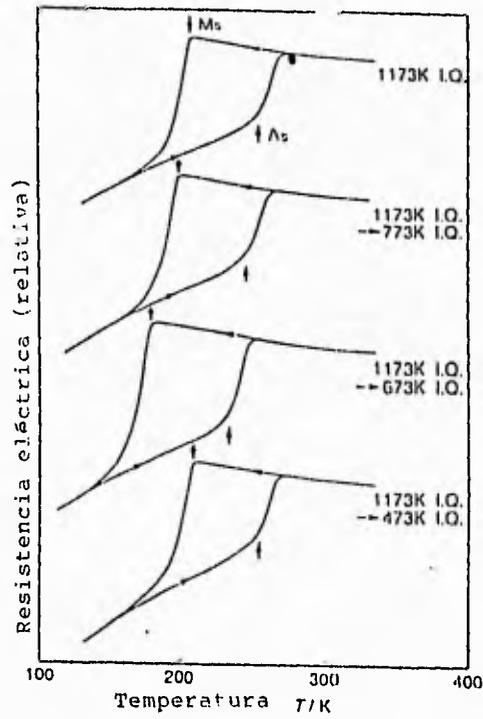


Figura I.2.4.2.6 Efecto de la temperatura de templado.

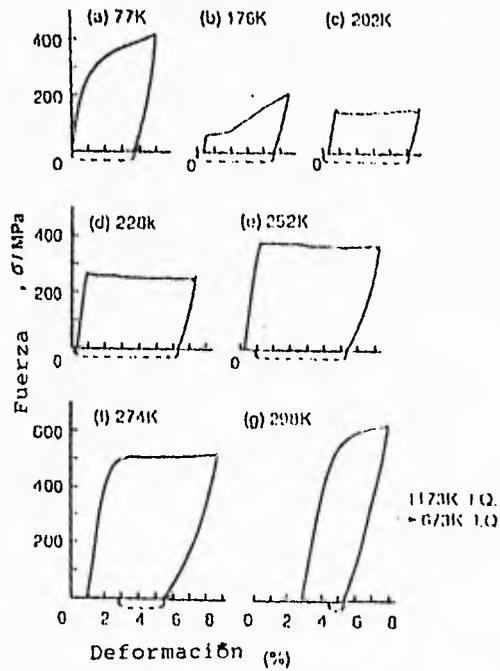


Figura I.2.4.2.7 Comportamiento tensil a varias temperaturas.

I.3 CAMPOS DE APLICACIÓN (VENTAJAS Y DESVENTAJAS)

I.3.1 Aplicaciones

Durante las décadas de los 60's y 70's los investigadores de todo el mundo trabajaron para desarrollar usos para estos metales. La NASA estudió las aleaciones con memoria para liberar las antenas de los satélites y que éstas no fallaran y se expandieran cuando se expusieran al calor del sol. Las universidades, corporaciones e investigadores privados experimentaron muchos usos, incluyendo una variedad de máquinas que funcionaban solo con agua caliente y fría, ventanas para invernaderos con controles automáticos de temperatura, válvulas en tuberías de agua caliente y ventiladores para automóvil que se activan cuando la máquina alcanza una temperatura específica.

Muchas de las primeras ideas no pasaron más allá de la mesa de investigación. Algunas fueron limitadas por la baja velocidad y la calidad variable de las aleaciones disponibles, otras fueron limitadas por su diseño y la poca experiencia de los investigadores con las SMAs.

Pero, las aleaciones y las técnicas de manufactura mejoraron, al igual que la experiencia y resultados de los investigadores. El Nitinol recibió mayor atención para aplicaciones médicas ya que, al igual que el acero inoxidable, las aleaciones de níquel-titanio tienen una gran compatibilidad con los tejidos vivos y baja probabilidad de rechazo cuando se implantan.

En 1971, P. N. Sawyer y M. Page de Brooklyn, Nueva York, hicieron un corazón artificial experimental utilizando cables de Nitinol de 500 micrómetros (μm), activados eléctricamente. Éste funcionaba entre 12 y 15 latidos por minuto, bastante menor que el ritmo cardíaco humano normal, entre 70 y 90 latidos por minuto. Otros investigadores desarrollaron refuerzos y estructuras de alineación dental para odontología (actualmente, un uso muy común de las SMAs) y filtros para coágulos de sangre que pueden ser insertados fácilmente dentro de las venas o arterias, y entonces, expanderse dentro conforme se calientan.

Máquinas de calor

Debido a que las SMAs pueden desarrollar un trabajo útil con diferencias de temperatura relativamente pequeñas, los investigadores buscaron la forma de utilizar el calor del sol, fuentes térmicas como geisers y el calor de desperdicio generado por procesos industriales para la obtención de energía.

R. Banks en el Laboratorio Laurens Berkeley ganó gran prestigio entre la comunidad científica debido a la máquina compensada por manivela que desarrolló.

Esta máquina usaba agua calentada por el sol para activar los cables SMA y accionar una flecha. La máquina funcionaba repetidamente por millones de ciclos y entre 60 y 80 revoluciones por minuto, pudiendo generar más de medio watt de potencia (casi lo suficiente para encender un foco pequeño de Navidad).

En 1974, A. D. Johnson, también en el Laboratorio Laurens Berkeley y J. S. Cory, un investigador privado en California del Sur, idearon independientemente una máquina



térmica SMA más rápida y con el poder suficiente para aplicaciones a gran escala. El modelo comercialmente disponible de esta máquina, basado en la polea diferencial china, llamada Máquina TiNi-1 (figura I.3.1.1) ilustra claramente su capacidad en el uso de únicamente agua caliente y fría. Esta máquina puede desarrollar velocidades de 1000 r.p.m., y una potencia superior a 1 watt. Johnson y Cory se conocieron tiempo después y colaboraron en investigaciones adicionales sobre las SMAs.



Figura I.3.1.1 Máquina TiNi-1.

En 1980, la Compañía McDonnell Douglas desarrolló una máquina mejorada de calor, utilizando cables de Nitinol con un diámetro de aproximadamente 150 μm . Los cables, mecánicamente conectados entre sí, eran pasados a través de baños de agua caliente y fría. La máquina producía potencia por encima de los 32 watts (alrededor de 1/15 de hp) -la mayor salida demostrada para una máquina de calor a la fecha, con este tipo de material.

Esta máquina demostró la posibilidad de mejorar los diseños de las máquinas de potencia térmica, y el estudio concluyó: "No se encontraron problemas fundamentales que eviten el desarrollo de máquinas de calor con Nitinol más grandes y económicamente competitivas".

Otros productos SMA

A finales de la década de los 70's se vio el desarrollo de varios productos SMA comercialmente exitosos. La Corporación Raychem, ubicada en Menlo Park, California, comenzó investigando las SMAs en 1967. A principios de los 70's se introdujeron productos utilizando aleaciones: Betalloy, una SMA de cobre-zinc, y Tinel, una aleación de níquel-titanio con temperatura de transición por abajo de cero.

La mayoría de los productos SMA de Raychem operaron con fuentes externas de temperatura. Sus acoplamiento CryoFit, sus cilindros Tinel de alto desempeño, para uniones de líneas hidráulicas aéreas (ahora fabricadas por la Compañía Advanced Metal Components), son enviadas e instaladas a la temperatura del nitrógeno líquido (menos de 200°C). Cuando se calientan, contraen adecuadamente su diámetro a casi 8%, y proporcionan un sellado estrecho y sin defecto. En 1989, Raychem reportó que de más de un millón de partes en servicio, ninguna había tenido fuga o falla.

En 1984, un grupo de la Corporación Raychem fundó la Compañía BetaPhase, en Menlo Park, California. Ellos producen una línea de conectores eléctricos (figura 1.3.1.2) para tabletas de circuitos de alta densidad. Cuando se calientan, por un elemento de calor interno separado, un actuador de aleación de memoria libera un resorte y permite insertar o remover una tableta. El diseño del conector acomoda más



de 190 líneas de señal por centímetro.



Figura I.3.1.2 Conector para tabletas.

El Dr. F. E. Wang, uno de los descubridores del Nitinol en el Laboratorio de Ordenanza Naval, fundó la Compañía Innovative Technology International (ITI) en Beltsville, Maryland. La ITI produce varios juguetes extraordinarios, alimentados por SMAs, incluyendo un bote que corre sobre cubos de hielo y una máquina térmica simple que utiliza solo un anillo de aleación de memoria.

1.3.2 Las SMAs alrededor del mundo

Numerosas personas y corporaciones tanto grandes como pequeñas, en los Estados Unidos, Europa y Asia, contribuyeron al avance de las SMAs. En Inglaterra, Alemania y Japón, el estudio de las propiedades del Nitinol y estructuras de cristal empezó a mitad de los años 60's, principalmente en colegios y universidades.



**ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

Capítulo I

Los estudiantes y profesores caracterizaron las propiedades básicas de la aleación y desarrollaron dispositivos de demostración. Los estudiantes graduados y otros investigadores se unían con frecuencia al personal de las corporaciones para continuar su trabajo. Algunos de sus desarrollos llegaron a ser distribuidos eventualmente.

En Inglaterra, la Compañía Delta Metals fue de las primeras en investigar y crear productos, explorando muchas aplicaciones activadas térmicamente, tales como ventanas automáticas para los invernaderos, válvulas de agua caliente y ventiladores. En Japón, las compañías Sharp Electric y Matsushita Electric utilizaron las SMAs para el control de reguladores en hornos eléctricos y para mover las aspas de los ventiladores de aire acondicionado. La Panasonic fabricó una cafetera que utilizaba un resorte de níquel-titanio como sensor de temperatura y actuador.

A principios de los 80's, Dai Homma, un estudiante de la Universidad Waseda de Tokio, desarrolló un método mejorado, para procesos con cables Ni-Ti, en activaciones eléctricas que permitieran a los dispositivos operar mucho mejor sin tener fallas con los cables. Homma y otros, principalmente las compañías Hitachi y Furukawa Electric, desarrollaron brazos de robot, medianos y pequeños y manos operadas totalmente por cables SMA calentados eléctricamente (figura I.3.2.1). Naomitsu Tokieda, presidente de la Corporación Toki de Tokio, Japón, expresó un interés en los desarrollos de Homma de productos comerciales. Una vez graduado, el Dr. Homma se unió a Toki, la cual, en 1985, empezó fabricando y mejorando cable de Nitinol de larga duración con el trabajo llamado BioMetal. Toki se enfocó a producir y comercializar un cable SMA estándar activado eléctricamente para un amplio rango de aplicaciones -la primera en este campo.

Toki produjo cables de alta calidad que tienen una fuerza de deformación muy pequeña (que requieren solo de una fuerza externa pequeña para elongarse cuando se enfrían), y con un diámetro uniforme para minimizar los puntos problema cuando se calientan. Lo más importante es que estos cables se desarrollan regularmente para millones de ciclos cuando se usan en mecanismos diseñados adecuadamente.



Figura I.3.2.1 Mano de Robot.

Toki desarrolló varios dispositivos utilizando cables BioMetal que incluían válvulas de aire, cerraduras, actuadores de pantallas, osciladores para lámparas de AC, fusibles de protección, osciladores de alta velocidad (a 60 ciclos por segundo o mayores) y hasta un brazo robot de 6 movimientos controlado por computadora (figura I.3.2.2).

La mayor calidad y el desempeño estandarizado de los cables SMA fabricados por Toki, dieron el impulso necesario para desarrollos adicionales. En 1985, Wayne Brown,

Capítulo I

un consultor de negocios y pionero en la automatización de oficinas basada en microcomputadoras, inició la Compañía TokiAmerica Technologies promocionando enormemente la tecnología BioMetal de la Corporación Toki en Estados Unidos y Europa.



Figura 1.2.3.2 Brazo de robot.



En 1986, después de estudiar el BioMetal y trabajar con Brown y Tokieda, Roger Gilbertson, Dan Kaylor y Christopher Paine fundaron la Compañía Mondo-Ironics Inc. en Sunnyvale California. Ellos comenzaron a producir y distribuir productos SMA y equipos educativos (kits) a experimentadores, estudiantes e investigadores. Algunos kits son: un pequeño circuito alado, llamado Space Wings (Alas del Espacio) (figura 1.3.2.3) desarrollado dentro de las Kinetic Butterflies (Mariposas con Movimiento); una línea de mariposas con movimiento de vida simulado para aparadores de tiendas (figura 1.3.2.4).



Figura 1.3.2.3 Alas del espacio.



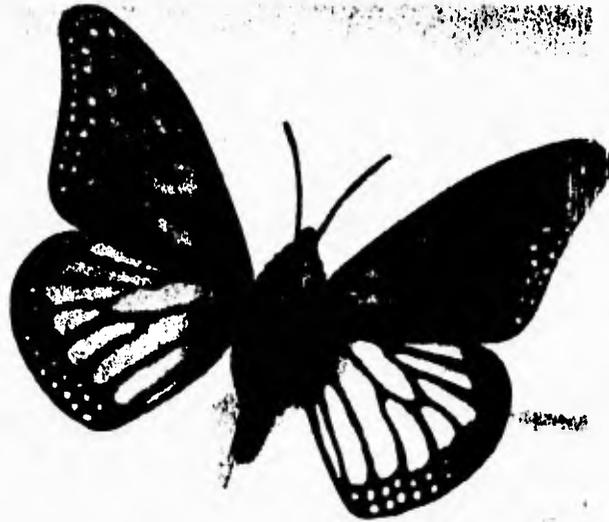


Figura I.3.2.4 Mariposa con movimiento.

Al mismo tiempo, el Dr. David Johnson y Scott Orlosky de la Compañía TiNi Alloy en Oakland, California, desarrollaron un dispositivo más complejo que utilizaba cables BioMetal para mover ocho pernos en un tablero para caracteres en Braille (figura I.3.2.5).

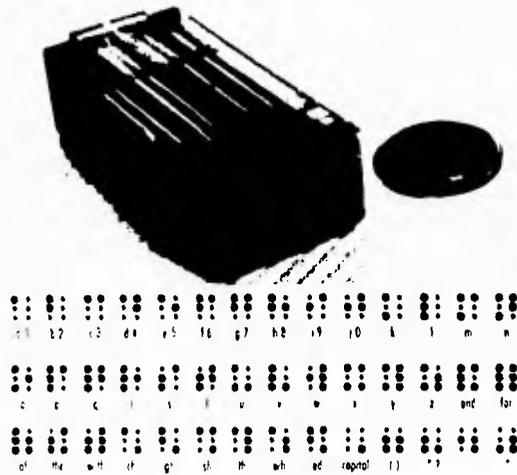


Figura I.3.2.5 Tablero de caracteres en Braille.

Sus diseños fueron premiados y permitieron que una computadora mostrará texto en Braille para personas invidentes que leían por el tacto. El tamaño pequeño de las unidades les permitió que fueran fácilmente combinadas dentro de paneles grandes. Un tablero de 3 líneas por 60 caracteres utilizó 480 cables BioMetal individuales, y recibía señales de una computadora portátil estándar.

En 1989, el Dr. Darell Hodgson, un metalurgista y consultor de las aleaciones de memoria con años de experiencia en las compañías Raychem y BetaPhase, se unió con Wayne Brown de TokiAmerica para producir y distribuir una línea mejorada de cables SMA pre-tratados, de alta calidad, llamada Flexinol.

Su nueva compañía, Dynalloy Inc., combinó la experiencia de Hodgson en la fabricación de SMA con el conocimiento de Brown en mercadotecnia y aplicaciones de la SMA. Dynalloy enfatiza la ayuda a creadores de aplicaciones industriales y comerciales de las SMAs. Su línea de productos de Flexinol caracteriza a los cables por tener un amplio rango de resistencia, bajo costo y una gran posibilidad de aplicaciones.

1.3.3 Continúan las exploraciones

Las investigaciones con la SMA continúan alrededor del mundo. En 1986, China fue la sede de un Simposium Internacional en SMAs, donde se hizo la presentación de 78 documentos de 14 naciones. Los temas incluyeron temas básicos de aleación, estructuras de cristal, aplicaciones médicas, diseños de productos e investigaciones para la fabricación.



Capítulo I

En 1988, la Corporación Raychem y la Compañía Memory Metals de Norwalk, Connecticut ofrecieron la conferencia "Engineering Aspects of Shape Memory Alloys" (Aspectos Mecánicos de las SMAs) en la Universidad Estatal de Michigan. Las presentaciones incluyeron actuadores térmicos y eléctricos, diseño de resortes, equipo automotriz y de seguridad y un conjunto de aplicaciones médicas y quirúrgicas.

Con la disolución de la Unión Soviética, mucho de lo aprendido acerca de las SMAs se investiga en Rusia. Durante las décadas de los 70's y 80's la Unión Soviética desarrolló su capacidad para producir Nitinol en cantidad y, aunque las SMAs eran artículos escasos para la mayoría de los investigadores de allá, los militares produjeron y acumularon toneladas de materia prima y Nitinol procesado.

Con los muchos cambios y movimientos hacia una economía de libre mercado, los científicos y las instituciones de investigación en Rusia están ahora buscando aplicar sus conocimientos y experiencia sobre la SMA a varios productos comerciales. Las propuestas incluyen grapas para huesos fracturados, dispositivos para prevenir el aborto durante el embarazo e incluso dispositivos anticonceptivos utilizando Nitinol.

Dada la disponibilidad y las facilidades de producción baratas, los investigadores hábiles y una gran acumulación de materiales básicos, Rusia podría llegar a ser el mayor proveedor de materiales y servicios SMA en los últimos años, si continúa su búsqueda actual de productos comerciales.

En 1989, la Compañía Oaktree Automation, en Alejandría, Virginia, comenzó el desarrollo de la fingerspelling hand (mano para alfabeto digital) (figura I.3.3.1), un dispositivo de robot antropomórfico que sirve como comunicación táctil para personas

invidentes, particularmente aquéllos incapaces de leer el Braille. La mano actúa como una pantalla de computadora, presentando un carácter a la vez y utilizando un alfabeto digital. El usuario coloca sus manos suavemente en el dispositivo y "lee" cada letra o carácter sintiéndolo, uno a la vez. Los datos pueden provenir de un teclado, módem, scáner o un decodificador de circuito cerrado de T.V..

La mano para alfabeto digital, utiliza un total de 108 cables de Flexinol, de 250 μm , actuando en paralelo. Los cables opuestos proporcionan flexión y extensión para cada articulación, al igual que los movimientos de aducción y abducción (lado a lado).



Figura I.3.3.1 Mano para alfabeto digital.

Capítulo I

Oaktree Automation colaboró con la Universidad de Gallaudet en la mano para alfabeto digital, con fondos del Departamento de Educación de los Estados Unidos. Oaktree continúa desarrollando la mano con la finalidad de hacerla un producto comercial; el fundador Phillip Shaw preve un "brazo completo" avanzado manejado por manipuladores SMA para automatización, operaciones de telerobótica y la asistencia a personas inválidas.

Para reducir el tamaño de los actuadores de "memoria de forma", la Compañía TiNi Alloy adaptó las técnicas utilizadas para fabricar circuitos integrados de computadora y desarrollar formas de moldear las figuras de Nitinol en silicón. Esta película delgada de Ni-Ti puede ser utilizada para crear mecanismos muy pequeños. Incluso en escala microscópica, el Nitinol tiene una fuerza extremadamente alta por su tamaño -mucho mayor que las fuerzas electrostáticas o piezoeléctricas utilizadas comúnmente en dispositivos micro-mecánicos.

En 1990, TiNi Alloy desarrolló una válvula de película delgada de SMA utilizando una base cortada químicamente y una cubierta de Ni-Ti de 2 a 3 μm de espesor (figura I.3.3.2). Cuando se alimenta, esta válvula se abre en menos de 15 milisegundos. Cuando se conmuta, la película se enfría y la válvula se cierra igualmente rápido. Con puertos de 200 μm de diámetro, la válvula tiene una relación de fluido de 1 litro por minuto a una presión de 0.14 MPa. Debido a que la película delgada se deforma solo un 2%, las válvulas pueden operar en forma segura durante millones de ciclos.



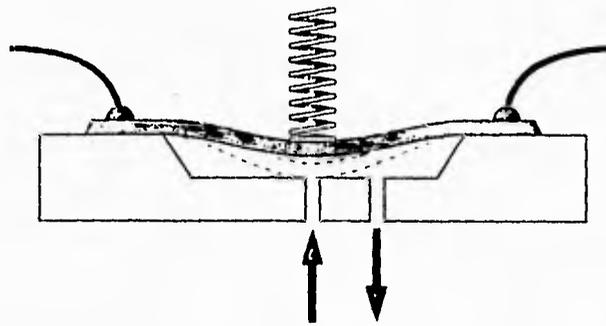


Figura I.3.3.2 Micro válvula con una película delgada SMA.

I.3.4 Desarrollos Recientes

Los temas más recientemente investigados, respecto a la SMA, incluyen unidades mecánicas de conmutación para comunicaciones con fibra óptica, cerrojos no explosivos activados eléctricamente y liberados por un elemento SMA para aplicaciones marítimas y espaciales, simuladores compactos para la punta de los dedos (figura I.3.4.1) o "tactores" para dispositivos de entrada/salida de "realidad virtual" y películas delgadas de Nitinol para crear dispositivos mini y micro-mecánicos teniendo potencia para sistemas robóticos muy pequeños (figura I.3.4.2)



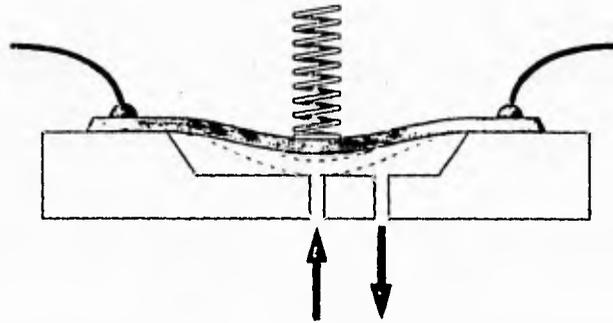


Figura I.3.3.2 Micro válvula con una película delgada SMA.

I.3.4 Desarrollos Recientes

Los temas más recientemente investigados, respecto a la SMA, incluyen unidades mecánicas de conmutación para comunicaciones con fibra óptica, cerrojos no explosivos activados eléctricamente y liberados por un elemento SMA para aplicaciones marítimas y espaciales, simuladores compactos para la punta de los dedos (figura I.3.4.1) o "tactores" para dispositivos de entrada/salida de "realidad virtual" y películas delgadas de Nitinol para crear dispositivos mini y micro-mecánicos teniendo potencia para sistemas robóticos muy pequeños (figura I.3.4.2)

Las SMAs pueden encontrarse actualmente en una infinidad de aplicaciones y productos que tienen la ventaja de sus propiedades de recuperación térmica y superelasticidad. Estos incluyen cables en arcos ortodóncicos donde las estructuras desarrolladas pueden ser deformadas en gran medida para una instalación más simple, catéteres flexibles y cables-guía quirúrgicos que se implantan y fijan antes de una operación, como guías hacia un tumor u otro sitio y filtros de sangre expandibles (figura I.3.4.3), instalados dentro de una vena o arteria colapsada, que se expanden por el calor del cuerpo.

Otros usos de consumo incluyen armazones de anteojos superelásticos que resisten la torsión mucho más que los de plástico (figura I.3.4.4).

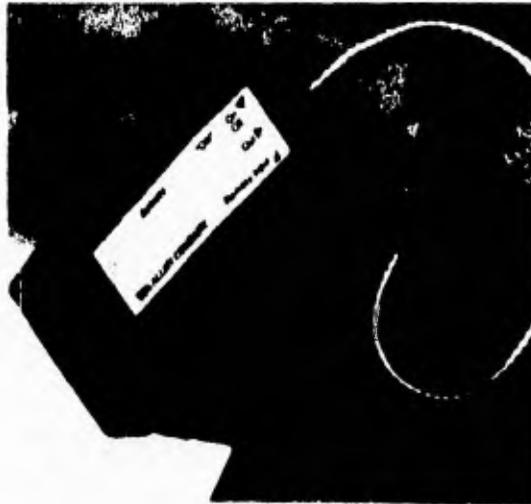


Figura I.3.4.1 Simuladores compactos para la punta del dedo.



Figura I.3.4.2 Dedo mini-mecánico.

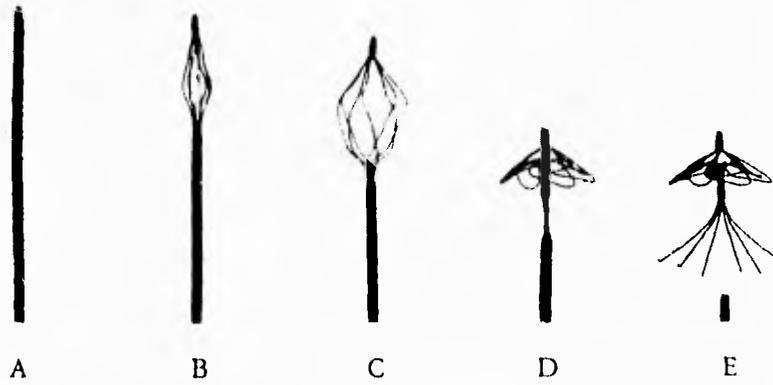


Figura I.3.4.3 Filtro de sangra expandible.

Capítulo I

Los nuevos métodos de fabricación para las SMAs incluyen técnicas de "fusión por giro" que forman directamente el metal licuado dentro de pequeños cables. El incremento en el volumen de las ventas, nuevas y mejores aleaciones y mayores descubrimientos en las capacidades de las SMAs prometen una mayor expansión en el número y diversidad de aplicaciones. Esto reducirá más su costo e incrementará su atractivo para su uso en más productos.

Y como los investigadores y desarrolladores de productos son pacientes con estos avances, se continuarán viendo nuevos usos exitosos y aplicaciones para SMAs y cables musculares, más rápidos, más baratos y más fuertes -este campo que crece rápidamente se mantiene en movimiento.



Figura I.3.4.4 Armazón superelástico para anteojos.

1.3.5 Nitinol en la Luna

El primero de muchos dispositivos con la nueva clase de SMA, se ha desarrollado sin defectos permitiendo que no se plieguen los paneles solares en la nave Clementine en su viaje a la Luna. Los dispositivos, llamados Frangibolts, proporcionan una forma segura, de menor peso y más barata para fijar las partes de la nave durante el lanzamiento, y posteriormente liberarlas por comando.

Cuando se activan, un pequeño calefactor entibia un tubo de Nitinol que se expande y experimenta una fuerza de más de 22000 Newtons que rompe la repesión del cerrojo en dos. Los Frangibolts pueden reemplazar a los "cerrojos explosivos" convencionales en muchas aplicaciones, pueden almacenarse y transportarse sin precauciones de seguridad especiales, son de fácil instalación y se pueden probar antes de usarse. Al contrario de sus antecesores explosivos, éstos no producen gases, partículas o golpes súbitos que puedan dañar los instrumentos sensibles de la nave.

Los usos potenciales en los límites terrestres, incluyen dispositivos de liberación remota para equipo industrial, minas, oceanografía, globos sonda y también sistemas de seguridad anti-incendios para emergencias en casas e industrias. Los Frangibolts cuestan menos que los dispositivos explosivos y fueron programados para volar en los satélites TOMS (Total Ozone Mapping Spectrometer, Espectrómetro de Mapeo Total de Ozono) en mayo de 1994. Con los intereses de la NASA en naves espaciales más pequeñas y rápidas, se pueden esperar más Frangibolts en misiones futuras.

1.3.6 Ventajas y Desventajas del Material

Comparados con motores o solenoides, los cables musculares tienen muchas ventajas:

- * Menor tamaño
- * Bajo peso
- * Baja potencia
- * Muy alta relación de fuerza-peso
- * Control preciso
- * Activación por AC o DC
- * Bajo magnetismo
- * Larga vida
- * Acción lineal directa

Estas características permiten crear muchas categorías de nuevos dispositivos asombrosos que serían difíciles o imposibles de implementar con otros elementos que no fuesen los cables musculares.

La posible desventaja que pudiera existir en el uso de los cables musculares radica en su eficiencia. La transformación de electricidad a movimiento por medio del calentamiento resistivo y los cambios de fase en el efecto de "memoria de forma", tiene una eficiencia baja. Cuando mucho, 5% del potencial eléctrico para el trabajo llega a convertirse en fuerza física útil, con un 95% de pérdida en calor. En comparación, los pequeños motores eléctricos de DC trabajan con un 30% o más de eficiencia al convertir la electricidad en movimiento.

1.3.7 Ideas y Aplicaciones Futuras

Un cable muscular sencillo puede experimentar una fuerza extremadamente alta por su masa pequeña. El mejoramiento en la formulación de la aleación, los nuevos métodos de procesado y, lo más importante, los nuevos diseños de mecanismos y circuitos hacen que se incremente la eficiencia y la utilidad de dispositivos operados por grupos de cables musculares.

Los avances futuros permitirán a los cables musculares incorporarse a muchas aplicaciones nuevas y excitantes. Una gran área para futuros desarrollos involucra el uso de grupos de cables para crear dispositivos más grandes y fuertes.

Algunas de las aplicaciones que pueden desarrollarse en un futuro son:

Actuadores Integrados

Para incrementar la fuerza total disponible en un dispositivo donde se involucra cable muscular, estos módulos básicos combinarían grupos de cables con sensores de fuerza y posición, aislamiento térmico, sistemas de comunicación y enfriamiento activo, todo en paquetes compactos y flexibles. Estos actuadores serían el equivalente robótico de grupos de músculo en criaturas vivas.

Cuando se adhieren grupos de actuadores al armazón de una máquina y se conectan a redes de potencia y comunicación, podrían crear movimiento lineal, silencioso y eficiente, sin fuentes de presión neumática o hidráulica y sin las desventajas de la masa y el tamaño de los motores.

Las figuras 1.3.7.1 y 1.3.17.2 muestran dos ejemplos de este tipo de actuadores.

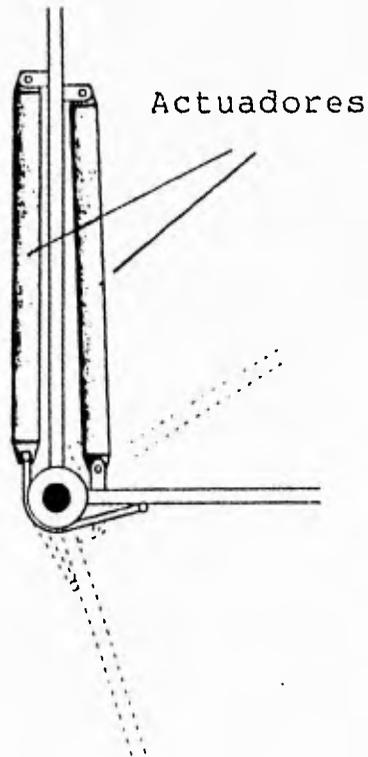


Figura 1.3.7.1 Actuadores en un brazo mecánico.

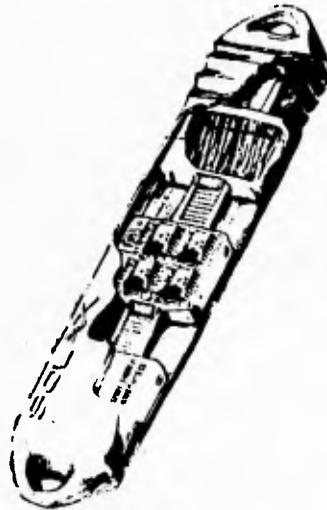


Figura 1.3.7.2 Actuador.

Miembros artificiales

Un miembro electrónico consta de un marco resistente y de bajo peso, varios actuadores integrados con coordenadas electrónicas y un recubrimiento semejante a la piel, podría reemplazar un brazo humano, y proporcionar movimiento bastante real y de alta funcionalidad. Una batería recargable, por separado, podría proporcionar potencia al brazo y llevarse en un paquete pequeño.

El usuario podría controlar el brazo de diferentes maneras; utilizando sensores que detectaran los impulsos de las terminales nerviosas, por medio de sensores actuando por señales de otros músculos o por interfaces computarizadas que interpreten las acciones de la cabeza y los ojos y las conviertan en movimientos del brazo.

Los miembros artificiales son una aplicación donde la dureza y compactibilidad de los cables musculares proporcionan grandes ventajas. La figura I.3.7.3 muestra un ejemplo de esta aplicación.



Figura I.3.7.3 Miembro Artificial.

Refuerzos activos con amplificadores musculares

Los refuerzos activos, usados en las piernas como refuerzos convencionales, tienen sensores, amplificadores y grupos de actuadores integrados con cable muscular que permiten a una persona con habilidad muscular reducida moverse sin una silla de ruedas o muletas.

El refuerzo activo utilizaría varios actuadores integrados externamente alimentados por un paquete de baterías avanzadas colocado en un cinturón o incluso por un cable desde un recargador de potencia de AC. Unos sensores balanceados avanzados (desarrollados a partir de dispositivos existentes) monitorearían continuamente el movimiento del usuario y su estabilidad, y podrían tomar acciones correctivas rápidamente para prevenir caídas.

Con algunas modificaciones, el refuerzo podría sensar y amplificar las propias acciones musculares del usuario. Para otros individuos, el propio refuerzo generaría el balance y los modelos de movimiento. Dispositivos como los refuerzos activos podrían proporcionar una alternativa a la silla de ruedas para muchas personas inválidas.

El sistema de sensado y amplificación del refuerzo activo, serviría como una herramienta de readaptación para los astronautas que han estado expuestos a una gravedad cero durante un periodo largo de tiempo, y para otras personas que recuperan la fuerza después de largos periodos de inactividad. En la figura 1.3.7.4 se ilustra un tipo de refuerzo activo.



Figura I.3.7.4 Refuerzos Activos.

Sistemas teleoperados

Los sistemas teleoperados permiten a un usuario sentir y actuar sobre objetos en locaciones distantes, y permite a la gente desarrollar trabajos en ambientes exóticos o peligrosos desde un lugar remoto. Los cables musculares tienen muchas aplicaciones en sistemas recientes y futuros como éstos.

Los dispositivos teleoperados podrían trabajar en el espacio (figura I.3.7.5), en la Luna o incluso en otro planeta. Éstos proporcionarían mayor flexibilidad en misiones planeadas, acceso más sencillo a órbitas altas y reducirían el costo y los riesgos.

En la Tierra, especialmente los dispositivos blindados teleoperados podrían asistir en la limpieza y reacondicionamiento tóxico o en sitios contaminados donde los humanos pueden tolerar periodos de exposición cortos. Para trabajos submarinos profundos, un sistema teleoperado típico tendría a su operador localizado a bordo de un barco o incluso en la playa. Estos sistemas permitirían operaciones en aguas a temperaturas y presiones extremas, bajo condiciones climatológicas adversas y por periodos extensos de tiempo no aplicables para los buzos.

Otro dispositivo con cable muscular podría proporcionar señales táctiles detalladas y "fuerza de retroalimentación" al teleoperador, indicando, por ejemplo, cuando la mano de un robot remoto ha encontrado un objeto o un impedimento a su acción (figura I.3.4.1).



Figura I.3.7.5 Robot de "telepresencia" operado remotamente.

Sistemas quirúrgicos teleoperados

Otra área de aplicación para los sistemas teleoperados, que no es en el espacio ni submarina, es dentro del cuerpo humano. Los sistemas quirúrgicos teleoperados podrían reducir en gran medida el trauma, el riesgo de infección y el tiempo de hospitalización involucrados en muchos procedimientos médicos.

Cada vez más, los doctores desarrollan operaciones "mínimamente invasivas", utilizando cámaras de fibra óptica y herramientas delgadas, insertadas en pequeñas incisiones. Dichos procedimientos incluyen la extirpación de la vejiga y la reparación de tendones en la rodilla u otras articulaciones.

Los sistemas quirúrgicos teleoperados avanzados aumentarían las capacidades del cirujano y podrían utilizar los cables musculares de varias formas. Las microherramientas controladas remotamente utilizarían su fuerza para tomar, cortar y sujetar. Otras herramientas insertadas dentro del cuerpo podrían incluir micro-cámaras de alta resolución, en 3-D, a color; luces y herramientas láser.

Los guantes del cirujano contendrían también dispositivos con cable muscular. Cada punta de dedo descansaría sobre un dispositivo de pantalla táctil que crearía sensaciones físicas correspondientes a la fuerza, presión o temperatura encontrada por las pequeñas herramientas remotas. Algunos ejemplos incluyen señalización cuando una pequeña navaja toca el tejido, o indica el pulso en una arteria cuando se mide con una sonda remota.



En otras circunstancias, cuando una herramienta remota encuentra resistencia, los dispositivos retroalimentadores de fuerza en los guantes se resistirían al cerrado de la mano del cirujano. La figura I.3.7.6 da un ejemplo de este dispositivo.



Figura I.3.7.6 Cirugía Teleoperada de Coronaria.

Robots autónomos

Los avances en las computadoras, las máquinas inteligentes y las fuentes de poder móviles podrán, algún día, hacer posibles los robots autónomos capaces de desarrollar una gran gama de tareas. Más que reemplazar las habilidades e inteligencia humanas, estas máquinas serían utilizadas para desarrollar tareas repetitivas, peligrosas o incluso imposibles para los humanos. Los robots como el "Robocrab" de la figura 1.3.7.7, crearía nuevas posibilidades para el diseño y construcción de estructuras a gran escala. Estas máquinas podrían utilizar una forma del software desarrollado por Rodney Brooks y Anita Flynn en el Instituto Tecnológico de Massachusetts. Esta arquitectura de control permite a las máquinas simples exhibir no solo una conducta compleja sino también desarrollar tareas "de la vida real".

Más que decidir la actividad de los robots como un todo, el programa define las funciones para cada parte (articulación, pie, sensor, etc.); cómo responde a otras partes y al mundo externo en diferentes situaciones. Los robots no contienen un "modelo" interno del mundo (como con varios métodos de inteligencia artificial), en su lugar, utilizan varios sensores para "leer" directamente el mundo real ya que "es un buen modelo de sí mismo".

Los grupos de robots autónomos podrían desarrollar tareas complejas y formar una clase de ecología mecánica con varias máquinas llenando huecos especializados. Los "Robocrabs" avanzados podrían incluso desarrollar mantenimiento para otro, y podrían reproducirse construyendo duplicados de sí mismos dando las partes de los componentes básicos.

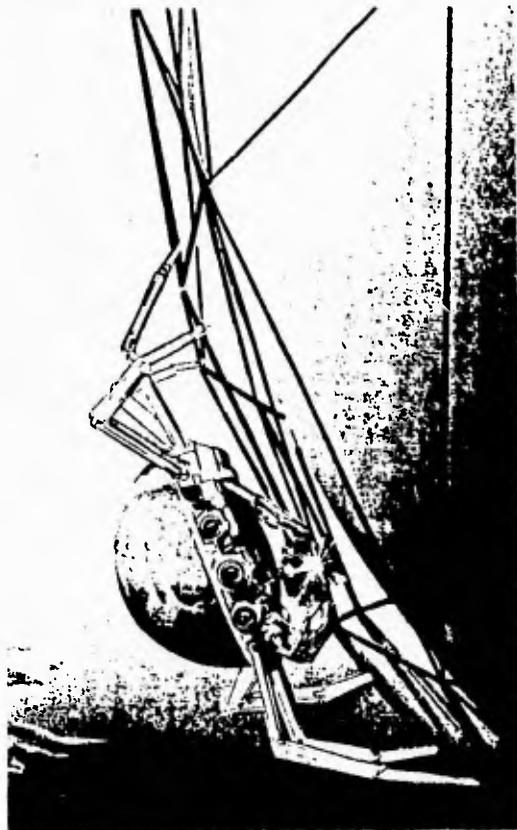


Figura I.3.7.7 Robocraft.

Los "Robocrabs" podrían, algún día, construir cúpulas grandes, ligeras y colocadas libremente que protejan sitios arquitectónicos y arqueológicos, proporcionando condiciones de clima controlado para granjas o pueblos, o cubriendo sitios de alta contaminación para prevenir que se extienda mientras se limpian.

Las esferas rígidas gigantes (figura I.3.7.8), conteniendo millones de partes unidas en un patrón regular, representan el tipo de ingeniería a gran escala bien adaptado para la construcción de equipos de robots autónomos.

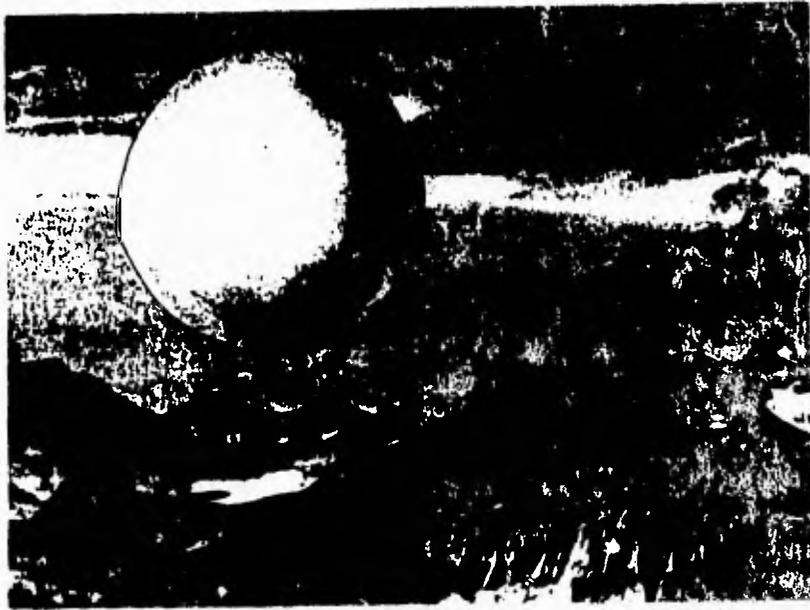


Figura I.3.7.8 Esferas gigantes.

Los robots especializados podrían desarrollar la construcción, mantenimiento, escarvación, demolición, vigilancia, limpieza y otras tareas igualmente difíciles o peligrosas para los humanos y podrían hacerlo realmente sin la supervisión de los humanos. Los robots con alimentación solar podrían ser enviados a la Luna o a Marte para preparar sitios para posteriores arribos de los humanos. La figura 1.3.7.9 muestra los componentes de los sistemas robóticos del "mundo real".

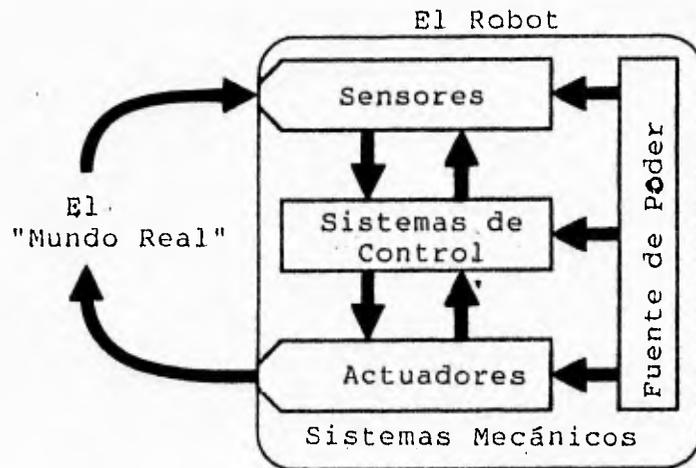


Figura 1.3.7.9 Sistema robótico.

Robots Androides

Por supuesto, la última meta de muchos soñadores de robótica tiende a la creación de robots tipo humano o androides. Por años, los escritores de ciencia ficción y escritores de películas han presentado toda clase de robots. De hecho en los años 20's el dramaturgo Karl Capek inventó la palabra robot a partir de la palabra Czech para el "esclavo del trabajo".

Las historias de Isaac Asimov "Metropolis", "El Día en que la Tierra se Detuvo", "Yo, Robot", "2001, Odisea del Espacio" y "La Guerra de las Galaxias" capturan la imaginación de la gente y siembran expectativas sobre cómo se verán, funcionarán y se comportarán los robots.

Para que las futuras máquinas robóticas alcancen estas expectativas y desarrollen tareas humanas en ambientes humanos, se requerirá de un "cerebro" de computadora mucho mejor que los ya desarrollado, al igual que los grandes avances en mecanismos de robots. Los componentes SMA podrían desarrollar varias funciones en estos robots avanzados.

Los actuadores integrados, los miembros artificiales, las pantallas táctiles y los dispositivos teleoperados presentados anteriormente podrían ser parte de muchos robots sofisticados.

La figura I.3.7.10 muestra un modelo de estos robots androides.



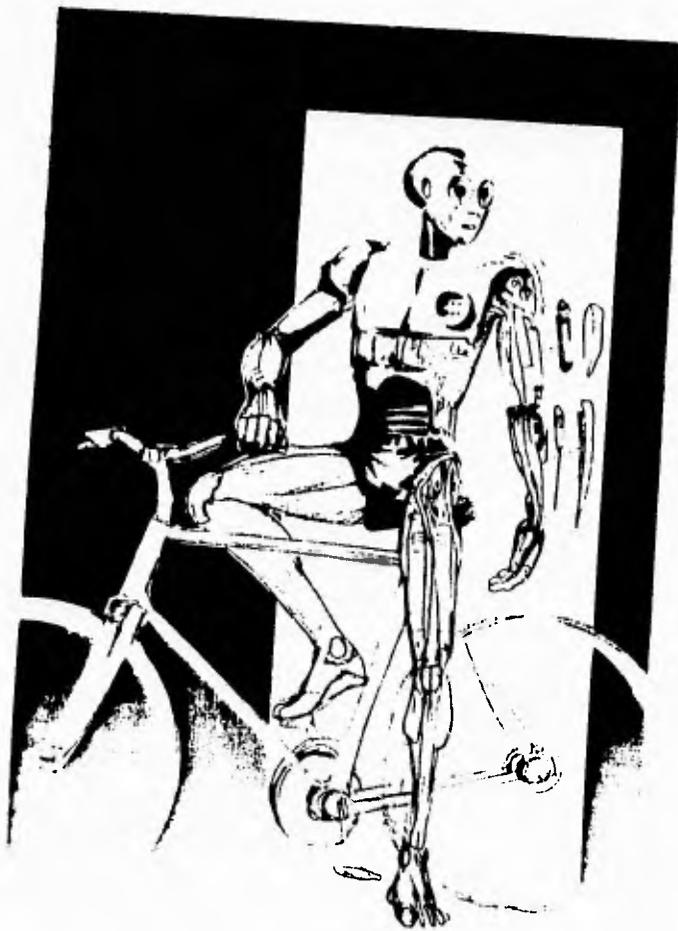


Figura 1.3.7.10 Robot androide.

I.4 MÉTODOS DE MEDICIÓN DE ELONGACIÓN Y CONTRACCIÓN

Introducción

El Flexinol es un material que cambia su longitud dependiendo de las condiciones a las que se somete al ser utilizado. Debido a esta característica de poder alterar sus dimensiones, es conveniente saber, ya que es la propiedad que se pretende explotar en esta tesis, cuáles son los métodos que existen para poder cuantificar la variación en la longitud que sufre el material, con el objeto de poder aprovecharla al máximo en la aplicación que se requiera.

En esta sección se mencionarán los conceptos básicos de las mediciones y de los términos asociados a ellas. También se hará alusión a distintos transductores de desplazamiento existentes y su utilidad en la obtención de los valores de una variable a medir.

La variable de la que se está hablando es la longitud. Ya que la elongación se puede cuantificar mediante la obtención de la diferencia entre la longitud final y la longitud inicial, se mencionarán los posibles métodos para determinar la longitud inicial y la longitud final para así poder obtener la diferencia, es decir, la elongación del material objeto de estudio de este capítulo.

I.4.1 Definiciones

Es importante que, para tener una idea clara de los métodos y técnicas de medición, se conozcan algunas definiciones. A continuación se mencionarán las más importantes.

Medición.- Medir es la acción de comparar una cantidad física con otra conocida que es denominada "patrón". La medición es el resultado de medir.

Instrumento.- Se le llama instrumento a un dispositivo que sirve para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable.

Precisión y exactitud.- A pesar de que estos términos son comunmente confundidos, enseguida se tiene una definición que distingue entre ambas.

Exactitud.- De un instrumento se refiere a la desviación o grado de aproximación de la lectura o cantidad medida respecto a la entrada conocida o real. Generalmente se expresa la exactitud como un porcentaje de la escala completa.

Precisión.- Se tienen dos maneras de expresar este concepto. a) el grado de concordancia dentro de un grupo de mediciones, b) la capacidad de un instrumento de

reproducir una lectura con una exactitud dada.

Para poder ilustrar la diferencia entre estos dos conceptos se pueden comparar dos voltímetros de la misma marca y modelo. Ambos medidores tienen agujas delgadas, escalas con espejo para evitar el paralaje, y escalas calibradas exactas, por consecuencia se pueden leer con la misma precisión. Si el valor de la resistencia en serie de uno de los dos medidores cambia considerablemente, la lectura puede tener un error notable. Así, la exactitud de ambos puede ser muy diferente. O bien, suponiendo que con uno solo de los medidores se quiere conocer el valor de una tensión de 100V. Se hacen cinco mediciones que arrojan como resultado 105, 103, 104, 105 y 103 V. Se nota que se puede contar con una medición con una exactitud mayor al 5% aunque se tiene una precisión de $\pm 1V$ ya que la desviación máxima de la lectura media de 104 V es 1 V nada más.

La exactitud se puede corregir con calibración, la precisión depende del aparato con el que se cuente.

Sensibilidad y cifras significativas.- Otro de los conceptos involucrados es el de sensibilidad que se define como la relación de la señal de salida o respuesta del instrumento respecto al cambio de la entrada o variable medida. También se tiene el de las cifras significativas que proporcionan mayor información de la precisión de un instrumento. A mayor cantidad de cifras significativas, mayor precisión.



Errores.- Es claro que si se habla de los conceptos de exactitud, precisión, sensibilidad, etc., es porque al hacer mediciones existen diferencias entre los valores que se obtienen al hacerlas y los que en realidad tiene la variable que se mide. Estas diferencias se pueden clasificar de acuerdo a la causa que las provoca o de la magnitud que tienen. De cualquier manera, es necesario determinar las diferencias a las que se denominan como errores.

Como es imposible tener mediciones de una exactitud perfecta, es necesario conocer cuáles son las causas de los errores para estar en condiciones de reducirlos. En seguida se muestra una clasificación de los errores y se mencionan métodos para reducirlos.

Los errores se pueden clasificar de acuerdo a las fuentes de donde provienen en tres categorías principales:

Errores gruesos.- Son en gran parte de origen humano como pueden ser la mala lectura de los instrumentos, ajuste incorrecto, aplicación inapropiada y equivocaciones en los cálculos. La corrección de este tipo de errores se consigue con un conocimiento adecuado de los equipos de medición, con la rotación de los lectores en las mediciones o evitando al máximo la intervención humana en la realización de las mismas.

Errores sistemáticos.- Se deben a fallas de los instrumentos, como partes defectuosas o gastadas, efectos ambientales sobre el equipo del usuario, etc. Para poder corregir estos errores es necesario darle mantenimiento regular a los equipos, repararlos cuando sea necesario y, para los efectos ambientales, tener a los instrumentos alojados en lugares apropiados y libres de humedad, ruido, rayos solares, etc.

Errores aleatorios.- Ocurren por causas que no se pueden controlar y por lo tanto, son difíciles de corregir. Una manera de reducir su efecto es hacer mayor cantidad de mediciones o utilizar el análisis estadístico para obtener la mejor aproximación al valor real.

Calibración- La calibración de todo instrumento de medición es de suma importancia porque permite verificar el instrumento contra un patrón conocido y reducir, por lo tanto, los errores de exactitud. Los procedimientos de calibración dependen de cada instrumento de medición pero todos implican una comparación del instrumento particular con: 1) un patrón primario; 2) un patrón secundario con mayor exactitud que el que se calibra y 3) con una fuente de entrada conocida.

Estándares- Con el fin de que los investigadores en distintas partes del mundo puedan comparar los resultados de los experimentos que realizan con bases consistentes, se requiere establecer ciertas unidades "patrón" o estándares de longitud, peso, temperatura, tiempo y magnitudes eléctricas. Estas unidades patrón son aquéllas que

definen a una magnitud constante para una variable física determinada de manera que, en cualquier lugar, tenga el mismo valor.

Existe una Conferencia Internacional de Pesos y Medidas (International Bureau of Weights and Measures), en Sévres, Francia, que regula los estándares a utilizarse a nivel mundial. Por otro lado existe un Sistema Internacional de Unidades que incorpora las unidades patrones de las distintas variables más aceptadas en el mundo entero.

1.4.2 Sistema Generalizado de Medidas

Casi todos los sistemas de medición se pueden dividir en tres etapas:

1. Una etapa de detector-transductor que se encarga de detectar la variable física sobre la cual se desea tener conocimiento, y realiza una transformación mecánica o eléctrica para convertir la señal en una forma más práctica. De forma general, un transductor es un dispositivo que transforma un efecto físico en otro. Sin embargo, la mayoría de las ocasiones, la variable física de interés se transforma a una señal eléctrica, que es la que se mide con mayor facilidad.
2. Una etapa intermedia, que modifica la señal amplificándola, filtrándola, etc., de manera que esté disponible en forma deseable.
3. Una etapa de terminación que registra, controla o indica la variable que se mide.

Como ya se ha comentado, los sistemas de medición, en general, cumplen con los tres puntos arriba mencionados. Así, el sistema que se emplearía para medir las elongaciones o contracciones del material que se pretende utilizar en esta tesis, tendrá que cumplir con ellos.

Conceptos básicos en las mediciones dinámicas

Dentro de las mediciones se pueden encontrar dos tipos. Una medición "estática" de una cantidad física se efectúa cuando la cantidad no cambia con el tiempo. La deflexión de una viga con una carga constante puede considerarse una deflexión estática; sin embargo, si se presentan vibraciones en ella, la deflexión cambia con el tiempo y la medición puede complicarse.

Muchas mediciones experimentales se realizan en circunstancias tales, que se cuenta con tiempo suficiente para que el sistema de medición alcance un estado estacionario y, por lo tanto, no es necesario preocuparse por el comportamiento de estado no estacionario. Sin embargo en algunos casos, es necesario medir variables que efectivamente varían con el tiempo. Para estas situaciones, es necesario conocer la frecuencia a las cuales se encontrará sometida la variable a medir y la respuesta en frecuencia que tenga el aparato utilizado para llevar a cabo la medición. Todo lo anterior, para evitar los errores que se podrían presentar por comportamientos inesperados de los dispositivos involucrados a ciertas frecuencias, eligiendo éstos adecuados para cada caso.

1.4.3 Transductores

Como ya se mencionó en el inciso anterior, una de las etapas con las que cuenta un sistema de medición es el detector-transductor.

Los transductores se pueden definir de la siguiente manera: "un transductor es un dispositivo que al ser afectado por la energía de un sistema de transmisión, proporciona energía en la misma forma o en otra a un segundo sistema de transmisión". Esta transmisión de energía puede ser eléctrica, mecánica, química, óptica o térmica.

Los transductores se pueden clasificar según la aplicación que tengan, el método de conversión de energía, naturaleza de la señal de salida, etc. Generalmente todas estas clasificaciones terminan en un área en que se superponen.

De cualquier manera, por el momento, no se hará una clasificación de los transductores, sino que solamente se mencionarán los que de alguna forma interesen debido a sus principios de operación y la aplicación que conviene.

Lo que se puede decir es que la mayoría de los transductores a los que se hace referencia, tienen principios eléctricos.



Cabe mencionar también que, ya que la meta es conocer cómo se elonga o contrae el "Flexinol", que finalmente se traduce en un cambio de longitud, se comentará sobre aquellos dispositivos que de alguna manera permitan cuantificar longitudes.

a) Transformador diferencial

El transformador diferencial o también conocido como LVDT tiene una construcción básica como la que se muestra en la figura 1.4.3.1.

Consta de tres devanados, un primario y dos secundarios que se colocan en un arreglo lineal a los extremos del primario. Estos cuentan con un número igual de vueltas pero están conectados en oposición y en serie, de forma que las fem's inducidas en las bobinas se oponen entre sí.

También se cuenta con un núcleo móvil en el centro de las bobinas que tiene la facultad de desplazarse libremente.

La bobina del primario es excitada con corriente alterna y el voltaje en los secundarios depende del acoplamiento magnético que tengan éstos con el núcleo. Dicho acoplamiento depende, a su vez, de la posición del núcleo. Así, al sufrir el núcleo un desplazamiento causado por alguna fuerza externa, la fem inducida en la bobina que

se encuentra en el lado hacia el cual se movió el núcleo, será mayor que en la otra y, por consiguiente, el voltaje de salida resultante estará en fase con tal bobina y tendrá una magnitud igual a la diferencia entre ambas fem's inducidas.

Es conveniente el utilizar el transformador manteniendo al núcleo cerca del centro de manera que la salida sea aproximadamente lineal. También tenemos que mencionar que las características de inercia del dispositivo limitan la respuesta en frecuencia de los LVDT. Por lo general, la frecuencia del voltaje de excitación debe ser diez veces la respuesta en frecuencia deseada.

Estos dispositivos se fabrican comercialmente en una variada gama de tamaños y tienen aplicación en diversos campos.

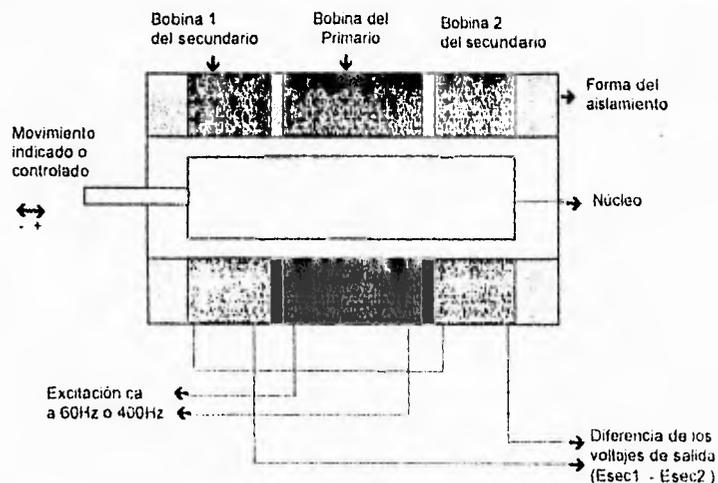


Figura I.4.3.1 Transformador Diferencial

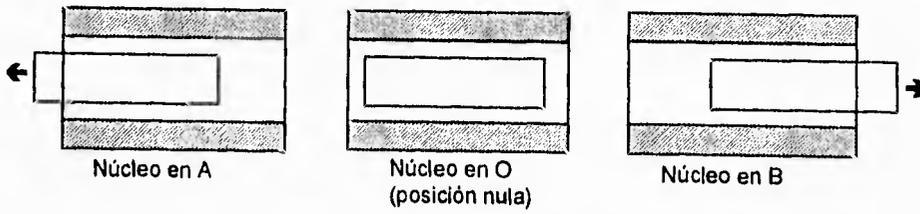
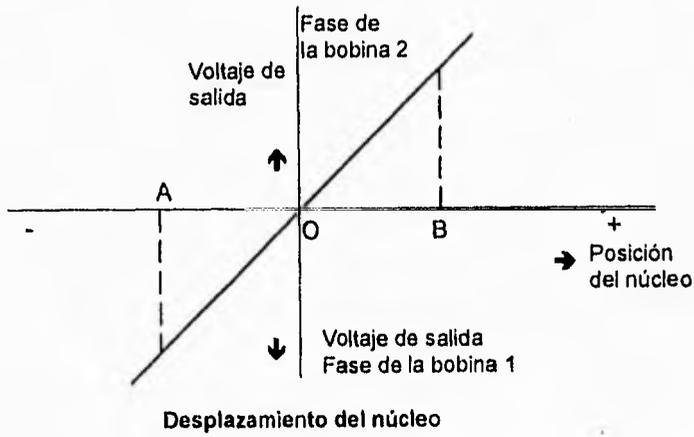


Figura I.4.3.1 Transformador diferencial.

b) Capacitivos

Como se sabe, la capacitancia tiene directa dependencia con la construcción del capacitor. Uno de los capacitores mejor conocidos es el de placas paralelas en donde, aparte del área de las placas, se tienen dos características físicas que definen el valor de la capacidad del dispositivo. Estas dos características son, la distancia entre las placas y el dieléctrico que se encuentra entre ambas. De esta manera, la capacitancia de un capacitor de placas paralelas está dada por:

$$C = \frac{kAE_0}{d}$$

donde A=área de cada placa en m²

d = distancia entre placas en m

E₀ = 9.85x10¹² F/m

k = constante dieléctrica

Este principio se aplica al transductor capacitivo de la figura 1.4.3.2. Una fuerza, aplicada a un diafragma que funciona como una de las placas de un capacitor simple, cambia la distancia entre el diafragma y la placa estática. El cambio resultante en capacitancia se puede medir con un puente de c.a., aunque usualmente se hace con un circuito oscilador.



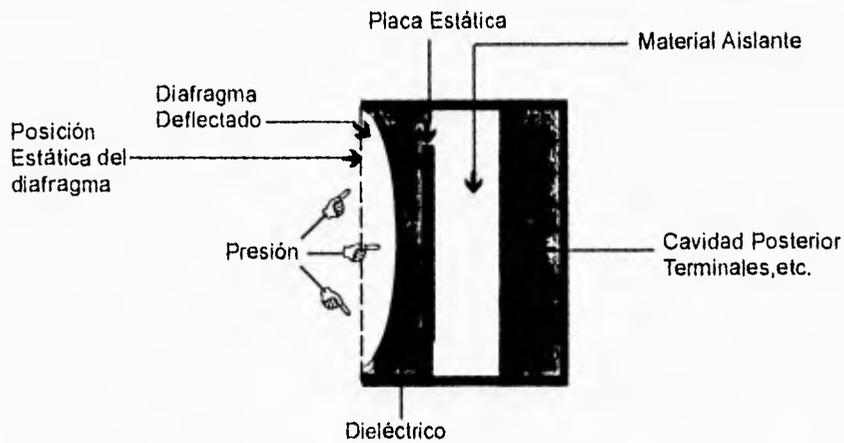


Figura I.4.3.2 Transductor capacitivo.

El transductor, como parte del oscilador, provoca un cambio en la frecuencia del oscilador. Este cambio de frecuencia es una medida del desplazamiento o de la fuerza que lo provocó.

En general la impedancia de salida de un transductor capacitivo es alta, lo que puede requerir un diseño cuidadoso de los circuitos de salida.

El transductor capacitivo tiene una excelente respuesta en frecuencia por lo que puede emplearse en la medición de fenómenos estáticos y dinámicos. Sus desventajas son la sensibilidad a cambios de temperatura y la probabilidad de que se presenten señales erráticas debido a terminales de gran longitud.

c) De ionización

El transductor de ionización consta de un tubo con un gas a baja presión y de un generador de RF que aplica un campo a este gas. Resultado del campo es que se crea una descarga brillante en el gas y los dos electrodos con los que cuenta detectan una diferencia de potencial en el plasma del gas. La diferencia de potencial depende del espaciamiento de los electrodos y del acoplamiento capacitivo entre las placas; el potencial de los electrodos es el mismo, pero al desplazarse el tubo de su posición central se crea una diferencia de potencial de cc; por lo tanto, el transductor de ionización es útil para medir el desplazamiento.

d) Digitales de desplazamiento

En la figura 1.4.3.3 se muestran dos tipos de transductores digitales de desplazamiento, uno de desplazamiento angular y uno de desplazamiento lineal.

El de desplazamiento angular está formado por una rueda giratoria que tiene una serie de ranuras. A través de ella pasan la luz que proporciona una fuente luminosa en uno de los lados. En el otro, se encuentra un fotodetector que recibe la luz de la fuente al pasar por las ranuras en cierta posición. Esta señal es recogida y amplificada para después ser llevada a un contador que nos da un desplazamiento angular que es proporcional a el número de ranuras que pasaron por el punto donde se encuentra el fotodetector.

El otro transductor es uno conformado por una fuente de luz, una serie de cintas reflejantes pegadas en la superficie móvil y un fotodetector. La fuente de luz es

constante, pero el reflejo de ella sólo se presenta cuando incide en un trozo de la cinta reflejante. En ese momento el fotodetector capta la luz y se amplifica para después ser contada. El desplazamiento es proporcional a el número de pulsos que son contados y la velocidad de desplazamiento lo es a la frecuencia de los pulsos contados.

Para cualquiera de los dos casos se tendrá una mejor medición del desplazamiento a medida de que se aumenten el número de ranuras o cintas.

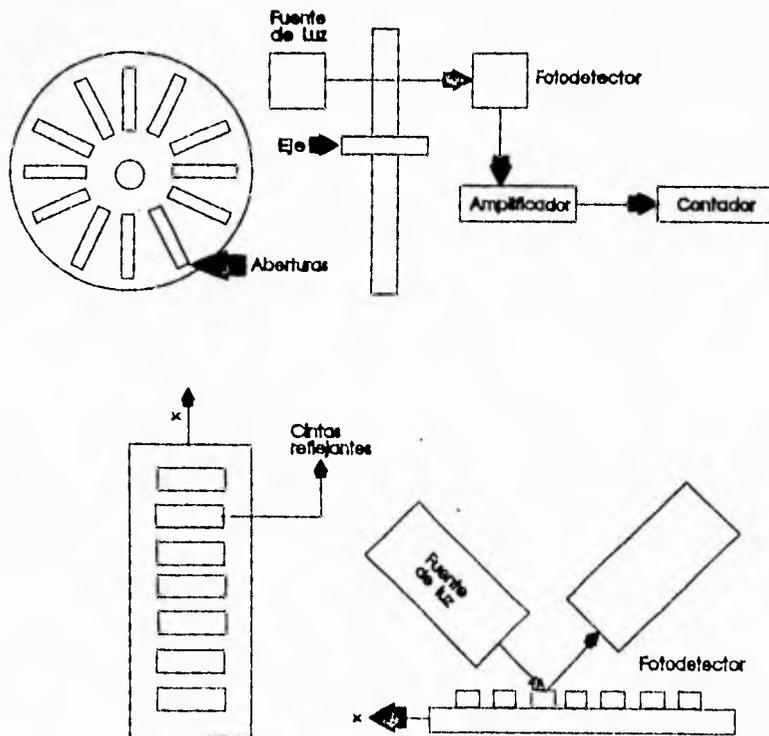


Figura I.4.3.3 Transductor digital de desplazamiento.

e) Inductivo

Este tipo de transductores nos recuerdan los transformadores diferenciales variables ya que utilizan un principio similar para operar.

Este tipo de dispositivo opera con una o dos bobinas y una armadura ferromagnética que se desplaza dependiendo de una fuerza externa. La bobina sirve como parte de un oscilador LC cuya frecuencia variará de acuerdo a el desplazamiento del elemento móvil.

La histéresis del aparato se limita a los componentes mecánicos y si se utiliza un diafragma como elemento sumador de fuerza, puede formar parte del circuito magnético.

El transductor inductivo responde a mediciones estáticas y dinámicas, y tiene una resolución continua y una salida alta pero, su respuesta en frecuencia se limita por la construcción del elemento sumador de fuerza y los campos magnéticos externos pueden afectar las mediciones.

1.4.4 Comparación de los instrumentos analógicos y digitales.

Puede suponerse que cada vez más se utilizarán los instrumentos digitales ya que cada vez más los fabrican de tal manera. Sin embargo hay que reflexionar al respecto. Por ejemplo, al balancear un circuito para tener una condición nula, un instrumento analógico puede ser más fácil de usar. Cuando se usa un panel de instrumentos para indicar las condiciones de operación en una planta compleja, los instrumentos analógicos son más fáciles y rápidos de leer que una serie de indicaciones digitales. Para aplicaciones baratas resulta más conveniente el uso de instrumentos analógicos al menos por un tiempo pero, las mediciones digitales dan la gran ventaja ofrecen la enorme posibilidad de manejarlas por computadora lo cual agiliza los cálculos y registros, programación y control de las variables involucradas en un proceso cualquiera que éste sea.

1.4.5 Medición de Desplazamiento y Dimensiones

Las mediciones de desplazamiento implican el movimiento de un objeto de un punto a otro y las mediciones dimensionales son mediciones del tamaño de un cuerpo. Se verá a continuación algunas formas de medición de los tamaños de los cuerpos, especialmente de la longitud que para nuestro caso es la dimensión que aplica. Más tarde se comentará acerca de la utilización de otros dispositivos, como los transductores del punto anterior y otros más, que se podrían utilizar con el mismo propósito.

I.4.5.1 Mediciones dimensionales

Todas las mediciones dimensionales se relacionan con los estándares. Las mediciones con una exactitud de ± 0.25 mm pueden hacerse con escalas metálicas graduadas, o reglas de madera que tienen marcas grabadas con exactitud; para mediciones dimensionales grandes, las cintas metálicas son más convenientes. Por lo general, los errores de dichos dispositivos además de los de lectura, son resultado de la expansión o contracción térmica de la escala. Sin embargo, estos errores son fijos y pueden corregirse con facilidad cuando se conoce la temperatura.

Los calibradores de Vernier son una variación de las reglas o escalas metálicas, que mejoran la lectura de este instrumento. Estos calibradores son mucho más exactos que las escalas metálicas pero solamente sirven para medir longitudes relativamente pequeñas.

Los calibradores micrométricos son aún más precisos que los calibradores Vernier pero, a su vez, están limitados en las longitudes que pueden medir.

Existen modificaciones de los instrumentos anteriores en las que cuentan con una pantalla de cristal líquido en donde se tiene una representación numérica del valor de la medición.

Los indicadores de carátula son dispositivos que realizan una amplificación mecánica del desplazamiento de un manecilla o seguidor con el objeto de medir desplazamientos cercanos a 0.0025mm. Estos indicadores contienen una cremallera de engrane, conectada a un eje sensor de desplazamiento; esta cremallera engrana con un piñón que se usa para amplificar el movimiento mediante un tren de engranes.

Algunos de estos medidores pueden tener una variación para usarse en medición de rugosidad en superficies planas o para medir dilatación lineal en un pirómetro.

1.4.5.2 Métodos ópticos. El interferómetro

Un método óptico para medir dimensiones con mucha exactitud está basado en el principio de interferencia de la luz. El instrumento llamado interferómetro se usa en la calibración de los bloques calibradores y otros estándares dimensionales. Considérense los dos conjuntos de haces de luz que se muestran en la figura 1.4.5.2.1. En el inciso a) los dos haces están en fase, de manera que la brillantez en el punto P aumenta cuando ambos se intersectan. En el inciso b), los haces están fuera de fase por media longitud de onda, de modo que se observa que los haces se "cancelan" y se dice que las ondas de luz se interfieren.

El efecto de la cancelación se realiza al permitir que dos ondas de luz de una sola fuente viajen a lo largo de trayectorias de longitudes diferentes. Cuando la diferencia

en la distancia es un múltiplo entero de las longitudes de onda, hay un refuerzo de las ondas, mientras que, cuando la diferencia en las distancias es un múltiplo impar, existe una cancelación.

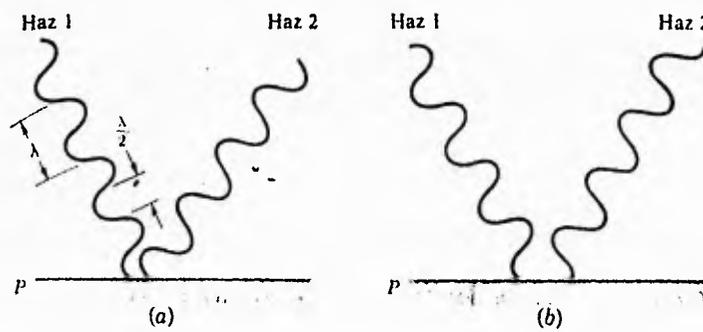


Figura I.4.5.2.1 Principios de interferencia.
(a) Hazes en fase; (b) hazes fuera de fase.

Si ahora se aplica este principio a las mediciones dimensionales se puede ver que la figura I.4.5.2.2 muestra dos placas paralelas de las cuales una es de vidrio transparente, libre de esfuerzos internos, pulida, plana, con exactitud de unas cuantas pulgadas. La otra placa tiene una superficie metálica reflejante.

Se proyectan haces de luz paralelos A y B en las placas mediante una fuente adecuada colimada. Se supone a la distancia entre las placas muy pequeña. El haz reflejado A interseca el haz incidente B en el punto P. Como el haz A viajó más que el B por una distancia de $2d$, se creará una interferencia en el punto P si esta distancia es un múltiplo impar de $\lambda/2$. Si la distancia es un múltiplo par de $\lambda/2$, el haz reflejado refuerza al haz B. Por lo tanto para los múltiplos impares de $\lambda/2$, la pantalla S no detecta luz reflejada.

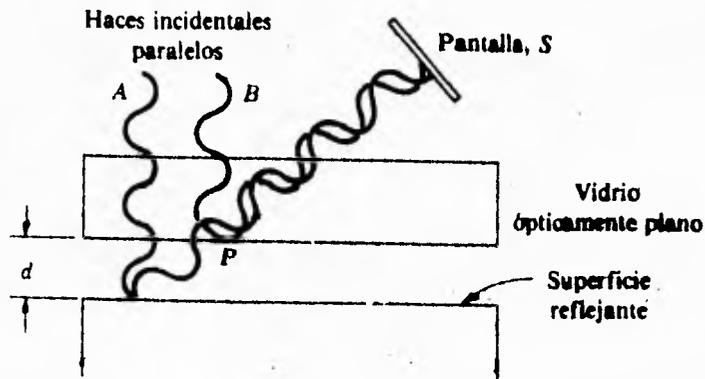


Figura I.4.5.2.2 Aplicación del principio de interferencia.

Ahora considérense las mismas placas paralelas pero con una ligera inclinación de modo que la distancia entre las placas es una variable. Se ven los haces de luz reflejados y aparecen regiones alternadas iluminadas y oscuras en la pantalla, indica la

variación en el espaciamiento entre placas. Las líneas oscuras se llaman franjas, y el cambio en la distancia de separación entre las posiciones de las dos franjas corresponde a

$$\delta(2d) = \frac{\lambda}{2}$$

Para fines prácticos, se emplea el interferómetro como se indica de forma esquemática en la figura I.4.5.2.3 en la cual se puede ver que una luz monocromática de la fuente se colima mediante la lente L en la placa divisora S2, la cual es un espejo medio plateado que refleja la mitad de la luz hacia el espejo M ópticamente plano y permite la transmisión de la otra mitad hacia la pieza de trabajo W. Los dos haces se reflejan, se recombinan en la placa divisora S2 y se transmiten a la pantalla.

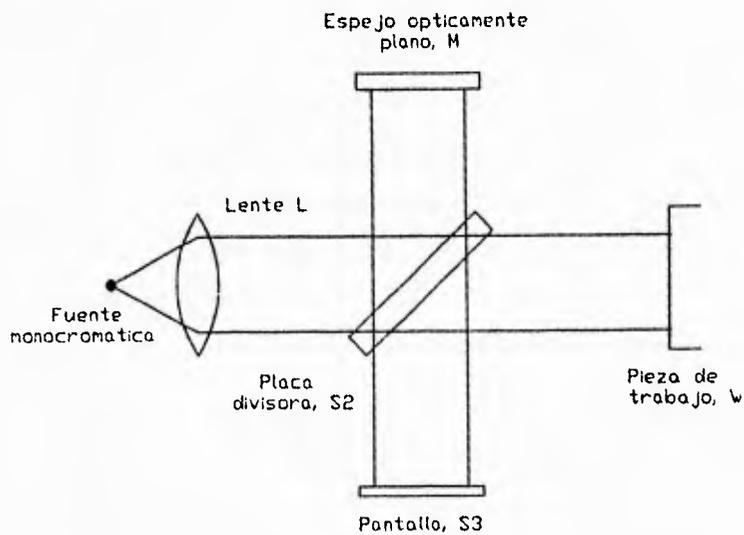


Figura I.4.5.2.3. Interferómetro

1.4.5.3 Conclusiones

Después de estudiar los diferentes métodos de medición de dimensiones y desplazamientos. De observar los elementos que forman parte de un sistema de medición y de los diferentes tipos de transductores que se pueden considerar para el propósito establecido al inicio de este tema, se puede concluir que es necesario encontrar formas alternativas para efectuar las mediciones como algunos métodos que empleen el uso de rayos láser y computadoras. Una opción que se considera como la optima por ser práctica, económica y estar al alcance de los que realizan este trabajo será la que se adoptará y que parece un tanto primitiva y no muy precisa.

Debido a las características del material como son su pequeñísimo diámetro y su flexibilidad, así como su comportamiento dinámico, no queda más que utilizar una variación de un método convencional. El uso de una regla o escala de algún material como aluminio o madera y la sujeción de un peso en un extremo del material y un punto fijo en el otro. El sistema se dejará colgar libremente y se le aplicarán voltajes de manera que se contraiga. Ya que la contracción dura un tiempo suficiente, se medirá visualmente cuál fue la distancia que se contrajo el material comparándola con la escala.

CAPÍTULO II

Herramientas para el Proyecto

PAGINACION VARIA

COMPLETA LA INFORMACION

II.1 LA FAMILIA DEL MICROCONTROLADOR HC11

El propósito de este tema es analizar las características y las formas de funcionamiento del microcontrolador 68HC11, el cual contiene tres partes principales: a) Convertidor analógico digital, b) unidad central de procesamiento y c) Direccionamiento.

Mediante el diagrama de bloques presentado en la figura II.1.1 se pueden observar las partes principales de esta familia de microcontroladores.

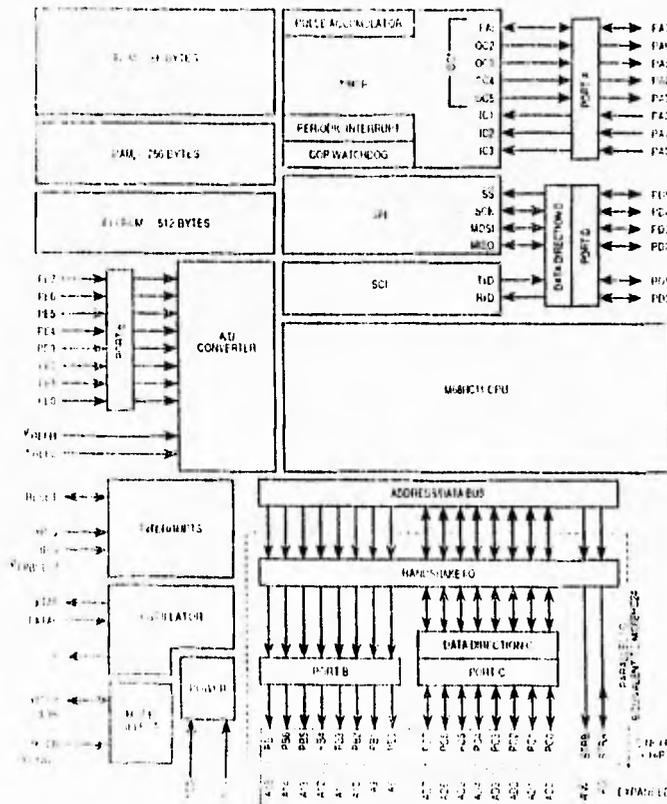


Figura II.1.1 Diagrama de bloques de las partes principales de los MCU's.

La tabla II.1.1 muestra los diferentes miembros de la familia de microcontroladores MC68HC11, indicando además algunas características para cada uno de ellos.

Microcontrolador	EPROM	ROM	EEPROM	RAM	Registro CONFIG
MC68HC11A8	-		512	256	\$0F
MC68HC11A1	-	-	512	256	\$0D
MC68HC11A0	-	-	-	256	\$0C
MC68HC811A2	-	-	2 k	256	\$FF
MC68HC811A8	-	-	8 k + 512	256	\$0F
MC68HC11E9	-	12 k	512	512	\$0F
MC68HC11E1	-	-	512	512	\$0D
MC68HC11E0	-	-	-	512	\$0C
MC68HC811E2	-	-	2 K	256	\$FF
MC68HC711E9	12 K	-	512	512	\$0F
MC68HC11D3	-	4 K	-	192	N/A
MC68HC711D3	4 K	-	-	192	N/A
MC68HC11F1	-	-	512	1 K	\$FF

Notas:

1. La EEPROM se relocaliza al inicio de cualquier página de memoria de 4 k
La relocalización se hace con los cuatro bits superiores del registro CONFIG
2. El valor del registro CONFIG en esta tabla muestra el valor programado por Motorola

Tabla II.1.1 Comparación entre microcontroladores de la familia HC11

II.1.1 Arquitectura

En esta parte se mencionarán las funciones de cada pata o terminal de la unidad microcontroladora (MCU) MC68HC11, información acerca del uso práctico de cada una, la conexión básica de un solo chip y el modo expandido.

II.1.1.1 Nombre de la terminal

La figura II.1.1.1.1 da la asignación de cada terminal y las diferentes familias del MC68HC11.

Los datos mecánicos, los rangos de temperatura, de operación y otros se encuentran en el sumario técnico.

El MC68HC11A8 cuenta con 52 terminales, el chip está hecho de plástico (leaded chip carrier PLCC), también otra versión que contiene 48 terminales en línea (DIP) con una cubierta de silicio para ambos integrados. Tiene 4 terminales de entrada para el convertidor analógico-digital (A/D) y éstas no pueden ser usadas como salidas. El MC68HC11A1 y el MC68HC11A0 también en encapsulado cuadrado, como el MC68HC11A8, excepto que el registro de configuración no es volátil, se puede escoger con memoria de solo lectura (ROM) o también se puede borrar el programa eléctricamente de la ROM (EEPROM).

Esta versión es idéntica al MC68HC11A8 como se ve en la figura II.1.1.1.1 que muestra cómo se encuentran asignadas las terminales del MC68HC11A8 en las versiones PLCC y 48 terminales.

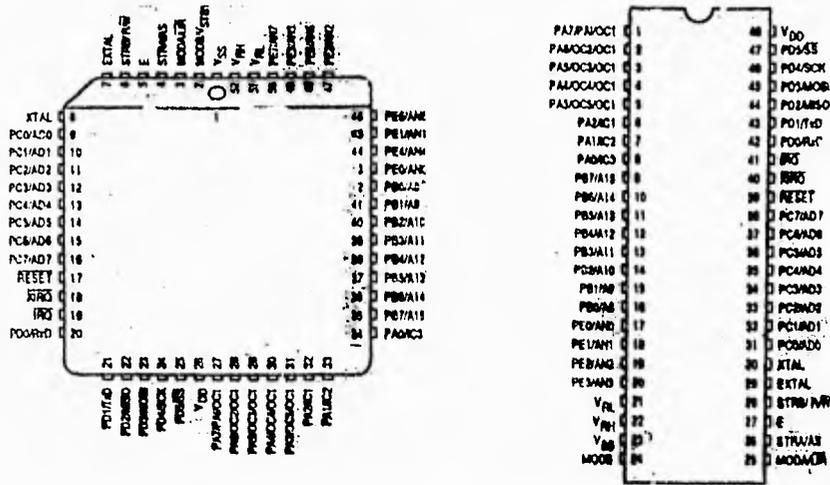
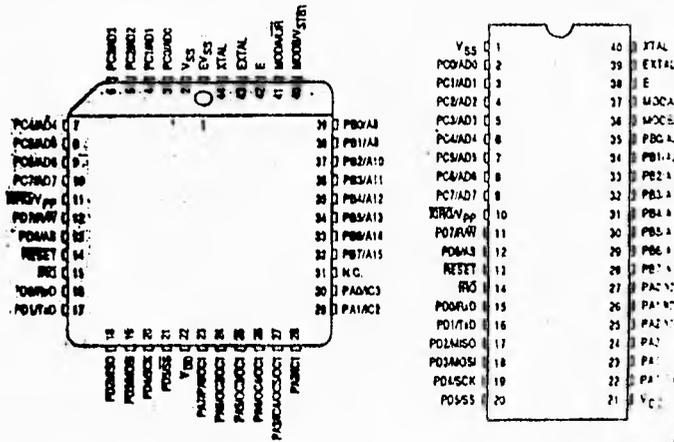


Figura II.1.1.1.1 Asignación de terminales en el MC68HC11A8.

El MC68HC11D3 se encuentra habilitado con 44 terminales y también se tiene en la versión PLCC con 44 terminales DIP, que también son de silicio, para la versión PLCC tiene dos comparadores de salida y un Vss extra, también llamado EVVss. El MC68HC711D3 trabajando funcionalmente es equivalente pero con la diferencia de que éste cuenta con 4 Kbytes de memoria EPROM y en consecuencia se puede almacenar más información en ROM. El MC68HC711D3 está habilitado con un puerto programable de solo una vez, puede venir todo el circuito integrado cerrado con plástico opaco o con una ventana de cerámica para las aplicaciones que se requieran.

En la figura II.1.1.2 se muestran dos tipos de MCU's: el MC68HC11D3/711D3 con 44 terminales tipo PLCC y el de 40 terminales tipo DIP.



MC68HC711E9 está habilitado con un programa de un solo tiempo, viene en un circuito integrado de plástico opaco o con una ventana de cerámica.

La figura II.1.1.1.3 muestra la asignación de las 52 terminales del MC68HC11E9/711E9.

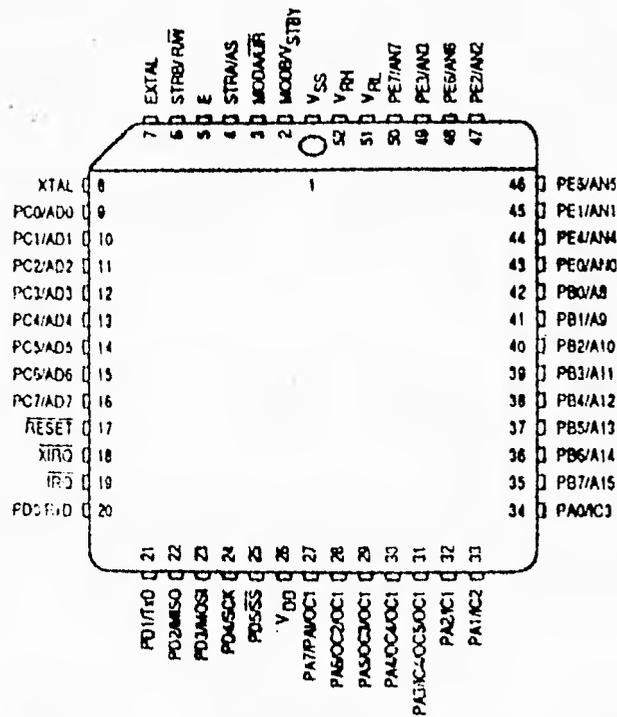


Figura II.1.1.1.3 Asignación de terminales del MC68HC11E9/711E9.

El MC68HC11F1 está disponible con 68 terminales y solo se tiene en la versión PLCC. El MC68HC11F1 es la primera versión de la familia M68HC11 que cuenta con un bus de direcciones/datos no multiplexado. En suma, este MCU incluye 1 Kbyte de RAM

interna y selecciones de chip inteligentes para una conexión simple a un programa en memoria externa, sin necesidad de un chip lógico adicional para la conexión. Otros periféricos internos son similares al MC68HC11E9. La figura II.1.1.1.4 muestra la asignación de terminales correspondiente al MC68HC11F1 en encapsulado PLCC de 68 terminales.

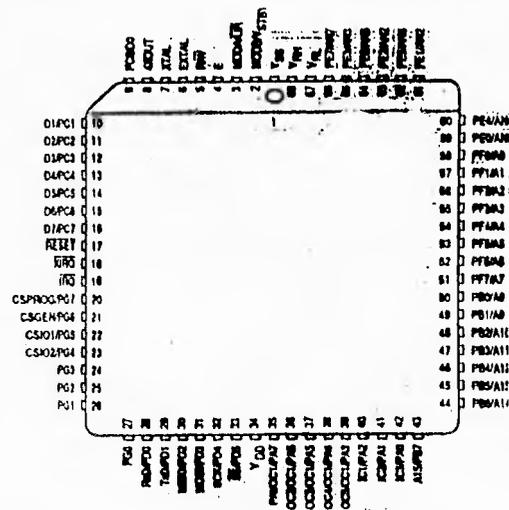
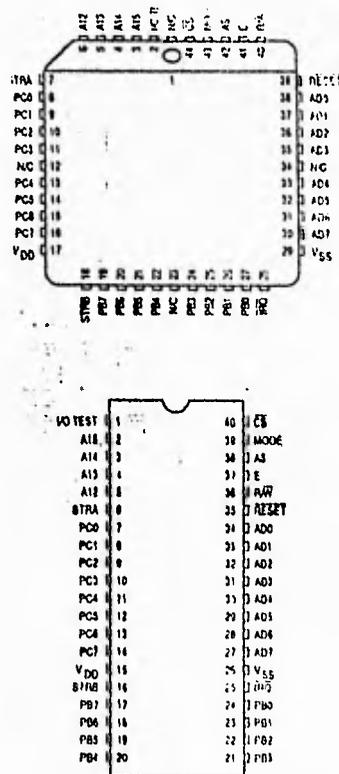


Figura II.1.1.1.4 Asignación de terminales del MC68HC11F1.

II.1.1.2 MC68HC24, unidad de reemplazo de puerto

El MC68HC24 está disponible en encapsulado PLCC de 44 terminales o DIP de 40 terminales. La figura II.1.1.2.1 muestra las dos versiones.



II.1.2 Principios de Operación

II.1.2.1 Fuentes de alimentación de las terminales (VDD y Vss).

La alimentación es aplicada al MCU directamente en algunas de las terminales con un voltaje regulado ya que de no ser así se dañaría fácilmente el microcontrolador. El VDD es la alimentación de entrada positiva y el Vss es la tierra (GND).

El MC68HC11A8, usa una sola fuente de alimentación, pero en algunas aplicaciones pueden ser opcionales algunas fuentes, como para la referencia del convertidor analógico-digital (A/D) y/o para el batería de respaldo de la memoria RAM interna. Esta alimentación adicional es opcional si el MCU incluye RAM y A/D ya que puede operar con sólo 5 V de alimentación nominal.

Dado que el MC68HC11A8 es un dispositivo CMO's, se presentan señales de transición muy rápidas en algunas terminales. Aún cuando el MCU se opera a velocidades bajas, se presentan pequeños rizados y tiempos de caída. Dependiendo de la carga en estas señales rápidas, se pueden presentar demandas de corriente de corta duración en la fuente del MCU, se debe tener especial cuidado de proporcionar una buena derivación de alimentación en el MCU.

II.1.2.2 Terminales de selección de modo (MODB/Vstby y MODA/LIR')

La terminal modo B/fuente de espera de RAM (MODB/Vstby), funciona como una entrada de selección de modo y como una fuente de alimentación de espera. La terminal modo A/registro de carga de instrucción (MODA/LIR') es utilizada para



Capítulo II

seleccionar el modo de operación del MCU mientras éste está en reset, y opera como una señal de salida de diagnóstico mientras el MCU está ejecutando instrucciones.

El modo hardware, selecciona los mecanismos de inicio con los niveles lógicos en las terminales MODA y MODB, mientras el MCU está en estado de reset. Los niveles lógicos en las terminales MODA y el MODB están dentro del MCU, vía un ciclo cerrado. Los niveles de captura son aquéllos que se presentaron a partir de un ciclo de reloj antes de conectar la terminal de reset, lo que asegura que haya un cero en las terminales de selección de modo. Los niveles capturados determinan el estado lógico de los bits de control del modo especial (SMOD) y del modo de selección A (MDA) en el registro de interrupción de mayor prioridad (HPRIO). Estos dos bits controlan el circuito lógico involucrado en el hardware de selección de modo. El modo A selecciona entre un modo de un solo chip y el modo expandido. El modo B selecciona entre la variación normal y la variación especial del modo de operación seleccionado.

El modo bootstrap es la variación especial del modo de chip simple y la prueba especial es la variación del modo expandido. La tabla II.1.2.2.1 muestra la operación de las terminales y los bits de control de modo.

Entradas		Descripción de modo	Bits de control en HPRIO (asegurados en el RESET)			
MODB	MODA		RBOOT	SMOD	MDA	HRB
1	0	Chip único normal	0	0	0	0
1	1	Expandido normal	0	0	1	0
0	0	Bootstrap especial	1	1	0	1
0	1	Prueba especial	0	1	1	1

Tabla II.1.2.2.1 Resumen del hardware de selección de modo



Después de que el reset se presiona, la terminal del modo de selección no influye en gran medida en la operación del MCU. La terminal MODA sirve de función alternativa del registro de instrucción de carga (LIR'), cuando el MCU no está en reset.

La terminal de salida de drenado abierto activada en bajo, permanece en bajo durante el primer ciclo E de cada instrucción. La terminal MODB sirve como función alternativa de una fuente de alimentación de modo standby (Vstby) y mantiene el contenido de la RAM la cual no requiere de una fuente de alimentación adicional.

La función LIR' sirve para monitorear un analizador lógico durante la depuración de un sistema, dado que este indicador de estado muestra donde inicia cada instrucción, los programas se pueden seguir fácilmente.

Los niveles de selección del modo A y los estados del LIR', fueron elegidos para prevenir interferencia entre las funciones activas de la terminal. En aplicaciones de chip simple, esta terminal se conecta solamente a Vss. Dado que la salida de LIR' es del drenado abierto, no existen conflictos entre la conexión directa del Vss y la señal de cada instrucción. No hay una razón práctica para monitorear al LIR' durante los modos de chip simple, porque no existe visibilidad hacia los buses de datos internos y direcciones.

II.1.2.3 Configuración

El registro CONFIG es un registro de control utilizado para habilitar y deshabilitar la ROM, la EEPROM, el sistema supervisor del funcionamiento apropiado (COP) y, opcionalmente, la característica de seguridad de la EEPROM del MCU. Al contrario de otros registros de control, el CONFIG retiene su contenido aún cuando no exista alimentación en el MCU. El contenido se mantiene cuando el MCU es removido completamente de un sistema. En este sentido, los bits de control en el registro CONFIG son como opciones enmascaradas por programa. Contrariamente a las opciones enmascaradas, el contenido de este registro puede alterarse después de que el MCU ha sido fabricado para satisfacer los requerimientos del usuario.

El registro CONFIG es leído como una localidad de memoria. El registro CONFIG se borra y programa como una localidad de EEPROM más que escribirse como un registro normal. Las operaciones de programación y borrado alteran el byte EEPROM, el cual no altera la operación del MCU hasta que se opresente un reset. La figura II.1.2.3.1 muestra el contenido del registro CONFIG.

7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	0	0	NOSEC	NOCOP	ROMON	EEON

NOSEC: Seguridad de la EEPROM deshabilitada

NOCOP: Sistema de supervisión deshabilitado

ROMON: Habilitación de la ROM interna

EEON: Habilitación de la EEPROM interna

Figura II.1.2.3.1 Registro CONFIG

II.1.2..4 Modos de Operación

Los modos de operación normales se seleccionan teniendo un uno lógico en la terminal MODB durante el reset. El vector de reset se busca desde las direcciones \$FFFE, FFFF, y comienza la ejecución del programa desde la dirección indicada por éste vector. En modo chip-único normal, la memoria del programa interna de 8k-byte es habilitada en este espacio de memoria, por lo que el vector de reset se busca desde ésta ROM interna. En modo extendido normal, la ROM de 8k-bytes puede o no ser habilitada, dependiendo del bit ROMON en el registro CONFIG. Si la ROM interna está encendida, se busca el vector reset desde adentro de ella; de otra manera, se busca desde direcciones de memoria externa \$FFFE, FFFF.

II.1.2..4.1 Modo Chip-Único Normal

El modo chip-único-normal se selecciona por un uno lógico en la terminal MODB y un cero lógico en la terminal MODA durante el reset. Debido a que éstos modos de chip-único no requieren funciones de direcciones externas ni de bus de datos, están disponibles las terminales del puerto B, puerto C, strobe A (STRA), y strobe B (STRB), para E/S en paralelo de propósito general. En este modo, todo el software requerido para controlar el MCU está contenido en las memorias internas.

El bit de control ROMON en el registro CONFIG, basado en la EEPROM, es activado en modo chip-único normal para forzar a la ROM de 8K-bytes interna a encenderse. Se requiere de este procedimiento debido a que debe haber un vector de reset válido para que el MCU opere de una manera lógica.



II.1.2..4.2 Modo Extendido Normal.

El modo extendido normal se selecciona teniendo un uno lógico tanto en la terminal MODB como en la terminal MODA durante el reset. Este modo de operación permite que la memoria externa y los dispositivos periféricos sean accedidos por un bus de dirección/datos de tiempo- multiplexado. Multiplexando los 8 bits de orden bajo de direcciones con los datos en las terminales del puerto C, solo se necesitan 18 terminales para proporcionar un bus de datos de 8 bits, un bus de direcciones de 16 bits, y dos líneas de control de bus. Las líneas de dirección de orden-bajo son separadas de los datos, con un sistema de captura externa tal como el 74HC373, el cual es temporizado por la señal estrobe de dirección (AS). Todos los ciclos de bus, ya sean internos o externos, se ejecutan en la frecuencia del reloj E, no a través de relojes externos. La frecuencia máxima del bus del MC68HC11A8 es de 2.1MHz, lo cual es comparable con las EPROMs externas más rápidas que existían en el tiempo en que se introdujo el MC68HC11.

Para propósitos de emulación, hay un chip especial denominado, unidad de reemplazo de puertos MC68HC24 (PRU). Este dispositivo reconstruye las funciones de E/S paralelas que se pierden en las 18 líneas de expansión del bus.

II.1.2..4.3 Modo Especial de Prueba

El modo especial de prueba es, en primera instancia, para probar la producción interna en MOTOROLA; de cualquier forma, hay algunos casos en los cuales el usuario puede utilizar este modo. Estos casos especiales incluyen la programación del registro CONFIG, la programación de datos de calibración en la EEPROM y situaciones de



desarrollo como la emulación y la depuración. Dado que los bits de control de modo pueden escribirse en el modo de prueba, es posible salir del reset en el modo especial de prueba, revisar el contenido del registro CONFIG y entonces cambiar a un modo de operación normal para rehabilitar los mecanismos de protección automáticos. Este truco es útil para la primera vez que se enciende, ya que no se conoce el contenido del registro CONFIG

Una aplicación importante del modo de prueba es que permite la programación del registro CONFIG y/o la EEPROM. El modo de prueba es también útil en la fase de depuración de un proyecto. en este modo, los datos leídos de direcciones internas pueden observarse en el bus de datos externo. Esta función se llama IRV y es útil para la depuración con un analizador lógico o monitor de estado de bus. En el modo normal de operación, la IRV se deshabilita ya que puede interferir con la circuitería externa.

II.1.2.4.4 Modo Bootstrap Especial

Cuando el MCU es reinicializado en el modo Bootstrap especial, se habilita una pequeña ROM interna con direcciones \$BF40-\$BFFF. El vector de reset se busca a partir de esta ROM de Bootstrap y el MCU procede a ejecutar el firmware en ella. El programa de esta memoria inicializa el chip del sistema SCI, revisa la opción de seguridad, acepta un programa de 256 bytes y brinca al programa cargado en la dirección \$0000 en la memoria interna. Casi no hay limitaciones en los programas que pueden ser cargados y ejecutados a través del proceso de Bootstrap.

II.1.2..5 Memoria Interna.

El MC68HC11A8 incluye memoria de acceso aleatorio (RAM), memoria de solo lectura (ROM) y memorias programables y borrables eléctricamente (EEPROM). La RAM interna es una memoria de lectura-escritura, completamente estática utilizada para almacenaje de información variable y temporal. El MC68HC11A8 tiene 256 bytes de RAM; mientras que, otros miembros de la familia MC68HC11 incluyen más o menos RAM (MC68HC11E9 tiene 512 bytes de RAM y la MC68HC11D2 tiene 192 bytes de RAM). Los miembros de la familia MC68HC11 incluyen varias cantidades de ROM interna enmascarada por programa. El MC68HC11A8 tiene 8K-bytes de ROM para el usuario, y el MC68HC11D3 tiene 4K-bytes. Esta ROM se utiliza para el almacenaje de instrucciones de programas del usuario y datos fijos. Algunos miembros de la familia MC68HC11 tienen deshabilitada la ROM interna, y los programas del usuario residen en las memorias externas. El último sistema de memoria principal en el M68HC11 es la EEPROM. El MC68HC11A8 incluye 512 bytes de EEPROM; mientras que, otros miembros de la familia incluyen cuando mucho 8.5 K-bytes de EEPROM. Los datos se pueden programar en la EEPROM o borrarse bajo control de software. No se necesitan otros suministros de energía aparte del voltaje V DD normal (5 Vdc) para programar o borrar los 512 bytes de la EEPROM interna en el MC68HC11A8. No se requieren suministros de energía para mantener los contenidos de esta memoria. Esta memoria se utiliza comúnmente para información semipermanente, tal como tablas de calibración, datos de personalidad o información de la historia del producto. La EEPROM también se puede utilizar para memoria de programas posteriores, la naturaleza no volátil de esta EEPROM soporta programas que se pueden adaptar a condiciones cambiantes.

II.1.2..5.1 ROM

El uso principal de la ROM interna, es mantener las instrucciones de aplicación del programa del usuario. Puesto que estas instrucciones se programan dentro de la unidad microcontroladora (MCU) cuando la fabrican, no se pueden cambiar. Un usuario desarrolla el programa de aplicación y lo depura antes de ordenar la producción de los MCU's. El usuario coloca una orden para la producción de unidades con el patrón de instrucciones y los datos que se van a programar en la ROM. Entonces Motorola traduce este patrón en una máscara fotográfica para que se use durante el procesamiento de obleas de silicón. Motorola produce entonces un pequeño lote de estas partes y lo regresa al cliente para su verificación. Estas unidades se denominan, unidades de verificación de ROM (RVUs). Después de que el cliente aprueba estas RVUs, Motorola comienza la producción completa de los MCUs. Las RVUs, procesadas en una base giratoria rápida, no se prueban en ambientes extremos debido a que su único propósito es demostrar que se implementó apropiadamente el patrón ROM requerido por el cliente.

El programa ROM interno puede ser deshabilitado por un bit de control en el registro de configuración (CONFIG). Cuando el programa en ROM es deshabilitado no usa memoria en el espacio de 64K-bytes, y se utiliza una memoria externa para programar las instrucciones.

El MC68HC11A8 actualmente tiene dos memorias ROM internas separadas -la ROM del usuario de 8K-bytes, la cual está disponible para programas definidos por el usuario, y una ROM de 192 bytes separada, llamada la ROM de autocarga. Esta ROM de autocarga controla el proceso de Bootstrap. En modos de operación normales, la



ROM de auto-carga es deshabilitada y no utiliza memoria en el espacio de direcciones de 64kbytes del MCU. Durante el modo de prueba extendido, la ROM de autocarga puede ser habilitada para las pruebas pero no está en el mapa de memoria después de ejecutar el reset a menos que la habilite el software del programa de prueba. La ROM de autocarga es habilitada en \$BF40-\$BFFF por el reset, y el vector de reset en esta ROM estará localizado en las direcciones \$BFFE, BFFF del programa de autocarga.

El programa bootloader también está involucrado con la característica de seguridad que permite que un usuario proteja los contenidos de la EEPROM y RAM para que no sean leídos por piratas de software. Cuando se habilita la opción de seguridad, el MCU solo puede realizar el reset en modo chip-único normal o en modo de autoarranque especial. En el modo chip-único normal, el vector de reset se localiza en la ROM interna de 8k-bytes, y el programa del usuario controla todas las acciones. Puesto que no hay buses externos de direcciones o datos, un pirata no puede ver lo que esta en las memorias EEPROM o RAM internas. En el modo Bootstrap especial, el vector de reset se localiza en la ROM interna de autocarga, y el programa de autocarga está en el control. Este programa verifica el bit de control de habilitación de seguridad antes de proceder al paso de descarga del programa. Si se habilita la seguridad, se borran la EEPROM y RAM completas antes de que continúe la descarga. Después de que se han borrado y verificado la EEPROM y RAM, se borra el registro CONFIG (el cuál contiene el bit de control que habilita la seguridad), y se puede proceder con la descarga.

II.1.2..5.2 RAM

La RAM de 256 bytes se puede mapear al comienzo de cualquier bloque de 4k en el espacio de direcciones de 64k-bytes.

II.1.2..5.2.1 Remapeo Utilizando el Registro INIT.

Por omisión, la RAM interna se localiza en las primeras 256 localidades (\$0000-\$00FF) del mapa de memoria de 64 k-bytes. En muchos casos (pero no en todos), ésta asignación es buena para la RAM interna. Las primeras 256 localidades en la memoria son accesibles utilizando el modo de direccionamiento directo, el cual asume que el byte superior de la dirección de 16 bits es \$00. Puesto que en el modo de direccionamiento directo se pueden ubicar éstas direcciones con un byte en lugar de una dirección de 2 bytes, cada una de tales instrucciones ahorra un byte del espacio de memoria del programa y un ciclo de tiempo de ejecución comparado con la misma instrucción, utilizando el modo de direccionamiento extendido. Dependiendo de la aplicación, se puede lograr la eficiencia máxima teniendo registros, la RAM, o ambos en éste espacio de dirección. En reset los bits RAM3-RAM0 son forzados a cero de modo que la RAM se localiza inicialmente en \$0000-\$00FF. Escribiendo algún otro valor al registro INIT, se puede situar de nuevo al comienzo de cualquier página de 4k en el espacio de dirección de 64k-bytes. En todos los modos de operación, el registro INIT está protegido, por lo que sólo se puede cambiar dentro de los primeros 64 ciclos después del reset.

II.1.2..5.2.2 Espera de RAM

Hay varios propósitos para una función de espera de RAM. En sistemas operados por baterías, las funciones de espera de RAM proporcionan un medio para conservar la energía limitada de la batería durante el tiempo de inactividad del MCU, lo cual aumenta el tiempo efectivo que puede operar el sistema sin carga o reemplazo de la batería. En sistemas que utilizan la red eléctrica como fuente primaria, usualmente la energía de operación no es un tema principal, sino la interrupción de la misma. Puede haber suficiente energía almacenada en los capacitores para permitir que un sistema opere durante algún periodo de tiempo después de que se pierde la energía primaria. El sistema de corriente determina qué tanto tiempo la energía almacenada puede mantener el sistema. Detectando la pérdida de energía primaria y cambiando hacia un modo de espera de baja energía, se puede mantener el sistema del MCU a través de interrupciones de corrientes mas prolongadas. Después de la interrupción, el sistema decide si continúa la operación o realiza el inicio del reset completo. En sistemas de energía municipal, puede ser útil que se mantenga una limitada cantidad de información durante interrupciones muy prolongadas de la energía primaria. En tales casos, se puede usar una fuente de energía de espera separada, basada en una batería para mantener los contenidos de la RAM mientras el sistema no está operando.

La RAM interna de la familia M68HC11 es completamente estática; hay dos maneras para que se puedan mantener los contenidos de la RAM mientras que se reduce el consumo de energía del sistema hasta niveles muy bajos. El método más fácil para la espera de RAM de baja energía es el modo STOP basado en el software. Este último método utiliza la terminal MODB/stby para espera de energía en una aplicación de hardware principalmente. Puesto que el MCU, incluyendo la RAM, es completamente

estático, no hay frecuencia oscilatoria mínima. En circuitos integrados (CMOS), el suministro de corriente es directamente proporcional a la frecuencia de operación; así, solo existen escapes de corriente muy pequeños cuando se paran los relojes. Esto es la base del método STOP de espera de RAM. Cuando se para el MCU, todos los registros del CPU, el control y los registros de E/S, y los contenidos de la RAM permanecen sin cambiar mientras esté presente el V DD. El V DD del MCU usa unos pocos micro amperes cuando se paran los relojes.

En algunos sistemas, puede haber otros circuitos energizados por V DD que no se pueden colocar en un modo de espera de baja energía. En estos sistemas, el V DD se debe apagar para evitar el drenado de energía del sistema. El método MODB/Vstby de espera de RAM permite que el V DD sea deshabilitado sin perder los contenidos de la RAM interna. Este método es más útil por hardware debido a que involucra un segundo suministro de energía y problemas asociados. En sistemas CMOS es posible proporcionar energía a un circuito integrado a través de una terminal de E/S debido a que en algunos casos hay un diodo inherente entre la terminal y el V DD interno. En algunos sistemas CMOS incluso la secuencia de los suministros de energía es crítica, lo cual implica que se ejerza precaución cuando hay más de un suministro de energía en un sistema.

Varias terminales de E/S en el MCU no deben de tener voltaje, mientras el V DD está apagado. Cualquier terminal que tenga la fuente o nodo de drenado de un dispositivo de canal-P en la circuitería interna conectada a esta terminal tiene un diodo inherente a VDD. Si una de tales terminales se conectara a una señal activada por el Vstby en lugar del VDD, la red V DD completa podría activarse por el Vstby a través del diodo inherente. La activación de la red V DD de esta manera puede resultar en una

operación inesperada del sistema y definitivamente resulta más carga en el suministro de V_{stby} de lo esperado.

II.1.2..5.3 EEPROM.

El MC68HC11A8 fue el primer MCU que incluyó EEPROM CMOS. Esta memoria EEPROM de 512 bytes se puede usar de la misma manera en la que se utiliza la ROM, pero surgen algunas posibilidades interesantes que no son posibles con las memorias ROM o RAM. Un ejemplo simple es almacenar un número de serie único en la EEPROM de cada producto terminado. Una vez que se programa la información dentro de la EEPROM interna, permanece sin cambiar aún cuando se quite indefinidamente la energía V_{DD} . A diferencia de la información en la ROM, la información en la EEPROM se puede borrar o reprogramar bajo control del software. Puesto que la programación EEPROM y las operaciones de borrado utilizan una bomba de carga interna manejada por el V_{DD} , no se necesitan suministros de energía especiales.

Además de los 512 bytes de la EEPROM del usuario, existe otro byte en la EEPROM (registro CONFIG) que controla algunas características básicas del MCU.

La familia M68HC11 de los MCUs incluye miembros con varias cantidades de EEPROM. La MC68HC11A8 tiene 8.5K-bytes de EEPROM.

II.1.2..5.3.1 Organización Lógica y Física.

La organización lógica de la EEPROM de 512 bytes es importante para la identificación de líneas cuando se utiliza la característica de borrar-líneas. La organización física



puede ser útil para el aislamiento de problemas en casos raros.

Aunque algunos miembros de la familia (Ej. MC68HC811E2) permiten el remapeo de la EEPROM interna, la EEPROM de 512 bytes en el MC68HC11A8 está fija en las localidades \$B600-\$B7FF. Este bloque de 512 bytes está distribuido lógicamente en 32 hileras de 16 bytes cada una. La primera hilera ocupa las direcciones \$B600-\$B60F, la segunda hilera ocupa de \$B610-\$B61F, etcétera. Los contenidos de las direcciones de la EEPROM se pueden borrar individualmente en hileras de 16 cada una, o todos los 512 bytes a la vez. El byte CONFIG está separado de este bloque de 512 bytes.

El registro PPROG controla la programación y borrado de la EEPROM interna. El registro PPROG se puede leer o escribir en cualquier momento, pero las secuencias de programación y borrado son controladas estrictamente por lógica para prevenir cambios no intencionales de los datos de la EEPROM. En el MC68HC11A8 la ubicación de la EEPROM en el registro CONFIG no se puede programar o borrar a menos que el MCU esté operando en el modo de prueba especial o bootstrap especial. El voltaje de suministro de energía no es habilitado para la EEPROM hasta que se cubran todos los requerimientos de secuencia de una operación de programación o borrado. La secuencia que se requiere consiste de los siguientes pasos:

- 1) Escribir a PPROG con el bit de control de cierre EEPROM (EELAT) igual a uno y el bit de habilitación de voltaje (EEPGM) de programación de EEPROM igual a cero.
- 2) Escribir para una localidad de la EEPROM válida o la dirección del registro CONFIG.
- 3) Escribir a PPROG, con EELAT Y EEPMG iguales a uno. La lógica del hardware fuerza esta secuencia imponiendo las siguiente restricciones. Si se hace un intento

para cambiar tanto el EELAT como el EEPGM hacia unos con la misma operación de escritura, no se coloca ningún bit (refuerza el paso 1). La escritura para las direcciones de la EEPROM son inhibidas mientras la EEPGM está en uno, lo cual evita dos clases de errores.

Primero, el paso 2 debe de realizarse antes del paso 3, o no ocurrirán cambios en la EEPROM.

Segundo, se evita una escritura a una localidad diferente en la EEPROM mientras está en proceso una operación de programación o de borrado.

En algunos miembros de la familia MC68HC11, hay un mecanismo de protección del bloque que puede inhibir la programación y borrado del registro CONFIG o áreas seleccionadas de la EEPROM. Después del reset, éstos bits de control del bloque (en un registro de protección de bloque BPROT), se colocan para inhibir los cambios en la EEPROM. Se pueden escribir estos bits en cero para habilitar las operaciones de programación y de borrado, pero esto se debe de realizar dentro de los 64 ciclos después del reset. Se pueden cambiar estos bits de regreso a uno en cualquier momento para inhibir cambios posteriores de la EEPROM. Una vez que se rehabilita esta protección, permanece en efecto hasta otro reset. No hay registro BPROT en el MC68HC11A8.

A continuación se describirán éstos bits en el registro de control PPROG.

7	6	5	4	3	2	1	0
ODD	EVEN	0	BYTE	ROW	ERASE	EELAT	EEPGM

Registro PPROG

ODD.- Programación de hileras impares en la mitad de la EEPROM.

EVEN.-- Programación de hileras pares en la mitad de la EEPROM.

Estos dos bits solo se usan durante las pruebas de fábrica de la EEPROM. Para programar todos los bytes en las hileras impares (pares) de un lado de la EEPROM con los mismos datos en una operación de programación única, se colocan los bits ODD (EVEN) y EELAT en uno, se escribe en una localidad de la EEPROM en una hilera impar (par), y luego se coloca el bit EEPGM. Puesto que la bomba de carga Vpp interna no tiene suficiente impulso para realizar esta enorme operación de programación, se debe de conectar un suministro externo de corriente-limitada de 20 V en la terminal de la fuente de voltaje EEPROM externa (IRQ V PPBULK). El propósito de esta función es permitir que la EEPROM completa, se llene con un patrón de tablero únicamente en cuatro operaciones de programación.

BYTE, ROW.- Modo de borrar una hilera o toda la EEPROM.

Estos dos bits especifican el tipo de operación de borrado que se va a realizar. Estos no tienen significado cuándo el bit ERASE esta despejado. La tabla siguiente muestra la relación entre el estado de estos bits y el tipo de operación de borrado que se realizará:

BYTE	ROW	Tipo de Borrado
0	0	Borrado Completo
0	1	Borrado de Hilera
1	0	Borrado de Byte
1	1	Borrado de Byte

ERASE.- Control de EEPROM

0 = Lectura normal o modo de programación

1 = Modo de borrado

EELAT.- Control de captura de la EEPROM

Cuando el EELAT está en cero, la EEPROM actúa como una ROM en el mapa de memoria del MCU. Cuando el EELAT está en uno, la EEPROM actúa como si hubiera sido quitada del mapa de la memoria y colocada en una base de programación. Los sistemas de captura, en las líneas de dirección y datos para la EEPROM, están habilitados para capturar la información de direcciones y datos necesarios durante las operaciones de programación y borrado. Mientras el EELAT está en uno, no se puede leer la EEPROM, lo cual implica que la rutina del software que programa o borra la EEPROM no se puede realizar desde esa misma EEPROM. La operación del EELAT implica también que los programas que accesan los datos desde la EEPROM no se deben de ejecutar mientras se está programando o borrando una localidad de la EEPROM.

EEPGM.- Habilitación del voltaje de programación EEPROM.

Este bit de control habilita el suministro de energía V_{pp} para la lógica de la EEPROM para operaciones de programación y borrado. Cuando EEGM está en cero, el V_{pp} está apagado. Cuando EEGM está en uno, el V_{pp} está encendido. Un mecanismo de interciere lógico evita que se coloque este bit a menos que el EELAT se haya escrito a uno.



II.1.2.6 Finalización de terminales sin usar

Debido a que el MC68HC11A8 es un dispositivo CMOS, las terminales de entrada sin terminar se deben asegurar para garantizar la operación y confiabilidad de éste. La figura II.1.2.6.1 muestra un inversor CMOS, el cual es representativo del circuito encontrado en las terminales de entrada. Cuando la entrada es cero lógico, el transistor de canal-P está encendido (conduce), y el transistor de canal-N está apagado. Cuando la entrada es uno lógico, el transistor de canal-P está apagado, y el transistor de canal-N está encendido. Los transistores son dispositivos con puntos de operación relativamente amplios. Conforme la entrada pasa a través del suministro medio, hay una región donde ambos transistores conducen hasta cierto grado. Bajo circunstancias normales, la entrada no permanece en esta región durante mucho tiempo. Una vez que el inversor está conectado completamente de modo que solo uno de los dos transistores está conduciendo, virtualmente no hay flujo de corriente. Este principio es la razón por la que la corriente total impulsada desde un CMOS sea directamente proporcional a la frecuencia de conexión. Esencialmente toda la corriente MCA se debe a puentes que están en la región lineal durante las transiciones y para capacitancias internas de carga y descarga. Debido a que las entradas tienen una impedancia muy alta, si no se conecta, la entrada puede oscilar o flotar hasta un nivel de suministro medio. Cualquiera de estas condiciones puede resultar en corriente agregada del suministro de energía. La oscilación puede resultar en acoplamiento del ruido hacia el suministro de energía.

Algunas entradas en el MCU (RESET, EXTAL, MODA y MODB) no pueden dejarse sin terminar en ningún sistema.



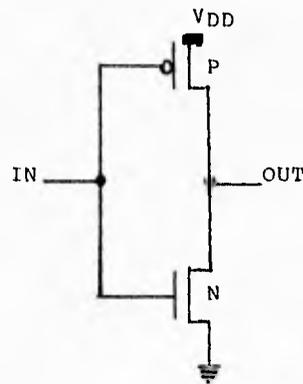


Figura II.1.2.6.1 Inversor CMOS.

Las terminales de entrada del puerto E tienen un dispositivo extra de canal-N entre el VSS y la parte inferior del transistor de canal-N del inversor de entrada. Puesto que este dispositivo extra solo es habilitado durante una lectura digital del puerto E, es menos importante terminar las terminales de éste sin usar, que las otras entradas sin usar. En casos de frecuencias para el bus muy lentas, incluso la mitad de un ciclo podría ser de una longitud de tiempo significativa, y las terminales port E sin usar se pueden terminar. En algunos sistemas activados por baterías donde se lee con frecuencia el port E, sería deseable eliminar la potencia de suministro de energía agregado.

Puesto que las terminales VREFL y VREFH no se conectan a las entradas de ningún CMOS dentro del MC68HC11A8, no necesitan terminarse estas terminales si no se utilizan. Aunque no se requiere terminación, esto puede reducir el riesgo de daño debido al alto voltaje de la electricidad estática.

Además de las terminales A/D, hay dos tipos básicos de terminales de entrada en el MC68HC11A8 -una terminal de entrada- únicamente y una terminal de entrada/salida.

Aunque este método es menos costoso y necesita menos espacio que las cargas resistivas de salida individuales, es mucho más difícil de separar y utilizar una de estas terminales. Aunque las terminales de entrada únicamente se pueden conectar directamente al VDD o VSS, es mejor no hacerlo debido a que esta conexión hace más difícil cambiar el nivel en esa entrada. Si se utiliza en lugar de eso una resistencia de pullup o pulldown, se puede conectar fácilmente una señal hacia la entrada posteriormente.

Se pueden dejar desconectadas estas terminales y posteriormente reconfigurarlos como salidas durante el inicio. También hay un pequeño riesgo de que un sistema defectuoso pueda fallar al reconfigurar estas terminales como salidas. Una terminal capaz de ser configurado como una salida nunca se debe conectar a otro directamente a una u otra vía de suministro de energía. Si la terminal llega a ser una salida, hay una posibilidad de alto drain de corriente debido a un conflicto en la salida.

Parte del procedimiento de verificación del diseño de cada MCU debe ser una revisión de terminal por terminal, de lo que se conecta a éstas en el MCU para eliminar problemas potenciales.

II.1.2.6.1 Manera de evitar el daño de una terminal

Cualquier circuito integrado puede ser dañado o destruido por altos voltajes.

En algunos casos, un producto puede estar diseñado incluso para que tolere errores del usuario, diseñando circuitos de interfaz protectores.

Las hojas de datos de los circuitos integrados señalan límites y condiciones conservadoras que protegerán definitivamente el circuito integrado. Las consecuencias de violación de los límites especificados usualmente no se discuten debido a que hay muchas variables que afectan los resultados. En algunos casos, el MCU puede tolerar condiciones significativamente peores que lo que señalan los límites, aunque casi es imposible cuantificar o garantizar este mejor desempeño para todas las partes y condiciones.

Hay varios tipos básicos de circuitos de interfaz en el MC68HC11A8. Los dispositivos exactos que se conectan a la terminal influyen lo que sucede cuando el nivel de voltaje en la terminal es impulsado por arriba del VDD o VSS. Muchos otros factores, incluyendo la temperatura ambiente y variaciones del proceso lote a lote, también influyen la reacción del MCU hacia niveles de voltaje y condiciones ilegales

Conectando al substrato de la oblea de silicio, la terminal VSS es el punto de referencia desde el cual se miden todos los otros voltajes. La terminal VDD es el principal suministro de energía positiva para el MCU. La información de la hoja de datos está probada y garantizada para VDD igual a 5 V $\pm 10\%$ pero, en aplicaciones de temperatura límite el MCU puede operar sobre un más amplio rango de VDD (no se

pueden cubrir algunas especificaciones de capacidad de sincronización y de impulso). El VDD y la temperatura de operación tienen un efecto significativo sobre la velocidad de la lógica CMOS. Conforme se reduce el VDD, también se debe reducir la frecuencia máxima del cristal. Para VDD igual a $5V \pm 10\%$, el MC68HC11A8 puede operar con una frecuencia máxima del bus de 2.1 MHz; cuando el VDD es de 3 V, la frecuencia máxima del bus es de alrededor de 1 MHz. En temperaturas bajas, aumenta la velocidad y disminuye la corriente de suministro de energía. El MCU puede operar típicamente con niveles VDD hasta de 7 V sin dañarse, pero los niveles de sincronización y de impulso diferirán de los límites especificados. Una aplicación basada en baterías puede estar expuesta a VDD mayor de 5 V cuando las baterías son nuevas y todavía se puede esperar que funcione apropiadamente conforme el voltaje de la batería disminuye lentamente hasta algún nivel muy por abajo de 5 V. Aunque el MC68HC11A8 puede utilizarse en una de tales aplicaciones, las especificaciones publicadas no cubren este límite de VDD.

II.1.2.7 Latchup

Zap y Latchup son términos familiares para los ingenieros de análisis de fallas que trabajan en circuitos integrados CMOS. Zap se refiere al daño producido por exposición a un alto voltaje de electricidad estática. El daño de electricidad estática (zap) usualmente aparece como trastorno de las delgadas capas de óxido que producen escape o cortos. El daño secundario ocurre con frecuencia después de que un zap inicial produce un corto.

Latchup se refiere a una condición catastrófica usualmente producida porque se enciende sin precaución un rectificador controlado de silicio (SCR). Un SCR Latchup



está formado por regiones N y P del arreglo del circuito integrado, el cual actúa como el colector, base y emisores de los transistores parásitos, intencionales. La mayor resistencia del silicio en los pozos y substratos hace actuar a las resistencias en el circuito SCR. La aplicación de voltajes por arriba del VDD o por abajo del VSS, en conjunto con bastante corriente puede generar bajas de voltaje a través de las resistencias parásitas en circuito SCR para hacer que éste se encienda. Una vez que este SCR está encendido, sólo se puede apagar normalmente quitando toda la energía del circuito integrado. La impedancia del SCR puede sobrecalentar y destruir el circuito integrado.

Las mejoras en la disposición y en las técnicas de procesamiento han hecho que los dispositivos HCMOS más nuevos tales como el MC68HC11A8, sean menos susceptibles a sufrir daño debido al zap y latchup. Debido a la naturaleza destructiva de estos mecanismos, es imposible probar cada dispositivo para los límites zap y latchup de la manera en la que se prueban los niveles de tiempo (sincronización) y de impulso. Para asegurar la confiabilidad del producto, los grupos de dispositivos muestra se prueban destructivamente.

II.1.2.8 Circuitos protectores de interfaz.

En aplicaciones donde las terminales del MCU podrían estar expuestas a condiciones perjudiciales, se pueden necesitar interfaces protectoras para proteger del daño al MCU. Las dos metas principales de cualquier interfaz protectora son evitar que fluyan corrientes altas y evitar niveles de voltaje ilegales en una terminal. Un filtro paso-bajas puede satisfacer ambas metas. En situaciones menos comunes, también puede haber necesidad de protecciones con diodos internos inherentes para el VSS, pero solo

algunas de las terminales incluyen éstos para el VDD.

Usualmente, las únicas terminales que necesitan protección son aquellas que están expuestas a señales desde el exterior del sistema. Por ejemplo, en un controlador de motor automotriz, los sensores para el flujo de aire y combustible están conectados al módulo que controla el motor y finalmente hacia las entradas del MCU. Estas señales son candidatas principales para interfaces protectoras debido a que accidentalmente se pueden aplicar ruido o niveles ilegales a través del alambrado de la interfaz. Por otro lado, algunos buses y señales contenidos completamente dentro del módulo de control probablemente no requieren ninguna clase de interfaz protectora debido a que hay poca oportunidad de que estas señales queden expuestas a niveles ilegales. En unos pocos casos, una interfaz protectora puede incluso interferir con la operación normal de una señal del MCU. Por ejemplo, un filtro paso-bajas en una línea de direcciones o de datos de un sistema externo podría introducir retrasos significativos para estas señales, limitando dramáticamente la velocidad de operación máxima del sistema.

II.1.2.9 Circuitería interna - terminal de entrada digital únicamente

La figura II.1.2.9.1 muestra el circuito MOS de una terminal de entrada digital únicamente. Los puentes del buffer de entrada son de impedancia muy alta para todos los voltajes que se podrían aplicar alguna vez a la terminal. El dispositivo de protección para campos magnéticos normalmente evita que el voltaje de la terminal alcance niveles que pueden dañar los puentes en el buffer de entrada. El circuito exacto del buffer de entrada puede ser diferente para entradas digitales diferentes, pero solo se conectarán directamente los puentes del dispositivo a la terminal. Permitiendo que una

terminal flote (o sea impulsado) hasta un nivel de suministro medio tanto en los dispositivos de canal-N como -P en el buffer de entrada simultáneamente estando encendido parcialmente, se producirá un exceso de corriente y ruido en el suministro de energía VDD/VSS. Las entradas del puerto E son excepciones debido a que están diseñadas específicamente para ser impulsadas por niveles análogos.

Si una terminal de entrada digital (figura II.1.2.9.1) es excitada con voltajes por abajo del VSS, el dispositivo de protección forma una unión de diodo inherente hacia el VSS, el cual conduce el voltaje de la terminal y consigue una disminución en el diodo por abajo del VSS. Conforme el voltaje de la terminal es polarizado más negativamente, con respecto al VSS, aumenta la corriente. Estas corrientes tienen una tendencia para influenciar el substrato de la oblea en el área alrededor del sistema de protección, afectando así las características eléctricas del dispositivo y su vecindad.

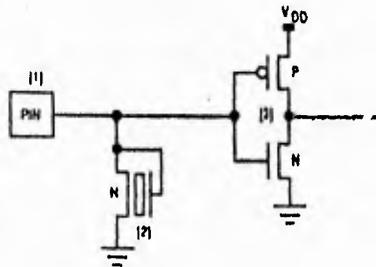


Figura II.1.2.9.1 Terminal de entrada digital .

Cuando la corriente de la terminal se aumenta hasta niveles muy altos (típicamente más de 100 mA, el límite especificado es de 25 mA), puede resultar en un daño físico.

Conforme el voltaje en (1) es impulsado por arriba del VDD, el sistema de protección comenzará a conducir y tenderá a sujetar el voltaje de entrada para proteger el buffer de entrada. El voltaje en el cual ocurrirá esta condición varía significativamente de lote a lote y sobre el límite de temperatura operante. En temperatura ambiente, la terminal típicamente no produce ninguna corriente hasta aproximadamente 20V; a 125°C, la terminal puede comenzar a conducir en un nivel ligeramente inferior. Hasta este punto, parece que la terminal funciona normalmente y regresará a uno lógico si se lee. Conforme aumenta el voltaje de la terminal, el sistema de protección comienza a conducir más corriente hacia el substrato de la oblea, el cual es VSS. Debe haber alguna impedancia en serie externa entre la terminal y la fuente de voltaje de entrada si el MCU se utilizará en un medio ambiente perjudicial. Si el voltaje de entrada se aumenta algo más, el dispositivo de protección tendrá una avalancha, y el voltaje de la terminal se reducirá eventualmente (típicamente de 7 a 12 V). Bajo estas condiciones, un transistor bipolar parásito, el cual no es obvio desde el esquema MOS, se enciende y mantiene la terminal en el nivel de 7-V. Esta avalancha normalmente puede elevar el voltaje de la terminal sin proporcionar una gran corriente de la misma, se dañará al circuito de la terminal (el límite especificado es de 25 mA, típicamente necesita más de 100 mA). Los óxidos del puente en estas entradas no están previstos para que sean expuestos a voltajes por arriba de 7V para ninguna cantidad significativa de tiempo. Con la tecnología HCMOS utilizado en el MC68HC11A8, es improbable una falla latchup a menos que se excedan ampliamente los límites de impulso legales.

II.1.2.10 Circuito interno terminal de entrada analógica.

La figura II.1.2.10.1 muestra el circuito MOS asociado con una terminal de entrada analógica. Esta lógica MOS es similar a la de una terminal de entrada digital excepto por la adición del multiplexor analógico, y el dispositivo extra de canal-N por abajo del buffer. El dispositivo de canal-N actúa como un multiplexor analógico y afecta a la conducta de una terminal de entrada analógica cuando se expone a voltajes negativos. El MOS de canal N permite que las terminales de entrada analógicas sean impulsadas por niveles intermedios sin producir el ruido y corriente asociados normalmente con el buffer de entrada cuando su entrada está en un nivel de suministro medio. Éste solo se enciende durante el ciclo de reloj-E durante una lectura digital del puerto E. Puesto que las terminales de entrada analógica (incluyendo las terminales VREF) solo están conectadas a transistores de canal-N y a puentes de impedancia alta, éstas pueden ser impulsadas con niveles por arriba de VDD sin el miedo usual de latchup. Este aspecto es importante debido a que el suministro de referencias analógico es típicamente independiente del suministro VDD por razones de aislamiento.

Una terminal de entrada analógica (figura II.1.2.10.1) responde muy parecido a una entrada digital hacia niveles ilegales excepto que los niveles negativos en la terminal pueden afectar las operaciones A/D. Las funciones analógicas asociadas con estas terminales también evitan algunos desafíos especiales para los circuitos de interfaz protectora. Aunque el transistor de canal-N elimina la necesidad de resistencias de pullup o pulldown externos en las terminales del puerto E sin usar, un diseñador conservador todavía querría terminar estas terminales para ayudar a prevenir daño estático.

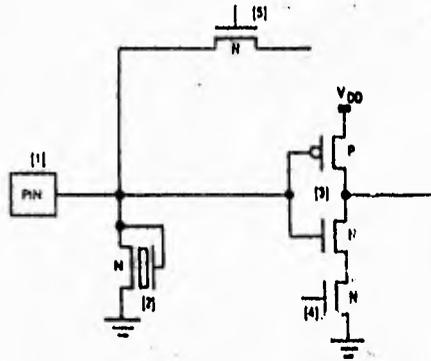


Figura II.1.2.10.1 Circuito MOS asociado a una terminal de entrada analógica.

Si el voltaje de la terminal es llevado más abajo en relación al voltaje del puente del multiplexor analógico, se puede encender este dispositivo de canal-N. Una vía conductora entre la terminal negativa y el arreglo capacitivo A/D puede descargar los capacitores y alterar cualquier conversión A/D en proceso. El dispositivo de protección y otras medidas del circuito y del arreglo alrededor del multiplexor de canal-N se intentaron para evitar que el voltaje de la terminal llegue a ser bastante negativo para encender el multiplexor. Aún con estas medidas protectoras internas, un usuario debe ser precavido para evitar niveles negativos en cualquier terminal A/D debido a que un transitorio negativo puede alterar una conversión A/D. De esta manera si alguna terminal A/D experimenta un transitorio negativo serio; éste no necesita estar en la terminal asociado con la conversión.

Las protecciones con diodos externos para el VDD no necesariamente son una buena idea sobre las entradas analógicas. El escape a través de un diodo externo sería significativo en relación a la corriente de escape de la terminal; así, este escape extra puede afectar la exactitud de los resultados de conversión analógicos. Las terminales de entrada analógica usualmente pueden ser protegidos por un filtro paso-bajas con varias impedancias en serie.

II.1.2.11 Resets e interrupciones.

Las operaciones de inicialización e interrupciones, se discuten juntas, ya que ambos hacen que se apunte a un punto de inicio para las operaciones de la unidad central de proceso (CPU). La estructura del reset en el M68HC11A8, el cual es completamente diferente al de los otros MCUs, se presenta a continuación. Este sistema puede generar una salida de inicialización si la causa del reset es detectada por el sistema interno. La memoria ROM eléctricamente programable y borrable del chip (EEPROM) también requiere de un circuito externo a la terminal de reset.

El MC68HC11 incluye 18 posibles fuentes separadas de interrupciones. Los sistemas periféricos generan una interrupción mascarable, la cual es reconocida únicamente si el bit de máscara (I) en el registro de códigos de condición (CCR) se encuentra limpio. Tres fuentes de interrupciones se consideran no mascarables, las cuales serán sujetos de un estudio posterior.

Las interrupciones mascarables tienen prioridad de acuerdo al arreglo de default; sin embargo, alguna fuente puede ser elevada a la posición de mas alta prioridad mediante un registro de control de acceso por software. El registro de la prioridad más

alta de interrupción (HPRIO) puede ser modificado en cualquier momento, mediante la activación del bit 1 en el CCR.

Cuando la condición de interrupción ocurre en un sistema periférico del chip, una bandera del estado de interrupción se activa para indicar esta condición. Cuando el programa del usuario ha respondido adecuadamente a esta solicitud de interrupción, el estado de la bandera debe ser limpiado. El método de limpiado varía de un sistema a otro, dependiendo de los requerimientos del sistema.

II.1.2.11.1 Condiciones iniciales establecidas durante el reset.

El reset es utilizado para forzar al microcontrolador (MCU) a asumir una activación de condiciones iniciales y a la inicialización de ejecución de instrucciones desde una dirección predefinida. Para aplicaciones más prácticas, las condiciones iniciales hacen efecto casi de forma inmediata después de haber aplicado un nivel bajo de activación a la terminal de reset. Algunas condiciones de reset pueden no tomar efecto hasta que un pulso de reloj es aplicado a la terminal de entrada del reloj externo (EXTAL). Un ejemplo es el puerto B, el cual actúa como una dirección de puerto de salida en el modo expandido y como un puerto de salida de propósito general en el modo sencillo en el chip. Durante el reset en el modo expandido, estas terminales tendrán \$FF debido a que ésta es la mitad de \$FFFE. Mientras que durante el modo sencillo, estos pines tendrán \$00. Debido a que los modos en las terminales se encuentran en el mismo plano, se necesita de un reloj para que el MCU reconozca el modo seleccionado.



Si no hubiera reloj presente, el estado del puerto B podría estar en el estado erróneo dando con esto la incapacidad del MCU para reconocer el modo de operación. Si no estuviera presente el reloj, el MCU no podría salir de la condición de reset debido a que el reset interno lleva una secuencia con el reloj; de esta manera el MCU no podría pasar al siguiente paso de la secuencia. Incluso sin un reloj presente, una señal de reset producirá ciertos cambios. Más importante aún, es que una señal de reset sin reloj reinicializara el circuito divisor del reloj con lo que el oscilador del chip empezara a oscilar.

II.1.2.11.2 Condiciones iniciales del sistema.

Una vez que la condición de reset es reconocida, los registros internos y los bits de control son forzados a su estado inicial. Estos estados iniciales hacen que los sistemas periféricos del chip sean forzados a sus estados de inicio. La mayoría de las condiciones iniciales son independientes del modo de operación. Las condiciones que se modifican después del reset dentro del MCU son: CPU, el mapa de memoria, la entrada/salida paralela, el timer, la interrupción de tiempo real, el acumulador de pulsos, el sistema de vigilancia, la interface serial de comunicaciones (SCI), la Interfaz serial periférica, el convertidor analógico-digital (A/D), y algunos otros sistemas de control.

II.1.2.11.3 Modos de operación establecidos.

Durante un reset, el modo básico de operación se establece, el cual determina si el MCU opera como un sistema de un solo chip o como un sistema expandido que incluye sistemas externos de memoria. Existen algunas variaciones en estos dos modos de

operación. El modo bootstrap que es la variación especial del modo sencillo o de un solo chip, y el modo especial de prueba es la variación del modo expandido.

Cuando un reset, es ejecutado el contador de programa se carga con el vector de reset que apunta a la primera instrucción en el programa del usuario. Dependiendo de la causa del reset y del modo de operación, el vector de reset puede ser llevado desde seis posibles localidades. En los MCUs anteriores de Motorola, existía un solo vector de reset en \$FFFE y FFFF.

II.1.2.11.4 Causas del reset.

En el M68HC11A8, existen sistemas que pueden detectar fallas en los sistemas del mismo y generar una salida baja en la terminal de reset para reinicializar otros periféricos en el sistema. Para distinguir entre estas diferentes causas, se emplean vectores separados de reset. En la tabla II.1.2.11.4.1 se resume las localidades del vector de reset contra la causa del mismo y el modo de operación.

Causa del reset	Vector modo normal	Vector de bootstrap o prueba especial
POR o terminal RESET'	\$FFFE, FFFF	\$BFFE, BFFF
Falla del monitor del reloj	\$FFFC, FFFD	\$BFFC, BFFD
Tiempo fuera en la vigilancia	\$FFFA, FFFB	\$BFFA, BFFB

Tabla II.1.2.11.4.1 Resumen de las causas de reset, su vector y modo de operación



Capítulo II

La primera causa se debe al reset de encendido, que es el único reset interno, que se activa con un nivel bajo en la terminal de RESET'. La segunda causa es cuando el oscilador de entrada se detiene o trabaja muy lento, por lo que, el circuito monitor del reloj generará un reset. La tercera causa se debe a que el temporizador del sistema de vigilancia está suspendido lo que generará el reset (logrando que el sistema COP se desactive).

El CPU es un microcontrolador que ejecuta secuencialmente instrucciones. En muchas aplicaciones, es necesario ejecutar una serie de instrucciones en respuesta a diversos dispositivos. Estas solicitudes son normalmente asíncronas a la ejecución del programa principal. Las interrupciones proporcionan una forma para suspender de forma temporal la ejecución del programa, de esta forma el CPU se encontrará libre para atender las solicitudes de los dispositivos. Después de que una interrupción ha sido atendida, el programa principal continúa como si no hubiera existido la interrupción.

II.1.2.12 interrupciones no mascarables

II.1.2.12.1 Solicitud de Interrupción no mascarables (XIRQ).

Las interrupciones no mascarables son de gran utilidad debido a que pueden interrumpir la operación del CPU. El uso más común de estas interrupciones es cuando existe algún problema serio en el sistema, como lo podría ser un programa desbocado o una falla en la energía. La entrada XIRQ es una versión actualizada de la interrupción no mascarable (NMI) de otros MCUs.



II.1.2.12.2 Apuntar a un código de operación ilegal.

Debido a que no todos las secuencias o códigos de operación se encuentran definidos, se ha incluido un circuito de detección de un código ilegal. Cuando un código ilegal es detectado, se hace una solicitud de interrupción al vector de código ilegal.

II.1.2.12.3 Interrupción de software.

La instrucción SWI se ejecuta de la misma forma que las otras instrucciones y toma precedencia sobre las interrupciones pendientes, únicamente si estas otras interrupciones son mascarables (bits I y X en el CCR). La instrucción SWI se ejecuta de manera similar a otras interrupciones mascarables en que se activa el bit I, los registros del CPU son almacenados en el apuntador de pila, etc. SWI no es inhibido por las bits de máscaras para interrupciones globales (X o I) en el CCR. La instrucción SWI es generalmente empleada para monitores depuradores de programas para transferir el control de un programa del usuario a un programa que muestre el estado de cada uno de los registros del MCU, cada vez que se requiera.

II.1.2.13 Interrupciones mascarables.

Las restantes veinte formas de fuentes de interrupción en el MC68HC11A8 son del tipo mascarables por el bit de máscara global (bit I en el CCR). Además del bit I global, todas excepto la interrupción externa (terminal IRQ) se encuentran sujetos a bits de control internos. La mayoría de las interrupciones tienen vectores de interrupción separados, de esta manera no se necesita de algún software para determinar las causas de la interrupción.

II.1.2.14 Unidad central de proceso.

La unidad central de proceso (CPU) es la responsable de ejecutar todas las instrucciones del software en la secuencia programada. La arquitectura del CPU del M68HC11 provoca que todos los periféricos, entradas/salidas y localidades de memoria sean tratadas de forma idéntica como localidades en el mapa de memoria de 64 kbytes. De esta manera, no existen instrucciones especiales de entrada/salida.

Este microcontrolador cuenta con dos registros de índice de 16 bits (X y Y), con instrucciones para manipulación de bits, permitiendo la manipulación de un bit o una combinación de éstos.

II.1.2.15 Registros del CPU.

La figura II.1.2.15.1 muestra el modelo del programador del M68HC11. Los registros son una parte integral del CPU y no son direccionables como si fueran una localidad de memoria.

II.1.2.15.1 Acumuladores A y B.

Los acumuladores A y B son de 8 bits de propósito general usados para almacenar operandos y resultados de operaciones aritméticas o manipulaciones de datos. Algunas instrucciones manejan la combinación de estos como un doble acumulador de 16 bits (acumulador D).



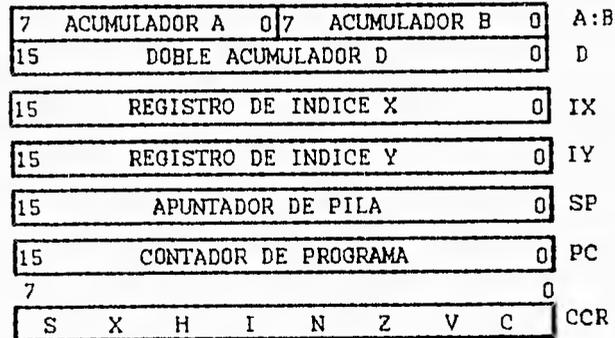


Figura II.1.2.15.1 Modelo de programación del MC68HC11.

II.1.2.15.2 Registros de índice (X y Y).

Los registros de índice X y Y son usados en el modo de direccionamiento indexado. En éste, el contenido de un registro de índice de 16 bits son sumados a un desplazamiento (offset) de 8 bits, el cual es incluido como parte de la instrucción, para formar la dirección efectiva del operando a ser usado en la instrucción. En la mayoría de los casos, las instrucciones involucradas con el registro Y, requieren de un byte extra en el código y un ciclo de ejecución extra de tiempo comparado con las instrucciones que usan el registro X. El segundo registro de índice es especialmente útil para movimientos y en casos cuando los operados vienen de dos tablas separadas.

II.1.2.15.3 Apuntador de pila (SP)

El M68HC11 soporta de forma automática un programa de pila. Esta pila puede ser localizada en cualquier parte de los 64 kbytes de espacio para direcciones y puede ser de cualquier tamaño, mientras se tenga disponible en el sistema. Generalmente, el registro apuntador de pila se inicializa en la primera instrucción del programa de aplicación. Cada vez que un byte es introducido a la pila, el apuntador de la pila automáticamente se decrementa, y cada vez que un byte se saca (pulled off) de la pila, el apuntador se incrementa automáticamente. En cualquier momento, el registro apuntador de la pila almacena la dirección de 16 bits de la siguiente localidad libre en la pila. La pila es usada para llamadas de sub-rutinas, interrupciones, y para almacenamiento temporal de valores de datos.

II.1.2.15.4 El contador de programa (PC).

El contador de programa es un registro de 16 bits que almacena la dirección de la siguiente instrucción que va a ser ejecutada.

II.1.2.15.5 El registro de códigos de condición (CCR).

Este registro contiene cinco indicadores de estado, dos bits de interrupción de máscara, y un bit deshabilitador del **stop** (alto). Las cinco banderas de estado reflejan el resultado de operaciones aritméticas y de otro tipo. Los bits o banderas son:

H: Medio acarreo. Indica un acarreo del bit 3 al 4 en sumas.

N: Negativo. Refleja si el resultado es negativo.

Z: Cero. Se activa cuando el resultado es cero

V: Sobreflujo. Sirve para indicar si ha ocurrido un sobreflujo en complemento a dos como resultado de la operación.

C: Acarreo. Indica si hubo acarreo en suma o préstamo en caso de resta, también indica error en multiplicación o división.

S. Deshabilitador del stop. Este bit es usado para desactivar la instrucción STOP

I. Sirve para deshabilitar las interrupciones mascarables. Cuando esta activado las interrupciones quedan pendientes y almacenadas, pero la operación continua normal.

X. Deshabilita las interrupciones de la terminal XIRQ.

II.1.2.16 Modos de Direccionamiento.

En este microcontrolador existen 6 modos de direccionamiento que pueden ser usados para hacer referencia a la memoria. El uso de estos modos se limita al empleo de las instrucciones. A continuación se da una breve explicación de cada uno de ellos.

II.1.2.16.1 Inmediato (IMM).

En este modo de direccionamiento, el argumento se encuentra inmediatamente después de la instrucción, por ejemplo:

LDD #\$4564

ANTES :

0000	0000	0000	0000
------	------	------	------

ACUMULADOR D

DESPUÉS :

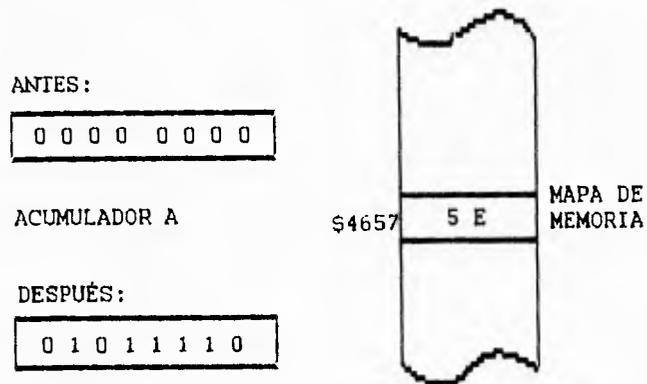
0100	0101	0110	0100
------	------	------	------

Lo que indicaría es que en el acumulador doble D, se almacenará el valor hexadecimal 4564, convertido a binario. El símbolo # se utiliza para indicar direccionamiento inmediato

II.1.2.16.2 Extendido (EXT).

La dirección efectiva de la instrucción aparece de forma explícita en los dos bytes siguientes al código, ejemplo:

ADDA \$4657

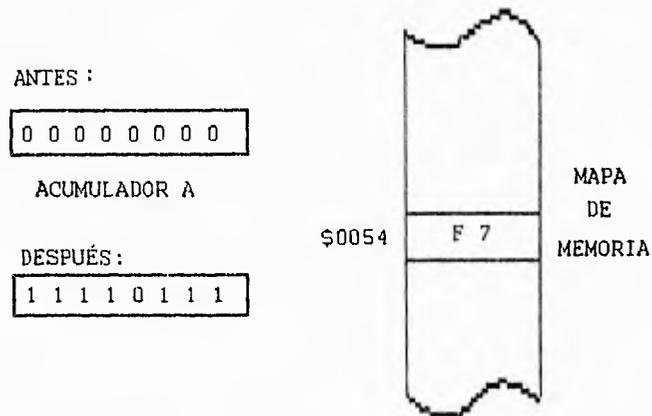


Es decir, que sumará al acumulador A, el dato que se encuentra en la dirección 4657. Se está tomando en cuenta los dos bytes para indicar la dirección del dato. Además de esto, se considera que el acumulador A estaba vacío o limpio antes de la operación, esto es únicamente con fines demostrativos.

II.1.2.16.3 Directo (DIR).

En este direccionamiento, el byte menos significativo de la dirección efectiva de la instrucción aparece en el byte siguiente al código. El byte de orden alto de la dirección efectiva se asume \$00, por lo que no se incluye, como por ejemplo:

ADDA \$54



Que indica que el valor ubicado en la dirección \$0054, será sumado al acumulador A, solo se necesita indicar el byte menos significativo de la dirección en la que se encuentra el dato y como el caso anterior, se considera que el acumulador A se encontraba limpio antes de la operación.

II.1.2.16.4 Indexado (INDX,INDY).

Tanto el registro de índice X o Y es usado en el calculo de la dirección efectiva. En este caso, la dirección efectiva es variable y depende del contenido actual del registro de índice X o Y, añadiéndole un desplazamiento de 8 bits contenido en la instrucción, ejemplo:

ADDD 4,X

ANTES:

ACUMULADOR D

0000 0000 0000 0000

REGISTRO DE INDICE X

1111 0001 0000 0001

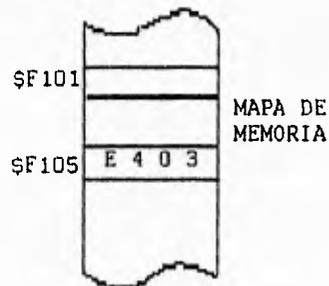
DESPUÉS:

ACUMULADOR D

1110 0100 0000 0011

REGISTRO DE INDICE X

1111 0001 0000 0001



En este caso, se sumará al acumulador el dato que se encuentra en el resultado de la suma del desplazamiento, que es \$04, y del contenido del registro de indice X.

II.1.2.16.5 Inherente (INH).

En este modo de direccionamiento, todo lo que se necesita para ejecutarse la instrucción es conocido por el CPU. Los operandos (si existen) son registros del CPU y no necesitan ser traídos de la memoria, un ejemplo es:

ABA

ANTES:

ACUMULADOR A

0 0 0 0 0 0 0 0

ACUMULADOR B

1 1 0 1 1 0 0 0

DESPUÉS:

ACUMULADOR A

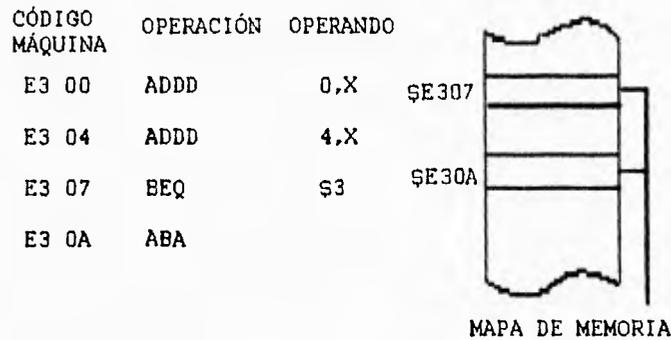
1 1 0 1 1 0 0 0

Esta instrucción, lo que realiza es la suma del acumulador A más la del acumulador B y el resultado lo coloca en A; por lo que no es necesario indicar que es lo que se sumará.

II.1.2.16.6 Relativo (REL).

Este modo de direccionamiento es únicamente empleado para las instrucciones de brinco, ya que la dirección efectiva se da indicando el brinco hacia adelante o atrás a partir de la dirección actual. Debe estar comprendido en el rango -128 a +127 bytes, un ejemplo de éste es:

BEQ \$03



En este tipo de operaciones, algunas veces, suele colocarse una etiqueta, para hacer las veces del brinco. En este caso se tiene que si el resultado de la operación anterior fue de cero, entonces, dará un salto tres localidades de memoria adelante y seguirá con la instrucción que se encuentra en dicha localidad.

II.1.2.17 Entrada/Salida paralela.

El MC68HC11A8 tiene un total de 40 terminales de entrada/salida.

II.1.2.17.1 Puerto A.

Las funciones compartidas del puerto A incluyen entrada/ salida de propósito general, el timer del sistema, y el sistema acumulador de pulsos. El puerto A tiene tres terminales de entrada fijas, cuatro terminales de salida y una terminal bidireccional. La dirección de la terminal PA7 se controla mediante el registro de dirección del dato del bit 7 en el puerto A (DDRA7) en el registro de control del acumulador de pulsos (PACTL). El dato del puerto A se lee y se escribe desde el registro PORTA. Esto quiere decir que los datos pueden ser leídos desde el puerto A, incluso cuando las terminales están configuradas para un timer alternado o la función acumulador de pulsos. Los datos escritos al puerto A no afectan directamente a las terminales del puerto A configuradas para la función de timer alterno de salida, pero el dato se retiene en un latch interno, así que, si la función alterna es deshabilitada después, el último dato escrito en el puerto A será sacado de las terminales asociadas de salida.

La figura II.1.2.17.1.1 muestra la configuración del registro del puerto A y el registro controlador del acumulador de pulsos.

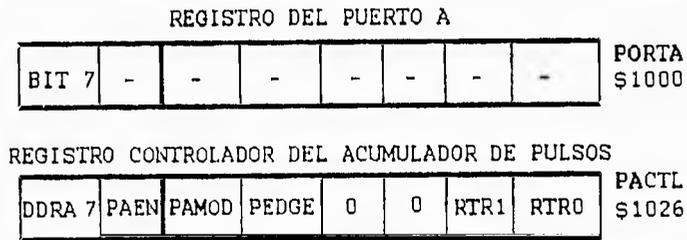


Figura II.1.2.17.1 Puerto A y registro controlador del acumulador de pulsos.

II.1.2.17.2 Puerto B y C.

Los puertos A y B y las terminales de sincronización de A (STRA) y el de B (STRB) deberán ser considerados juntas, ya que su función depende del modo de operación básica del MC68HC11A8. Cuando el microcontrolador (MCU) está operando en el modo sencillo de chip, estas 18 terminales son usadas para entrada /salida de propósito general y para el subsistema de intercomunicación de entrada/salida. Cuando el MCU esta operando en un modo expandido, estas terminales son usadas para el bus multiplexado de direcciones/datos. La intercomunicación con un protocolo de control y las funciones de entrada/salida de propósito general, las cuales se pierden en el modo expandido pero pueden ser recuperadas mediante el uso de un puerto de reemplazo externo con el circuito MC68HC24.

Capítulo II

El puerto B es de 8 bits y de propósito general, es un puerto únicamente de salida. Lo que se escriba en el registro del puerto B (PORTB) provoca que la señal salga por las terminales del puerto B. Mientras que la lectura de éste, produce que se lea el último dato mandado a este puerto. La figura II.1.2.17.2.1 muestra la configuración del registro del puerto B.

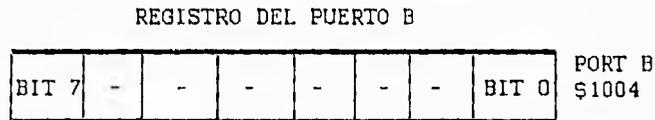


Figura II.1.2.17.2.1 Puerto B

El puerto C es de 8 bits y de propósito general, es un puerto bidireccional (entrada/salida). La dirección de cada uno de los bits son independientes y puede ser asignada en el registro de control de dirección del puerto C (DDRC). Además de las funciones de entrada/salida del puerto C, existe un latch independiente de 8 bits, que captura el dato del puerto C si se detecta en la terminal de entrada en el STRA un flanco de subida. La lectura del PORTCL devuelve el contenido del latch de éste puerto C, por lo que al leerse el puerto C, se devuelve el dato actual del puerto C.



La escritura, ya sea al PORTC o PORTCL produce que el dato sea sacado por las terminales de salida del puerto C; sin embargo el PORTCL escribe también una secuencia de protocolo de salida, mientras que el PORTC no lo realiza. Si se realiza una escritura al puerto C y las terminales no se encuentran configuradas como de salida, el dato se almacena en latches internos, hasta que las terminales son configurados como salidas, y entonces el último dato escrito al PORTC o PORTCL se saca por las terminales de salida de éste. La figura II.1.2.17.2.2 muestra la configuración de los registros del puerto C, PORTCL y el registro de control de bits.

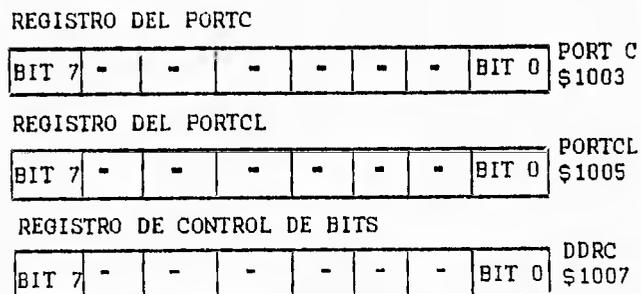


Figura II.1.2.17.2.2 Configuración de los registros del puerto C, PORTCL y de control de bits.

II.1.2.17.3 Puerto D.

Es un puerto bidireccional de 6 bits y de propósito general. Dos pines del puerto D son usados de forma alterna por el subsistema de interface asíncrona serial de comunicaciones. La dirección de cada uno de las terminales de este, se selecciona en el registro de control de direcciones del puerto D (DDRD). La figura II.1.2.17.3.1 muestra el registro del puerto D y su registro de control de bits.

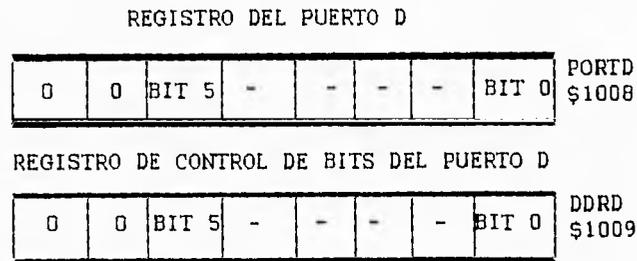


Figura II.1.2.17.3.1 Registro del puerto D y de control de bits.

II.1.2.17.4 Puerto E.

Es un puerto de entrada de 8 bits. Las terminales del puerto E alternan su función con la de entrada del convertidor analógico-digital (A/D). Las entradas del puerto E están especialmente diseñadas para que no maneje una gran corriente de entrada cuando se maneja en niveles intermedios. La figura II.1.2.17.4.1 muestra la configuración del puerto E.

REGISTRO DEL PUERTO E

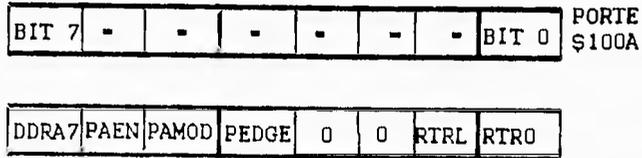


Figura II.1.2.17.4.1 Registro del puerto E.

Además de los registros empleados anteriormente, para el manejo de los registros de entrada/salida paralela, se utilizan el PIOC (registro de control de entrada/salida paralelas) y el registro de control del SPCR. (Figura II.1.2.17.4.2)

REGISTRO PIOC



REGISTRO SPCR



Figura II.1.2.17.4.2 Registro de control de entrada/salida paralela y registro de control del SPCR.

donde sus bits significan:

PIOC:

STAF: Bandera de strobe A

STAI: Habilitador de interrupción del strobe A

CWOM: Puerto C en modo **wired-or** (cableado en "o")

HNDS: Selección de modo del strobe protocolo/simple

OIN: Selección de protocolo de entrada/salida

PLS: selección de modo del pulso en el strobe B

EGA: Selección de flanco para el strobe A

INVB: Inversión del strobe B

SPCR:

SPIE: Habilitador de interrupción del SPI

SPE: Habilitador del sistema SPI

DWOM: Selección del modo en cableado en "o" del puerto D

MSTR: Selección de modo Maestro/Esclavo

CPOL: Selección de la polaridad del reloj.

CPHA: Selección de fase del reloj.

II.1.2.18 Interfaz periférica serial sincrónica.

La interface periférica serial (SPI) es uno de los dos subsistemas independientes incluidos en el MC68HC11A8. Como su nombre lo indica, el SPI se usa básicamente para permitir al MCU comunicarse con dispositivos periféricos. El SPI es capaz también de llevar la comunicación entre procesadores en un sistema multiple-maestro. Los dispositivos periféricos pueden ser tan simples como lo es un registro de transistor-

transistor lógico (TTL) o tan completo como lo sería un manejador de una pantalla de cristal líquido (LCD) o un sistema convertidor analógico-digital (A/D). El SPI es tan flexible que permite la interface de manera directa con numerosos productos periféricos estándares de varias marcas. El sistema puede ser configurado como un sistema maestro o como un esclavo. El rango de datos cuando es configurado como maestro puede ser tan alto como 1 Mbit/seg, o de 2 Mbits/seg cuando se configura como un sistema esclavo.

El control lógico del reloj, permite una selección de la polaridad del reloj y elegir básicamente entre dos protocolos diferentes del reloj, para llevar de la forma más viable los dispositivos periféricos seriales síncronos. Cuando el SPI se configura como maestro, el software puede elegir uno de los cuatros diferentes rangos de bits para el reloj serial.

La detección de errores lógicos se incluye para soportar la intercomunicación entre procesadores. Un detector de colisión-escritura indica cuando se intenta escribir algún dato al registro de corrimiento serial, mientras que una transferencia se está ejecutando. Un detector maestro-multiple automáticamente deshabilita al manejador de salida del SPI si más de un MCU intenta simultáneamente convertirse en el bus maestro.

La terminal de control de Entrada/salida lógicos en el MC68HC11A8 es más flexible que en otros MCUs de Motorola. Esta adición de la terminal de control de E/S permite al MCU implementar sistemas con una línea bidireccional de datos u otra inusual configuración serial síncrona. En la figura II.1.2.18.1 se muestra un diagrama a bloques del sistema SPI.

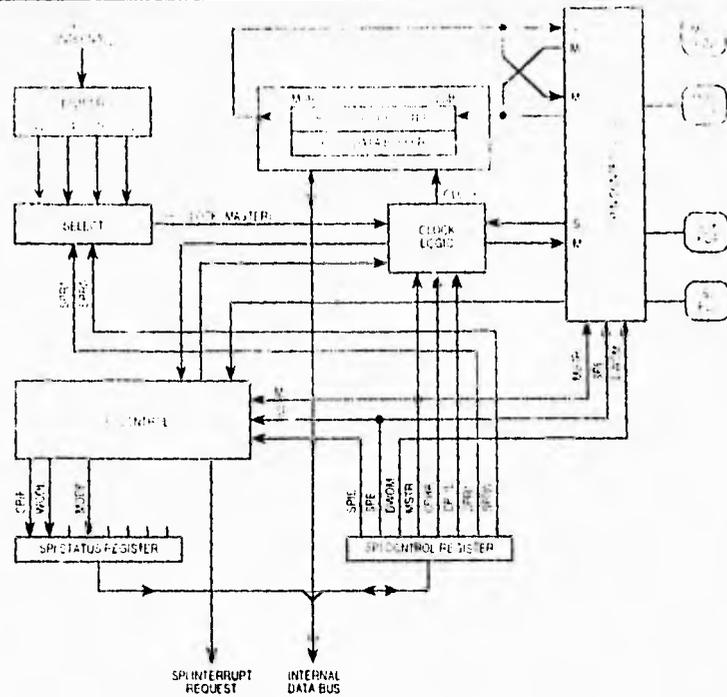


Figura II.1.2.18.1 Diagrama de bloques del sistema SPI.

II.1.2.19 Interfaz serial de comunicación asíncrona.

El sistema de interface serial de comunicaciones (SCI), es uno de los dos subsistemas de E/S seriales en el MC68HC11. El otro subsistema es el SPI que proporciona una comunicación serial síncrona de alta velocidad con algún periférico o con otros MCUs, normalmente localizados en la misma tableta. Mientras que el sistema SCI puede ser usado para conectar una terminal CRT o una computadora personal al MCU, o varios MCU pueden usar el subsistema SCI para crear una red de comunicaciones serial.

El SCI es un sistema universal de recepción y transmisión asíncrona (UART), que utiliza el formato estándar de no regreso a cero (NRZ) (un bit de inicio, ocho o nueve bits de datos y un bit de parada). Y en el circuito integrado se incluye un generador de bauds que se deriva de la frecuencia estándar de este último y del oscilador del MCU. Tanto la transmisión como la recepción son amplificadas, por lo que son de fácil manejo, incluso si la unidad central de proceso CPU se encuentra retrasada con respecto a la respuesta de un carácter individual. El receptor y transmisor del SCI son funcionalmente independientes, sin embargo emplean el mismo formato de datos y el rango de bauds.

El receptor del SCI incluye características que aseguran una recepción confiable y para asistir de forma eficiente a la red de comunicaciones. El MC68HC11 vuelve a sincronizar la recepción con el bit de reloj en todas las transiciones de uno a cero en el bit que se encuentra en la línea, en vez de hacerlo únicamente en el bit de inicio; de esta forma, las diferencias en el rango de bauds entre el dispositivo emisor y el MCU no son causas de error en la recepción. Se toman tres niveles de muestreo cerca de la mitad de cada bit, y la mayoría decide el nivel del bit. Incluso si el ruido hace que una de estas muestras sea incorrecta, el bit será recibido correctamente. La recepción también puede entrar a un modo de espera temporal para ignorar intentos de mensajes para una recepción diferente. La figura II.1.2.19.1 muestra el diagrama de bloques del receptor del SCI.

El transmisor SCI, además de contar con la bandera de registro usual de registro vacío de transmisión de datos (TDRE), este SCI proporciona una indicación de transmisión completa (TC) que puede ser utilizada en aplicaciones con módem. La figura II.1.2.19.2 muestra el diagrama de bloques del transmisor del SCI.



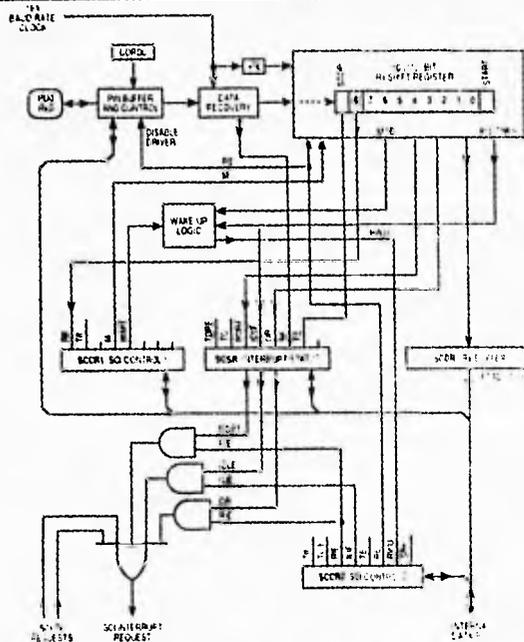


Figura II.1.2.19.1 Receptor del SCI.

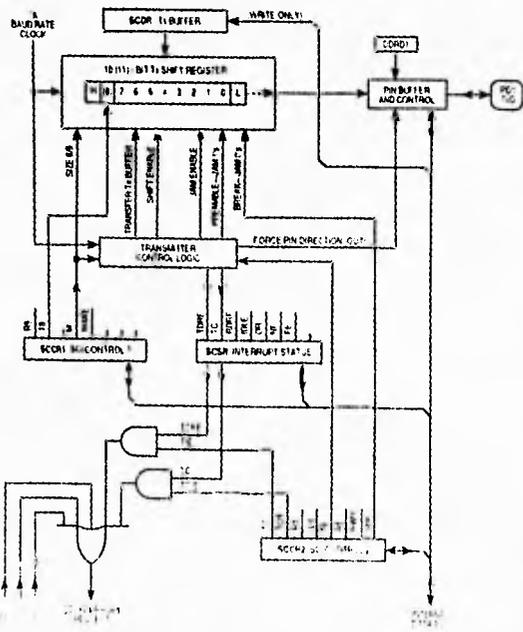


Figura II.1.2.19.2 Transmisor del SCI.

II.1.2.20 Reloj principal e interrupción de tiempo real

Esta sección describe el sistema del reloj principal referido para el MC68HC11A8.

También se describen las derivaciones del reloj asociadas con las interrupciones de tiempo real y con el cronómetro del sistema de vigilancia para la apropiada operación de la computadora COP, ya que éstos se derivan del contador del reloj principal.

Todas las cadenas divisoras del reloj en el MCU son referidas desde el oscilador a los generadores de baud-rate, lo que ayuda a sincronizar la cadena del contador del reloj con el resto del sistema.

II.1.2.20.1 Descripción general

El reloj del sistema está basado en un contador de 16 bits que corre libremente, con un pre escalador programable de 4 estados. La capacidad de cronometraje se puede extender por medio del software con una función de overflow mas allá del rango de 16 bits del contador.

Se tienen incluidas 3 funciones independientes de captura de entrada que son usadas para registrar automáticamente el tiempo cuando una transición seleccionada se detecta en una terminal de entrada del reloj respectivo.

Se incluyen cinco funciones de comparación de salida para generar señales de salida o para detectar retrasos de software. Estas funciones se describen más adelante de manera detallada.



Un circuito de interrupciones periódicas programables llamado interrupción de tiempo real RTI, se deriva del contador del reloj principal de 16 bits. Por medio de software se puede seleccionar 1 de 4 razones para RTI que comúnmente es usado para seguir el paso de la ejecución de rutinas de software.

La función COP esta vagamente relacionada con el reloj principal ya que el sistema de éste, se deriva del conjunto de contadores. Aunque aquí comentaremos brevemente la estructura de este sistema, el sistema completo se explica en la sección de RESET (reinicialización) e interrupciones.

El subsistema del reloj involucra más registros y bits de control que cualquiera otro subsistema del MCU. Cada una de las tres funciones de captura de entrada tiene su propio registro de captura de entrada de 16 bits y cada una de las funciones de comparación de salida tiene su registro de comparación de 16 bits.

Todas las funciones del reloj, el overflow de éste y el RTI, tienen sus propios controles de interrupción y vectores de interrupción separados. Bits adicionales de control permiten al software controlar el o los límites de cada función de captura de entrada y las acciones automáticas que resultan de las funciones de comparación de salida.

A pesar de que la lógica de hardware está incluida para automatizar muchas de las actividades del reloj, esta arquitectura es esencialmente un sistema orientado al software. Esta estructura es fácilmente adaptable a una gran variedad de aplicaciones, aunque no es tan eficiente como el hardware dedicado para aplicaciones específicas de cronometraje.

II.1.2.20.2 Diagrama general de bloques del reloj

En la figura II.1.2.20.2.1 se muestra un diagrama de bloques del sistema del reloj principal. En lo siguiente, se hace referencia a tal figura de modo que sea mas sencillo explicar las funciones de cada una de sus partes.

El bloque de control de las terminales del puerto A incluye lógica para funciones de cronómetro y para E/S de propósito general.

Para tres de las terminales, el bloque contiene una lógica para la detección de flancos, así como la lógica de control que permite al usuario el seleccionar que flancos serán capturados por cada una de las entradas. El nivel digital de estas terminales puede ser leído en cualquier momento, aún cuando esté siendo usado por una función de captura de entrada.

El resto de las terminales del puerto se pueden utilizar como salidas de propósito general o como terminales de comparación de entrada. Cuando se utiliza en la función citada en último lugar, no se pueden escribir en ella como una terminal de salida de propósito general.

Cada una de las funciones de comparación de salida está relacionada a una terminal de salida del puerto A. Una terminal de comparación de salida tiene una lógica adicional para controlar las combinaciones de las terminales PA3-PA7 y esta última terminal, puede ser usada como E/S de propósito general, como entrada al acumulador de pulsos o como salida de comparación OC.

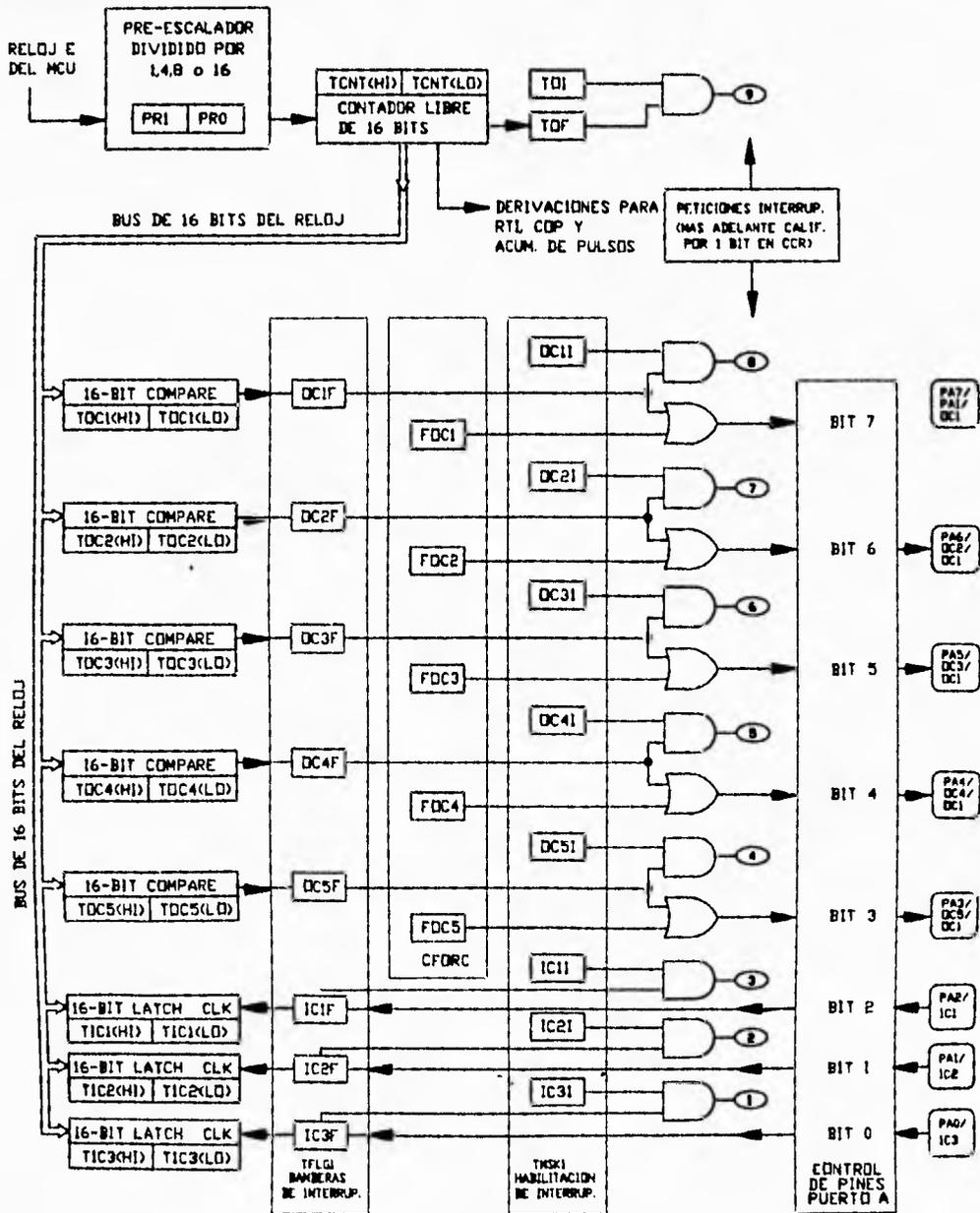


Figura II.1.2.20.2.1 Diagrama de bloques del reloj principal.

II.1.2.20.3 Concepto de captura de entrada.

La función de captura de entrada es un elemento fundamental de la arquitectura del reloj. Para el MCU, el tiempo físico está representado por la cuenta del contador de 16 bits del reloj principal.

Las funciones de IC (captura de entrada) usadas para registrar el tiempo en el cual un evento externo ha ocurrido, se llevan a cabo por medio del almacenamiento del contenido del contador cuando un flanco seleccionado es detectado en la terminal de entrada asociada al reloj.

El tiempo en el cual el evento ocurrió se salva en un registro de captura de entrada. Por lo tanto, aunque puede tomar un tiempo indeterminado para responder al evento, el software puede decir exactamente cuando tuvo lugar dicho evento.

Por medio de los registros de los tiempos para los flancos sucesivos o señales de entrada, el software puede determinar el periodo y/o el ancho de pulso de la señal. Para medir su período se requiere, cuando menos, que dos flancos sucesivos de la misma polaridad sean capturados.

Para medir el ancho de un pulso se capturan flancos de polaridades alternas.

Por ejemplo, para medir el ancho de un pulso de salida alto, el usuario tendría que capturar en un flanco de subida y restar el tiempo que se requiere para el flanco de bajada siguiente.



Cuando el período o el ancho del pulso es menor que un período de overflow del contador de 16 bits, la medición es directa. En la práctica, el software usualmente tiene que mantener el seguimiento de los overflows del contador de 16 bits para extender su rango.

Otro uso importante de estas funciones es el establecer un tiempo de referencia. Para este caso, una función de captura de entrada se utiliza en conjunto con una función de comparación de salida.

Por ejemplo, si el usuario quiere que una señal de salida se active después de un cierto tiempo en que se registra un evento, se tendrá que capturar el tiempo en el cual el evento ocurrió. Un número que corresponde al retardo deseado se suma al valor capturado y se almacena en un registro de comparación de salida. Como ambas funciones tienen la misma referencia (el contador de 16 bits), el retraso puede ser controlado con la resolución del contador y no con la cadencia del software.

II.1.2.20.4 Concepto de comparación de salida

Esta función también es fundamental en la arquitectura del reloj principal. Las funciones de comparación de salida son usadas para programar la ocurrencia de una acción en un tiempo específico (cuando el contador de 16 bits alcanza un valor determinado). Para cada una de las cinco funciones de OC se cuenta con un registro de comparación de 16 bits y un comparador dedicado o especializado también de 16 bits.



El valor del registro de comparación es comparado con el del contador de 16 bits en cada ciclo de bus. Cuando el registro de comparación de salida iguala el valor del contador, una salida es generada y ésta, establece una bandera de estado de OC e inicia las acciones automáticas para esa función OC.

Éstas incluyen la generación de una petición de interrupción de hardware y cambios de estado en las terminales de salida del reloj asociadas.

Uno de los ejemplos más sencillos de esta función es producir un pulso de duración determinada. Primero, un valor correspondiente al flanco de subida del pulso se escribe en el registro de OC. La comparación de salida se configura para establecer automáticamente la correspondiente salida, baja o alta, dependiendo de la polaridad del pulso producido.

Después de que esta comparación ha ocurrido, el OC es reprogramado para automáticamente cambiar la salida a su nivel inactivo en la siguiente comparación.

Un valor que corresponde al ancho del pulso se suma al valor original del registro de OC. Ya que los cambios de estado de las terminales ocurren automáticamente a valores específicos del contador, el ancho del pulso puede ser controlado con precisión a la resolución del contador.

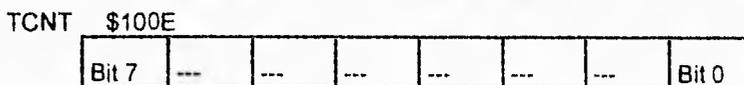
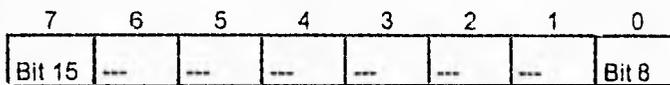
Por medio de la repetición de generar pulsos, una señal de salida de una frecuencia específica y ciclo de trabajo deseado, puede ser generada.

II.1.2.20.5 Contador libre y pre escalador

Como ya se dijo, este es un elemento fundamental de este subsistema.

El conteo empieza en \$0000 al salir el MCU del reset y entonces sigue continuamente. Cuando la cuenta máxima es alcanzada (\$FFFF), el contador pasa a una cuenta de \$0000, establece una bandera de overflow y continúa su cuenta ascendente.

Mientras que el MCU corra en modo normal de operación, no existe forma de reinicializar, cambiar o interrumpir la cuenta del contador. El contador puede ser leído en cualquier momento para decir que tiempo se lleva. Todas las actividades del sistema del reloj principal tienen como referencia a este contador. Por esto, todas las funciones del reloj principal tienen relaciones conocidas con las otras.



\$100F

El registro de conteo TCNT del reloj, debe de leerse usando una instrucción de lectura de doble byte como Load D (LDD) o Load X (LDX).

La mitad baja del contador, así como la alta, son manejadas dependiendo del tipo de instrucción de lectura utilizado, de manera que se asegure su correcta lectura. Ya sea

que los 8 bits inferiores sean congelados mientras que se leen los superiores o, que por medio de la inhibición de los 8 bits inferiores del TCNT, se lean los superiores una vez que los primeros pasan al registro a través de un buffer transparente.

II.1.2.21 Estructura general del divisor del reloj

Dentro de los divisores para todo el sistema del MCU, el más grande incluye el contador del reloj principal y su pre escalador asociado.

Las derivaciones de este contador para el RTI, el sistema acumulador de pulsos y el COP que se han realizado, así como para ahorrar espacio en el MCU, tienen circuitería especial para compensar el pre escalador del reloj principal para que la frecuencia de estas derivaciones sean independientes del factor de pre escalamiento. Estos circuitos post escaladores hacen práctico el compartir porciones de las cadenas del contador del reloj en una manera que permite que las razones de varios sistemas se elijan de forma independiente unos de otros.

Existe una lógica relativamente compleja que divide el oscilador en un reloj de 2 fases interno y en un reloj externo E.

La señal del muestreador de dirección AS, para demultiplexar la dirección menos significativa de los datos, es también desarrollada en este primer bloque divisor del oscilador.

Casi todo lo que sucede en el interior del MCU tiene como referencia al reloj PH2 en lugar del reloj E que tiene un retraso de 90 grados respecto al primero.

En la figura II.1.2.21.1 se muestran las relaciones idealizadas en tiempo para los relojes y para AS que se desarrollan en el bloque inicial del divisor del oscilador.

Algunos registros y bits, como los 16 bits de control del pre escalador, pueden sólo ser escritos en los primeros 64 ciclos del reloj E después de la reinicialización.

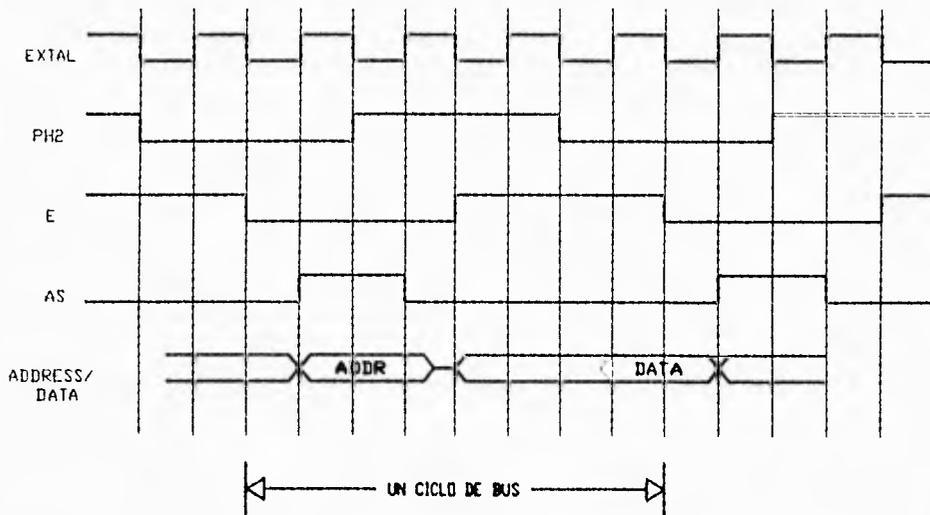


Figura II.1.2.21.1 Relaciones idealizadas en tiempo para relojes y para AS.

Las cadenas divisoras para el reloj de la SPI y para el generador de baud-rate del SCI, son las últimas dos grandes cadenas divisoras en el MCU. El divisor de este último es también ininterrumpible excepto por comandos especiales disponibles sólo en modos especiales de prueba.

La figura II.1.2.21.2 muestra todos los sistemas divisores.

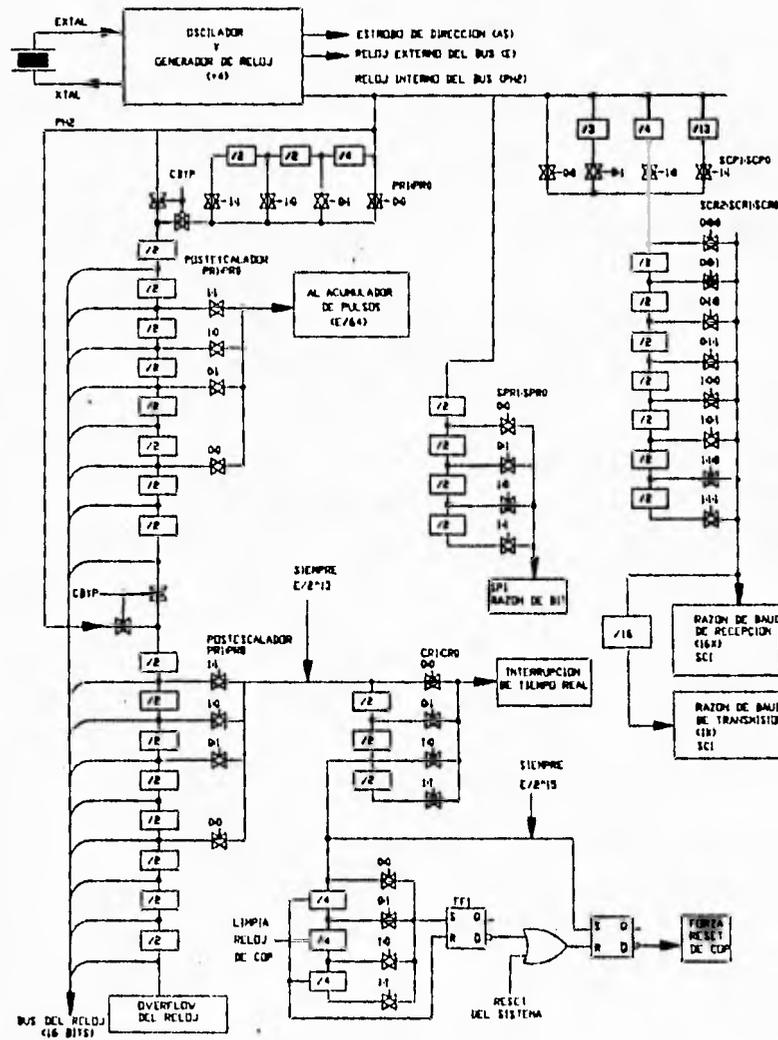


Figura II.1.2.21.2 Sistemas divisores del reloj principal.

II.1.2.22 Pre escalador

Un pre escalador programable permite al usuario el seleccionar una de cuatro opciones de reloj para manejar el contador del reloj principal de 16 bits. Esta selección habilita al usuario para elegir la resolución del reloj y el rango del mismo.

Las razones a escoger dan un rango de 500ns a 8 μ s en la resolución y 32.77ms a 524.3ms entre overflows. (para E = 2 MHz)

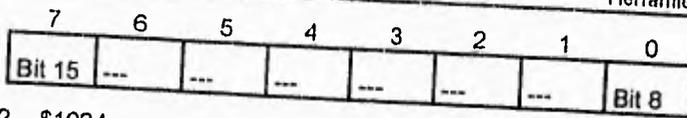
El rango del cronómetro es importante porque el software requerido para funciones de tiempo es más complejo si se tienen que considerar los overflows.

Otro factor a considerar al seleccionar la razón del pre escalador es el consumo de potencia ya que el consumo de potencia para los CMOS es directamente proporcional a la frecuencia de operación. Se ahorra energía al reducir la frecuencia.

Cuando el software tiene que manejar overflows, la cadencia y el tiempo de ejecución de la rutina de servicio del overflow se puede convertir en un factor en la precisión de las funciones de salida del reloj.

A continuación se explica los bits seleccionados del pre escalador, PR1 y PR0, que están en el registro enmascarable del reloj (TMSK2). Los otros bits en el registro no tienen relación con el reloj.





TMSK2 \$1024

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

II.1.2.22.1 PR1, PR0- Selección del pre escalador del reloj.

Estos dos bits seleccionan la razón para el reloj principal. La tabla II.1.2.22.1.1 muestra las relaciones entre el factor de pre escalamiento y el valor de los bits de control. En los modos normales de operación solamente se puede cambiar la razón del pre escalador en los primeros 64 ciclos después de un reset, y la elección se mantiene hasta el siguiente reset.

PR1	PR0	Fact. Preescala	Frecuencia del Cristal		
			2 ^ª Hz	8 MHz	4 MHz
			Una cuenta (Resolución) / Overflow (Rango)		
0	0	1	477ns/31.25ms	500ns/32.77ms	1µs/65.44ms
1	0	4	191µs/125ms	2µs/131.1ms	4µs/262.1ms
1	0	8	3.81µs/250ms	4µs/262.1ms	8µs/524.3ms
1	1	16	7.63µs/0.5s	8µs/524.3ms	16µs/1.049s
			2.1 MHz	2 MHz	1 MHz
			Frecuencia del Bus (Reloj E)		

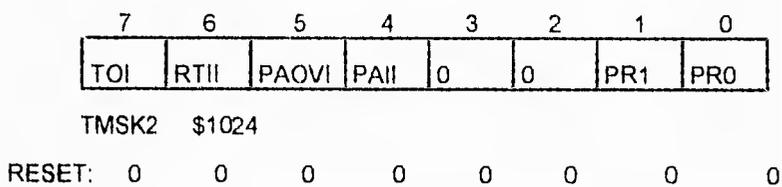
Tabla II.1.2.22.1.1 Relaciones de preescalamiento.

II.1.2.23 Sobreflujo

En los casos donde se tienen que medir períodos más largos que el rango del reloj o se tienen que generar pulsos más largos que él, es necesario usar el overflow. Esto equivale a medir tiempos más largos que 60 segundos con el uso del despliegue de un reloj digital. Los despliegues de los minutos y las horas extienden el rango de los segundos.

En el MC68HC11 el bit de bandera de overflow TOF se establece cada vez que el contador del reloj pasa de \$FFFF a \$0000. Este bit, además, generará una petición de interrupción cada vez que se fija el bit de habilitación de interrupción por overflow del reloj TOI en el registro 2 de bandera del reloj TFLG2. El software debe reconocer que ha visto la condición de overflow por medio del borrado del indicador de estado TOF. El contador sigue su marcha aún cuando el TOF no haya sido borrado. Si las indicaciones de overflow no son importantes para alguna aplicación se pueden ignorar.

En seguida se comentan los bits TOF y TOI. Los otros bits en los registros no están asociados con los overflows del reloj.



7	6	5	4	3	2	1	0
TOF	RTIF	PAOVF	PAIF	0	0	0	0

TFLG2 \$1025

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

TOI, TOF- Habilitación de la interrupción de overflow del reloj, bandera de overflow del reloj.

El bit de estado TOF se establece automáticamente cada vez que el contador pasa de \$FFFF a \$0000. Este bit se borra escribiendo un uno en el registro TFLG2 en la posición del bit 7. El bit de control TOI permite al usuario configurar el overflow del reloj para operación poleada o manejada por interrupciones pero no afecta el establecimiento o borrado del bit TOF. Cuando el bit TOI es cero, las interrupciones de overflow del reloj son inhibidas, y el overflow del reloj está trabajando en modo poleado. En este modo, el bit TOF debe ser poleado (leído) por software del usuario para determinar cuando ha ocurrido un overflow. Cuando el bit de control TOI es uno, una petición de interrupción de hardware es generada en el momento en que el bit TOF es establecido. Antes de dejar la rutina de servicio de interrupción, se debe borrar el bit TOF por medio de la escritura a el registro TFLG2.

II.1.2.24 Derivación del contador

En modos especiales de operación se cuenta con una función de bypass para simplificar los tiempos de prueba de las funciones del reloj principal. La función es activada mediante la escritura de un uno en el bit de control de bypass (CBYP) en el

registro de control TEST1, que solamente se puede escribir en modos especiales. Cuando el CBYP es uno, el contador del reloj principal es reconfigurado para que el pre escalador se pase por alto y las mitades alta y baja del contador de 16 bits sea simultáneamente manejada por el reloj PH2.

Ya que esta función es para modos especiales, no interfiere en ninguna aplicación en los modos normales.

II.1.2.25 Función de interrupción de tiempo real (RTI)

La función RTI puede ser empleada para generar interrupciones de hardware a intervalos de tiempo fijos. Comúnmente se organizan las rutinas que conforman una aplicación en secuencias de llamadas mayores de subrutinas.

La longitud del tiempo necesario para completar todas las rutinas es variable y depende de cuanto tiene que hacer cada rutina, pero el tiempo para el peor caso en el que se ejecutan todas las rutinas debe ser conocido. Después de haber pasado por todas las rutinas, el software entra a un modo de retardo hasta que una señal de tiempo de referencia es detectada. Al detectar la señal, se ejecuta un salto al inicio de la secuencia y se vuelven a llevar a cabo todas las rutinas en secuencia. Sabiendo el tiempo entre señales de tiempo de referencia sucesivas, una rutina puede medir el tiempo real tomando en cuenta el número de veces que es ejecutado y multiplicando por el tiempo entre señales de referencia de tiempo sucesivas. En este caso, el período RTI.

En el 68HC11, el sistema RTI puede ser empleado para proporcionar esta señal de referencia de tiempo. Existen 4 diferentes razones para la función RTI. Éstas, son función de la frecuencia del oscilador del MCU y del valor de dos bits de control accesibles por software. RTR1 Y RTR0.

Aunque la razón se puede seleccionar en cualquier momento, típicamente se hace poco después de un reset.

El reloj fuente del sistema RTI corre libremente y no puede ser detenido. Este reloj causa que el tiempo entre interrupciones del RTI sea una constante que es independiente de la cadencia del software asociado con el establecimiento y borrado de bandera. Entonces un período del RTI comienza cuando acaba el anterior, no cuando RTIF es borrado.

El problema más común con el que se enfrentan los usuarios al hacer uso del sistema RTI es que se olvida borrar el RTIF una vez que se ha reconocido. Si la bandera no es borrada por un software específico en el TFLG2, seguirá como "pendiente" la siguiente vez que sea checado. Si el sistema se está trabajando en modo de interrupción, la interrupción solicitada será atendida inmediatamente después del regreso de la RTI al final de la rutina. Esto provoca que el sistema se quede "atrapado" en un ciclo de servicio de peticiones de interrupción y la única salida es un reset del sistema. En el caso en que el sistema opera en modo poleado, las rutinas se ejecutan correctamente la primera vez pero las secuencias principales se ejecutan demasiado rápido la segunda ocasión ya que el software "piensa" que el período del RTI ya ha concluido.

7	6	5	4	3	2	1	0
TOI	RTII	PAOVI	PAII	0	0	PR1	PRO

TMSK2 \$1024

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

7	6	5	4	3	2	1	0
TOF	RTIF	PAOVF	PAIF	0	0	0	0

TFLG2 \$1025

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

RTII, RTIF- Habilitación de la interrupción de tiempo real, bandera de interrupción de tiempo real.

El bit de estado RTIF es automáticamente establecido al final de cada período de RTI. Este bit es borrado por la escritura de un uno en la posición 6 del TFLG2. El bit de control RTII permite que el usuario configure el sistema RTI para operar en modo poleado o de interrupción pero no afecta el establecimiento o borrado de RTIF. Cuando el RTII es cero, el sistema RTI está en modo poleado y se debe hacer un muestreo con software al RTIF para saber cuando un período de RTI ha transcurrido. Por el contrario, si el RTII es uno, se genera una petición de interrupción de hardware cada vez que el RTIF es uno. Antes de dejar la rutina de servicio, se debe borrar, vía software, el RTIF con la escritura en el registro TFLG2.

A continuación se explican los bits de selección de la opción de RTI localizados en el PACTL o registro de control del acumulador de pulsos.

7	6	5	4	3	2	1	0
DDRA7	PAEN	PAMOD	PEDGE	0	0	RTR1	RTR0

TFLG2 \$1026

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

RTR1,RTR0- Selección de razones de interrupción de tiempo real

Estos dos bits determinan la razón a la cual las interrupciones serán solicitadas por el sistema RTI. El RTI es manejado por un reloj E dividido entre 2^{13} compensado para que sea independiente del pre escalador del reloj. Estos dos bits seleccionan un factor adicional de división. En la tabla II.1.2.25.1 se muestran las razones de RTI que resultan de varias combinaciones de frecuencias de cristal y de valores de los bits de control del RTI. El valor del RTI se establece a su máximo al salir del reset y puede ser cambiado en cualquier momento.

RTR1	RTR0	$E \div 2^{13}$ Dividido por:	Frecuencia del Cristal		
			2 MHz	8 MHz	4 MHz
			Razón nominal del RTI		
0	0	1	3.91ms	4.10ms	8.19ms
0	1	2	7.81ms	8.19ms	16.38ms
1	0	4	15.62ms	16.38ms	32.77ms
1	1	8	31.25ms	32.77ms	65.64ms
			2.1 MHz	2 MHz	1 MHz
Frecuencia del Bus (Reloj E)					

Tabla II.1.2.25.1 Razones de RTI

II.1.2.26 Función de supervisión (COP)

La función de perro guardián de COP está relacionada superficialmente con el sistema del reloj principal. La cadena de reloj para esta función se deriva de la cadena del reloj principal tal como lo muestra la figura .II.1.2.21.2

Los estados del contador hasta la derivación de E dividido por 2^{15} no tienen entrada de reset, los estados del divisor por encima de éste son restablecidos cada vez que se ejecuta la secuencia de borrado del COP. Esta estructura determina la incertidumbre del período del COP porque el software no tiene forma práctica alguna de saber cuando el primer flanco de reloj aparecerá en la derivación de E dividido por 2^{15} . Esta tolerancia o incertidumbre depende de la frecuencia del bus (E) pero no varía con respecto a la selección de razón CR1, CR0.

Los bits mostrados y explicados a continuación (CR1, CR0) son los de selección de razón de reloj del COP. Los demás, no tienen relación con este sistema.

7	6	5	4	3	2	1	0
ADPU	CSEL	IRQE	DLY	CME	0	CR1	CR0

OPTION \$1039

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

CR1, CR0- Bits de selección de razón de reloj del COP

El reloj interno E del MCU es primero dividido por 2^{15} antes de entrar en el sistema del COP. Los bits de control CR1 y CR0 regulan posteriores factores de escala para el reloj del sistema de supervisión como se puede ver en la tabla II.1.2.26.1



La columna derecha de la tabla muestra los periodos del sistema de supervisión resultantes para tres frecuencias típicas de oscilación. En el reset, se configura el período más corto. En operación normal, estos bits pueden ser escritos una sola vez, en los primeros 64 bits después del reset.

RTR1	RTR0	E+2 ⁿ divido por	Frecuencia del Cristal		
			2 ^o Hz	8 MHz	4 MHz
			Tiempo nominal del RTI		
0	0	1	3.91ms	4.10ms	8.19ms
0	1	2	7.81ms	8.19ms	16.38ms
1	0	4	15.62ms	16.38ms	32.77ms
1	1	8	31.25ms	32.77ms	65.54ms
			2.1 MHz	2 MHz	1 MHz
Frecuencia del Bus (Reloj E)					

Tabla II.1.2.26.1 Factores de escala para el sistema de supervisión.

II.1.2.27 Funciones de captura de entrada

Cada función de captura de entrada incluye un latch (almacenamiento o retención) de 16 bits, en su lógica de detección de flancos, y lógica de generación de interrupción. El latch de 16 bits captura el valor en curso del contador cuando un flanco elegido es detectado en la terminal de entrada de reloj correspondiente. La lógica de detección de flancos cuenta con bits de control para que, con el uso de software, el usuario pueda determinar la polaridad del flanco que será reconocido. Cada una de las tres funciones de captura de entrada pueden ser configuradas independientemente para detectar flancos de subida solamente, únicamente flancos de bajada, o cualquier flanco. La lógica de generación de interrupción incluye una bandera de estado, que indica que un flanco ha sido detectado, y un bit local de habilitación de interrupción, el cual determina si la función de captura de entrada correspondiente generará una petición de interrupción de hardware. Si la petición de interrupción es inhibida, la captura de entrada está trabajando en modo poleado y el software debe leer la bandera de estado para reconocer que un flanco fue detectado.

Los flancos de la captura de entrada generalmente no tienen sincronía con el contador interno del reloj que tiene relación con el reloj PH2. Estas peticiones de captura asíncronas son entonces sincronizadas con PH2 para que el almacenamiento ocurra en el medio ciclo opuesto de PH2 desde el cual el contador del reloj está siendo incrementado. Este proceso de sincronización introduce un retardo entre cuando el flanco sucede y cuando es almacenado. De cualquier manera, en la mayoría de los casos este retraso debe ser ignorado ya que este retardo es compensado con otros.

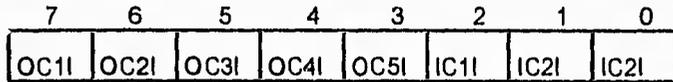
El elemento central de cada función de captura de entrada es el latch de captura de entrada, el cual puede ser leído por el software como un par de registros de 8 bits. Los registros TICx no son afectados por reset y no pueden ser escritos por software. Cuando un flanco ha sido detectado y sincronizado, el valor del contador de 16 bits es transferido al par de registros de captura de entrada como una sola transferencia de 16 bits. La captura de valores del contador del reloj y el incremento del mismo, ocurren en ciclos opuestos del reloj PH2 de manera que el valor de la cuenta esté estable siempre que una captura ocurra. Las funciones de captura de entrada operan independientemente de las otras, y las tres funciones pueden capturar la misma cuenta de 16 bits si los flancos de entrada son todos detectados dentro del mismo ciclo de cuenta del reloj.

Una lectura del bit de orden superior de un par de registro de captura de entrada inhibe una nueva transferencia de captura por un ciclo del bus. Mientras se utilice una instrucción de doble byte para leer valores de captura de entrada, el usuario está seguro de que los dos bytes corresponden el uno con el otro. Si una nueva captura de entrada ocurre de manera que una transferencia hubiera ocurrido inmediatamente después de la lectura del byte superior, será retrasada por un ciclo más pero no se perderá.

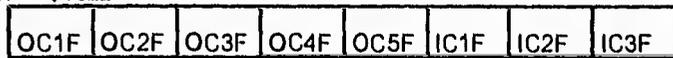
La acción de captura de una función de captura de entrada ocurre cada vez que un flanco seleccionado en la terminal correspondiente de entrada es detectado. Esto significa que el valor leído del registro de captura de entrada corresponde al más reciente flanco de la terminal, el cual puede no ser el flanco que causó que se estableciera la bandera de captura de entrada. En algunas aplicaciones puede haber un número de flancos brevemente espaciados. En los casos en los que estas capturas

Capítulo II

extras son indeseables, el software puede controlar los bits de selección de flanco para inhibir capturas subsecuentes hasta que la presente captura haya sido manipulada.



TMSK1 \$1022



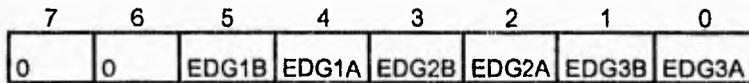
TFLG1 \$1023

ICxI, ICxF-habilitación de interrupción de captura de entrada y bandera de captura de entrada.

El bit de estado ICxF automáticamente es "1" cada vez que un flanco seleccionado es detectado en la terminal de captura de entrada correspondiente. Este bit de estado es borrado por medio de la escritura del registro TFLG1 con un "1" en la posición del bit correspondiente. El bit de control ICxI permite al usuario configurar cada función de captura de entrada para operación poleada ó manejada por interrupción pero no afecta el establecimiento o borrado del bit correspondiente ICxF. Cuando ICxI es cero, es inhibe la interrupción de captura de entrada correspondiente, y la captura de entrada es operada en modo poleado. En este modo, el bit ICxF debe ser leído por el software del usuario para determinar cuando un flanco sea detectado. Cuando el bit de control ICxI es "1", una petición de interrupción de hardware es generada cuando el correspondiente bit de ICxF se establece como "1". Antes de dejar la rutina de servicio de interrupción, se debe limpiar el bit ICxF por medio de la escritura del registro TFLG1.

II.1.2.28 Opciones programables

El usuario puede programar cada función de captura de entrada para detectar una polaridad particular del flanco en la terminal correspondiente de entrada. Un par de bits de control (EDGxB, EDGxA) en el registro 2 de control de número (TCTL2) es usada para seleccionar el o los flancos detectados por cada una de las funciones de captura de entrada.



TCTL2 \$1021

EDGxB, EDGxA-Control de flancos de captura de entrada

Estos pares de bits determinan a que flancos serán sensibles las funciones de captura de entrada. Estos pares están codificados de acuerdo a la tabla II.1.2.28.1:

EDGxB	EDGxA	CONFIGURACIÓN
0	0	Captura deshabilitada
0	1	Captura en flancos de subida solamente
1	0	Captura en flancos de bajada solamente
1	1	Captura en cualquier flanco

Tabla II.1.2.28.1 Sensibilidad de la captura de entrada.

II.1.2.29 Funciones de comparación de salida

En vez de ser solamente configuradas para llevar a cabo una sola función, las funciones de comparación de salida son configuradas y controladas por registros de control accesibles por software y por bits de manera que ejecuten una amplia variedad de tareas.

Existen cinco funciones de comparación de salida en el 68HC11. Cada comparación de salida tiene un registro de comparación de 16 bits y un comparador dedicado de 16 bits. El comparador lleva a cabo una comparación del valor del reloj libre contra el registro de comparación de 16 bits durante cada cuenta del reloj. Cuando se detecta una concordancia, una bandera de estado es establecida (OCxF), una interrupción es generada opcionalmente y las terminales de salida del reloj son cambiadas automáticamente de acuerdo a los bits de control. Ya que cada una de las cinco interrupciones son enmascarables separadamente con un bit local de control de habilitación de interrupción y ya que cada uno tiene su propio vector de interrupción, no hay necesidad de efectuar alguna lectura de software para determinar la causa de la interrupción.

Cuatro de las funciones de comparación de salida operan de manera muy similar a las de otras familias de microcontroladores sin embargo los MCU's de la familia HC11 tienen más canales de comparación de salida y un mayor control sobre las terminales de salida del reloj. La quinta comparación de salida (OC1) puede controlar cualquier combinación de las cinco terminales de salida del reloj aún cuando otra comparación de salida ya esté controlando las terminales.



Para OC5-OC2, un par de bits de control en el registro 1 de control del reloj (TCTL1) controla la acción automática que ocurrirá en la terminal respectiva de salida del reloj cuando una comparación de salida suceda. Los pares de bits de control (OMx,OLx) son codificados para permitir las cuatro siguientes posibilidades:

- 1) La comparación de salida del reloj no causa cambios en la terminal.
- 2) Interrumpir la terminal en cada comparación exitosa.
- 3) Forzar a la terminal a "0" en cada comparación exitosa.
- 4) Forzar a la terminal a "1" en una terminal de salida.

Cada una de las comparaciones de salida, es asociada a una terminal del puerto A, y las acciones automáticas de la terminal para cada comparación de salida son controladas independientemente.

Para OC1, las acciones automáticas de la terminal son controladas por la máscara de OC1 (OC1M) y los registros de datos de OC1 (OC1D). El registro OC1M determina que terminales del puerto A serán afectadas por OC1. El registro OC1D especifica los datos que serán enviados a las terminales afectadas del puerto A cuando haya una concordancia exitosa de OC1. Si OC1 y otra comparación de salida están ambas controlando la misma terminal, y si las dos tratan de cambiar la terminal simultáneamente, OC1 tendrá prioridad.

Las terminales de comparación de salida pueden ser usadas como salidas de propósito general sin tener nada que ver con el reloj o como salidas del reloj directamente controladas por el sistema del reloj. Cuando una de las terminales se utiliza para el sistema del reloj no puede ser escrita como salida de propósito general. Si el usuario



requiere cambiar el estado de una terminal sin esperar la comparación de salida, puede utilizar la función de "forzar" la comparación de salida. Otra forma de hacerlo, es desenganchando el reloj temporalmente cambiando los bits de control.

El registro de 16 bits de comparación de salida para cada función de comparación de salida puede ser leído o escrito por el software como un par de registros de 8 bits. Los registros TOCx se forzan a \$FFFF durante el reset.

Una escritura al byte de orden superior del par de registros de comparación de salida inhibe la función de comparación de salida por un ciclo de bus. Con esto se asegura que el registro de 16 bits de comparación cuyo byte superior acaba de ser escrito, y el inferior contiene todavía datos del valor anterior, sea leído de forma correcta.

Siempre que el usuario utilice una instrucción de doble byte (como STD), para actualizar registros de comparación de salida, este mecanismo de inhibición de un ciclo de bus previene que se efectúen comparaciones no intencionales después de la escritura de la mitad de orden alto pero antes de la escritura de la mitad de orden bajo.

Mientras que una función de comparación de salida sea configurada para cambiar el estado de una terminal o para generar una interrupción, la acción ocurre cada vez que la cuenta del reloj concuerde con el registro de comparación. Para generar una sola interrupción después de un retraso de tiempo, léase el registro TCNT, súmese el valor correspondiente a el retardo deseado, escríbase el valor del registro de comparación de salida y escríbanse los controles apropiados para habilitar la interrupción. Cuando ocurra la interrupción, deshabílltense la interrupción para prevenir que se presente otra al tenerse una cuenta igual en el reloj.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
Bit 15	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 8
Bit 7	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 0

TOC1 \$1016, \$1017

	7	6	5	4	3	2	1	0	
Bit 15	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 8
Bit 7	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 0

TOC2 \$1018, \$1019

Bit 15	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 8
Bit 7	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 0

TOC3 \$101A, \$101B

Bit 15	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 8
Bit 7	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 0

TOC4 \$101C, \$101D

Bit 15	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 8
Bit 7	---	---	---	---	---	---	---	---	Bit 0

TOC5 \$101E, \$101F

El bit de estado OCxF es automáticamente establecido como "1" cada vez que el registro de comparación correspondiente concuerda con el reloj. Este bit de estado es borrado por medio de la escritura de un "1" en la posición correspondiente del bit del

Capítulo II

registro TFLG1. El bit de control OCxI permite al usuario el configurar cada función de comparación de salida para operación poleada o manejada por interrupción pero no afecta el establecimiento o borrado del bit OCxF correspondiente. Cuando OCxI es cero, la interrupción de comparación de salida que corresponde es inhibida, y la comparación de salida es operada en modo poleado. Cuando OCxI es "uno", una petición de interrupción de hardware es generada siempre que el bit correspondiente OCxF tiene un "1". Antes de dejar la rutina de servicio de interrupción, el software debe limpiar el bit OCxF escribiendo el registro TFLG1.

II.1.3 Sistema del convertidor analógico-digital

El sistema de convertidor analógico -digital de la familia HC11 utiliza la técnica de redistribución capacitiva de cargas para las conversiones.

El sistema A/D es un convertidor de aproximaciones sucesivas de 8 canales, de 8 bits y con una precisión de $\pm 1/2$ del bit menos significativo en todo el rango de temperatura de operación. Gracias a la técnica de redistribución de carga, no se requieren circuitos externos para muestrear y retener.

En los párrafos siguientes se expondrán los principios de la técnica de redistribución de carga y la descripción detallada del sistema del convertidor A/D.



II.1.3.1 Redistribución de carga A/D

La figura II.1.3.1.1 muestra el diagrama simplificado para llevar a cabo una conversión A/D de 4 bits por aproximaciones sucesivas empleando la redistribución de carga. El circuito que usa la familia HC11 incluye circuitería adicional para mejorar el desempeño y facilitar la fabricación.

Ya que la técnica empleada por el convertidor de esta familia depende de relaciones de capacitancias más que en los valores absolutos de ellas, los capacitores en la figura II.1.3.1.1 están marcados en unidades.

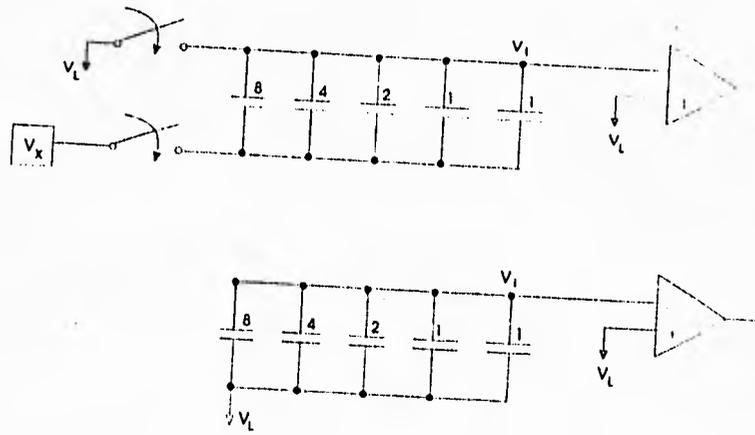
Durante el tiempo de muestreo (figura II.1.3.1.1 (a)), la placa superior de todos los capacitores se cambia a VL (0.0V), y las placas inferiores son conectadas a la entrada analógica desconocida, Vx. Usando la relación simple de Qs igual a CV, la carga total puede ser calculada por:

$$Q_s = 16(V_x - V_L)$$

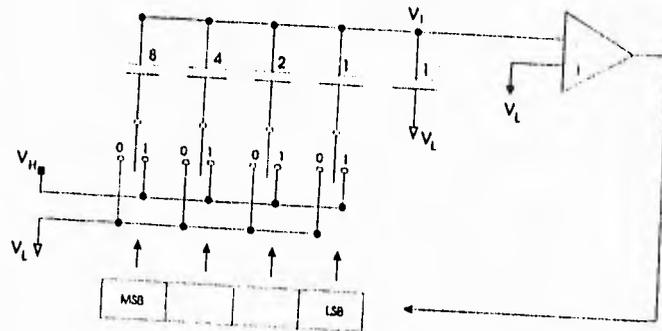
A menos que se indique de otra manera, se asume que el valor de VL es 0.0V; por lo tanto

$$Q_s = 16 V_x$$





(a)



(b)

Figura II.1.3.1.1 Diagrama simplificado de una conversión A/D.

A continuación, el circuito cambia al estado antiguo por medio de interruptores analógicos controlados lógicamente (figura II.1.3.1.1 (b)). En este estado, las placas superiores son desconectadas de VL, y las placas de la parte inferior son cambiadas de Vx a VL. La carga se escribe ahora como

$$Q_H = (V_L - V_i) 16$$

$$\text{Como } V_L = 0$$

$$Q_H = -16 V_i$$

Ya que la carga se conserva, Qs es igual a QH, por lo tanto,

$$16 V_x = -16 V_i$$

$$V_x = -V_i$$

$$V_i = -V_x$$

que es el voltaje inicial en la entrada del comparador.

Finalmente, en la porción de conversión del proceso A/D, cada capacitor, empezando con el más grande, que corresponde al bit más significativo (MSB) del resultado digital, es cambiado de VL a VH. La salida del comparador, después de que cada capacitor es cambiado, determina si la placa inferior de ese capacitor permanecerá a VH o será regresada a VL antes de que el siguiente capacitor sea cambiado.

Durante el tiempo de muestreo, los capacitores alcanzan una carga total

$$Q_s = 16 V_x = (16) \frac{21}{32} (V_H) = \frac{21}{2} V_H$$



Durante la retención, la entrada negativa del comparador (V_i) va hasta $-V_x$ o $-21/2 V_H$.
En seguida, el capacitor de 8 unidades se cambia de V_L a V_H resultando el circuito de la figura II.1.3.1.2

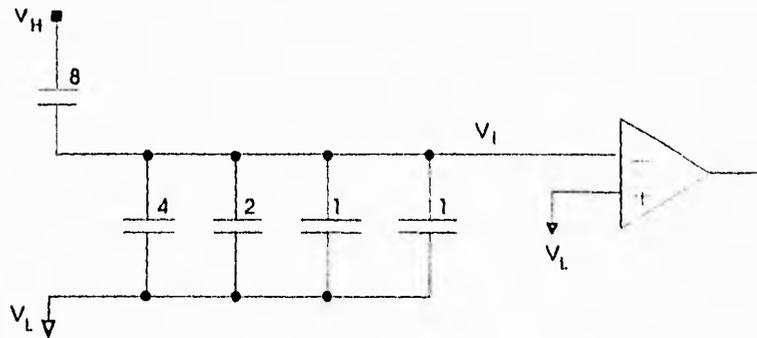


Figura II.1.3.1.2

La carga se escribe como sigue:

$$Q = 8(V_H - V_i) + 8(V_L - V_i)$$

pero $V_L = 0$; entonces,

$$Q = 8 V_H - 8 V_i - 8 V_i$$

$$Q = 8 V_H - 16 V_i$$

Por conservación de carga, esta carga se establece igual a la carga obtenida durante el período de muestreo:

$$\frac{21}{2} V_H = 8V_H - 16V_i$$

Resolviendo para V_i se obtiene los siguientes resultados:

$$16V_i = 8V_H - \frac{21}{2} V_H$$

$$V_i = \frac{1}{2} V_H - \frac{21}{32} V_H$$

$$V_i = -\frac{5}{32} V_H$$

que es negativo.

Ya que la salida del comparador es un uno lógico, el capacitor de 8 unidades permanece conectado a V_H para el siguiente paso. También, el bit 3 del registro de aproximaciones sucesivas (SAR) se establece en uno lógico. Después de la secuencia de conversión, el SAR contiene el equivalente digital de la entrada analógica original.

A continuación, el capacitor de 4 unidades será cambiado de V_L a V_H resultando el circuito de la figura II.1.3.1.3:



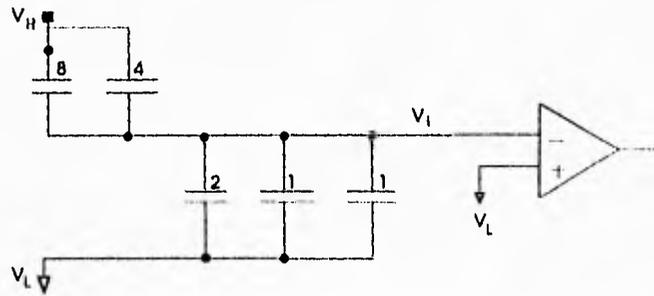


Figura II.1.3.1.3

La carga se puede escribir como sigue:

$$Q = 8(V_H - V_i) + 4(V_H - V_i) - 4V_i$$

$$Q = 8 V_H - 8 V_i + 4 V_H - 4 V_i - 4 V_i$$

$$Q = 12 V_H - 16 V_i$$

Por la conservación de la carga, esta carga se establece igual a la carga original:

$$\frac{21}{2} V_H = 12 V_H - 16 V_i$$

Y resolviendo para V_i se obtiene:

$$V_i = \frac{3}{32} V_H$$

que es positivo.



La salida del comparador es un cero lógico; por lo tanto, el capacitor de 4 unidades regresa a VL antes de proceder al siguiente paso. También, el bit 2 de SAR se pone a cero.

Después, el capacitor de dos unidades se cambia de VL a VH resultando el circuito de la figura II.1.3.1.4:

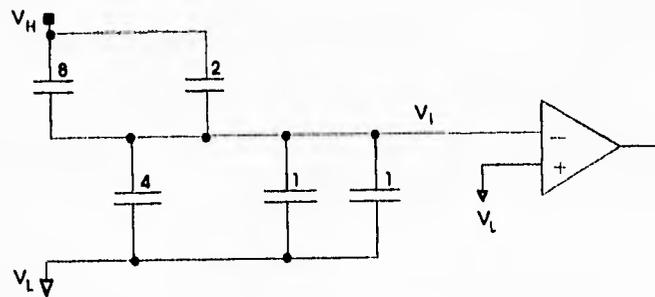


Figura II.1.3.1.4

La carga se puede escribir como:

$$Q = 10 V_H - 16 V_L$$

Estableciendo la carga igual a la carga original por conversión se llega al resultado siguiente:



$$V_i = -\frac{1}{32} V_H$$

que es negativo.

Como la salida del comparador ahora es un uno lógico, el capacitor de dos unidades permanece conectado a V_H para el siguiente paso, y el bit 1 del SAR se establece como uno.

Como el último paso de la secuencia de conversión, el capacitor de una unidad será cambiado de V_L a V_H . El segundo capacitor de una unidad permanece conectado a V_L a lo largo de la secuencia de conversión. El circuito de la figura II.1.3.1.5 es para el último paso de la conversión:

La carga ahora queda escrita como:

$$Q = 8(V_H - V_i) + 2(V_H - V_i) + 1(V_H - V_i) - 5V_i$$
$$Q = 11V_H - 16V_i$$

La conservación de la carga arroja los siguientes resultados:

$$\frac{21}{2} V_H = 11V_H - 16V_i$$
$$V_i = \frac{1}{32} V_H$$

que es positivo.



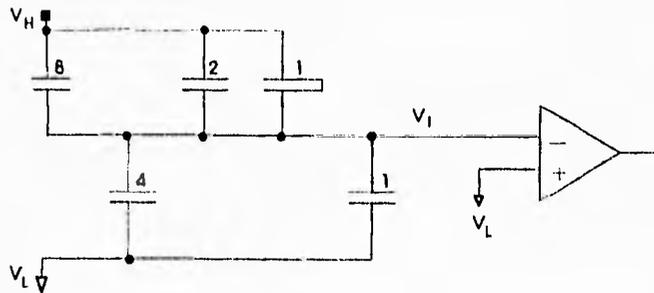


Figura II.1.3.1.5

Ya que la salida del comparador es ahora un cero lógico, el bit menos significativo LSB del SAR se pone en cero. Como la conversión está completa, no es necesario cambiar el capacitor de una unidad de vuelta a V_L . El resultado digital de este ejemplo de conversión sería 1010_2 .

En el ejemplo anterior, ocurre un error aún cuando se consideraron componentes y condiciones ideales. Si analizamos un A/D de 2 bits más simple podemos ver la razón para la presencia de este error.

Si se omite el segundo capacitor de una unidad resulta el circuito de la figura II.1.3.1.6.

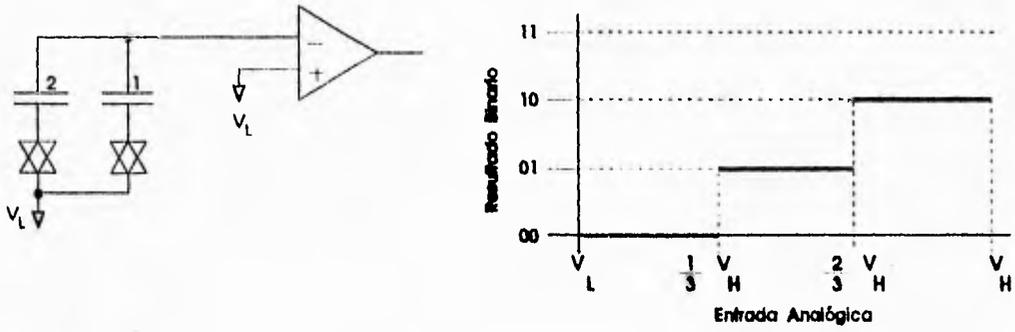


Figura II.1.3.1.6

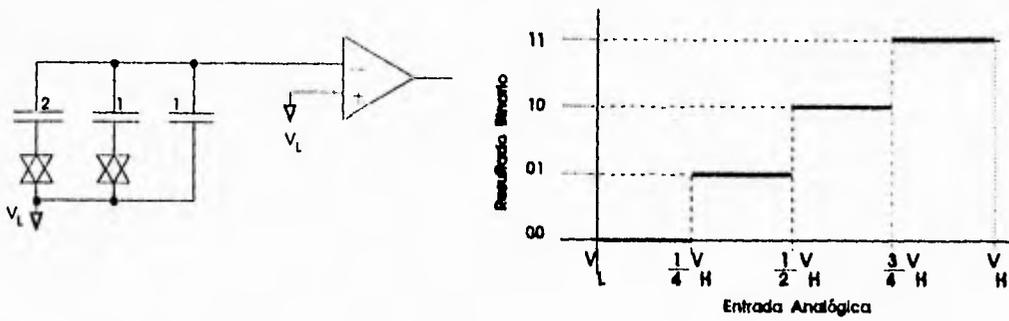


Figura II.1.3.1.7

Sin el capacitor de una unidad extra, cada unidad de capacitancia corresponde a un tercio del total en lugar de corresponder al $1/4$ deseado. Cuando el segundo capacitor de una unidad se añade, el circuito y características de transferencia resultan como en la figura II.1.3.1.7:

Una entrada analógica de $1/4 V_H$ produce un resultado digital de 01_2 o $1/4 V_H$, pero una entrada de $1/8 V_H$ arroja un resultado de 00_2 o $0.0V$, el cual es errático por $1/8 V_H$ o $1/2 \text{ LSB}$.

En un convertidor capacitivo de redistribución de carga, un método simple existe para recorrer hacia abajo la característica de transferencia en $1/2 \text{ LSB}$ para centrar el error de cuantización. Un capacitor de media unidad se conecta a V_H durante el tiempo de muestreo y es cambiado a V_L el resto de la secuencia de conversión.

II.1.3.2 Implementación del convertidor A/D en el 68HC11

El convertidor A/D en el HC11 está compuesto por un convertidor A/D de redistribución de carga de aproximaciones sucesivas sencillo y por circuitería de control digital. La sección analógica es un poco más compleja que la descrita previamente pero los principios de redistribución son idénticos. La sección digital contiene la lógica que hace trabajar al A/D como un sistema con el resto del MCU.

II.1.3.3 Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas

La figura II.1.3.3.1 muestra el convertidor A/D de aproximaciones sucesivas del HC11 en modo de muestreo.



Capítulo II

A diferencia de ejemplos anteriores, el arreglo de capacitores tiene un capacitor en serie (C_s) separando la mitad de bajo orden de la mitad de alto orden. Este capacitor efectivamente divide el valor de los capacitores de bajo orden a la izquierda por 16, lo que simplifica el arreglo y asegura una mejor combinación de los tamaños de las capacitancias.

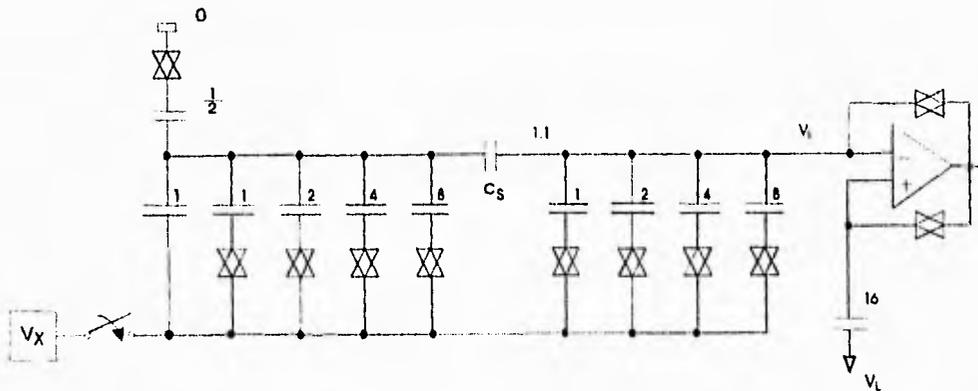


Figura II.1.3.3.1 Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas del MC68HC11.

Excepto por los elementos de media y 1.1 unidades, todos los capacitores están compuestos por grupos conectados de capacitores de una unidad, lo que minimiza errores causados por el dimensionamiento y procesamiento. En la familia HC11, estos capacitores consisten de placas de polisilicón separadas por óxido; las placas más bajas están aisladas del sustrato por una segunda capa de óxido. La capacitancia de esta estructura no está sujeta a variaciones debidas a voltajes en las placas relativos al sustrato.



Ambas entradas y la salida del comparador se acortan juntas durante el tiempo de muestreo, que causa que los tres puntos se estabilicen al voltaje de disparo del comparador; entonces, los offsets del comparador son efectivamente cancelados de los cálculos después del período de muestreo, los atajos se desconectan, y la secuencia de conversión procede como en los ejemplos previos. El capacitor de 16 unidades de la entrada positiva del comparador a VL no es crítico en términos de dimensión porque solamente es usado para mantener la entrada positiva a V_{trip} durante el tiempo corto de conversión.

II.1.3.4 Bomba de Carga A/D y Oscilador de resistor-capacitor (RC)

Una bomba de carga en la pastilla desarrolla alrededor de 7 u 8 V, y este alto voltaje es usado para drenar las puertas de los interruptores analógicos en el multiplexor y arreglo de capacitores en la entrada. Este alto voltaje de la puerta asegura una fuente baja para drenar impedancia para señales analógicas hasta e incluyendo VDD. De hecho, VRH puede ser un poco más alto que VDD, y el convertidor aún dará buenos resultados.

La bomba de carga A/D se deshabilita al salir del reset y se enciende estableciendo el bit de control (ADPU) de encendido A/D en el registro de control OPTION antes de que el sistema A/D pueda ser usado. Se requiere un retraso para permitirle a la bomba de carga y a los circuitos del comparador estabilizarse después de encender el ADPU.

El proceso A/D de redistribución de cargas es dinámico porque la carga del arreglo de capacitores eventualmente se pierde. Este arreglo es parte de un convertidor digital-analógico interno (DAC), lo que significa que el proceso de conversión debe ser

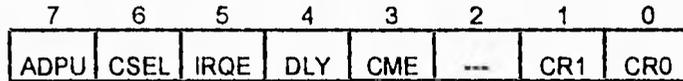


completado dentro de un tiempo razonable posterior a que el tiempo de muestreo termina. La otra circuitería en el MCU es estática para permitir frecuencias de reloj muy bajas, ahorrando así energía. A frecuencias de bus (reloj E) por debajo de 750 kHz, el reloj E normalmente no debe ser usado como el reloj de conversión A/D porque existe el riesgo de error debido a fuga de carga a temperaturas extremas.

Un oscilador RC en el circuito integrado provee una fuente alterna de reloj para el sistema A/D cuando el reloj E está corriendo muy lentamente para asegurar conversiones adecuadas. Esta fuente de reloj puede ser seleccionada mediante la escritura de un uno en el bit de control de selección de reloj (CSEL) en el registro de control OPTION. Puede ser necesario un retraso al cambiar de reloj dependiendo de sus frecuencias. La frecuencia del oscilador RC varía según el procesamiento pero es típicamente cercano a 2MHz.

Cuando el reloj E está siendo usado como la fuente de reloj del A/D, la secuencia de conversión está sincronizada inherentemente con los relojes principales del MCU. El usar el reloj E tiene dos ventajas sobre el usar el oscilador, el cual es asíncrono a los relojes del sistema. Primero, el comparador de salida es muestreado a intervalos de tiempo tranquilos (con poca actividad) en el ciclo de reloj del sistema, reduciendo entonces, los efectos de ruido interno del MCU. Cuando el oscilador RC está siendo usado, existen más errores atribuibles a ruido interno del reloj del sistema. Segundo, el registro de resultado automáticamente se actualiza durante una porción del ciclo de reloj del sistema donde no ocurren lecturas; así, una actualización no puede interferir con una lectura. Cuando se usa el oscilador RC, no hay conflicto entre actualizaciones y lecturas, pero existe un retraso adicional de sincronización impuesto al final de cada conversión de canal para permitir la sincronización con el reloj E del sistema.

A continuación se muestra el registro de control OPTION como referencia ya que los bits de control ADPU y CSEL afectan el sistema del convertidor A/D.



OPTION \$1039

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

El bit de control CSEL también selecciona una fuente de reloj alternativa para la bomba de carga de la EEPROM en el C.I. (circuito integrado). Esta bomba de carga esta separada de la bomba de carga A/D, CSEL necesita ser uno cuando el reloj E es muy lento para asegurar que la secuencia de aproximación sucesiva terminará antes de que ocurra una pérdida significativa de carga. En el caso de la EEPROM, la eficiencia de la bomba de carga está en materia. Más detalles de la eficiencia de la bomba de carga de la EEPROM se tienen en la sección que trata la memoria en el C.I. Cuando el reloj E esta por encima de 2 MHz, CSEL debe ser siempre cero; cuando el reloj E está por debajo de 750 kHz, CSEL debe ser casi siempre uno.

A frecuencias de E entre 750 kHz y 2 MHz, CSEL debe fijarse en uno para la programación y borrado de la EEPROM para que la bomba de carga de la EEPROM trabaje mas eficientemente; de cualquier manera, CSEL debe ser fijada en cero para conversiones A/D para asegurar la más alta precisión al reducir los efectos del ruido de la pastilla.



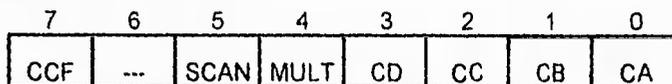
En la mayoría de las aplicaciones, el encender y apagar CSEL no es necesario. En cambio, un intercambio puede ser hecho de acuerdo a los requerimientos de la aplicación.

II.1.3.5 Lógica de control del sistema A/D

El sistema A/D consiste del convertidor, un multiplexor de entrada para seleccionar uno de 16 canales (incluyendo 8 canales asociados con terminales en el MCU), y de circuitería sofisticada para configurar y controlar las actividades de conversión. Cuatro registros de resultado separados están incluidos con lógica de control que implementa secuencias automáticas de conversión en un canal seleccionado cuatro veces o en cuatro canales (una cada uno). Las secuencias de control están configuradas para repetirse continuamente o detenerse después de un conjunto de cuatro conversiones.

II.1.3.6 Registro de control/estado de A/D (ADCTL)

Todos los bits en este registro pueden ser leídos o escritos excepto el bit 7, el cual es un indicador de estado de sólo lectura, y el bit 6, que siempre se lee cero. El bit 7 se borra con el reset, pero los otros bits no son afectados por el reset.



ADCTL \$1030

RESET: 0 0 U U U U U U

CCF- Bandera de conversión completa



Este indicador de estado de sólo lectura se fija cuando los cuatro registros de resultado de A/D contienen resultados válidos de conversión. Cada vez que el registro ADCTL es escrito, este bit es borrado automáticamente. En los modos de escaneo continuo, las conversiones continúan una tras otra, y los registros de resultados se actualizan aunque el bit CCF permanezca establecido.

Bit 6- No implementado; siempre se lee cero

SCAN- Control de escaneamiento continuo

Cuando este bit es cero, las cuatro conversiones seleccionadas son efectuadas, cada una, para llenar los cuatro registros de resultados. Cuando este bit es uno, las conversiones continúan en forma de round-robin con los registros de resultado siendo actualizados tan pronto nuevos datos se tienen disponibles.

MULT- Control de canales múltiples/canal sencillo

Cuando este bit es cero, el sistema A/D es configurado para llevar a cabo cuatro conversiones sucesivas en un sólo canal especificado o mediante los cuatro bits de selección de canal. Cuando este bit de control es uno, el sistema A/D es configurado para ejecutar conversiones en cada canal en el grupo de cuatro canales especificados por los bits de selección de canal CD y CC. En este modo de canal múltiple, cada canal está asociado con un registro específico de resultado.

CD, CC, CB, CA- Selección de canal



Estos cuatro bits de selección de canal son usados para especificar el canal o canales a ser operados en una operación de conversión A/D. La tabla II.1.3.6.1 muestra la relación entre los bits CD-CA y los canales a operar. Cuando se selecciona el modo de canales múltiples (MULT = 1) la selección de los registros CB y CA, no tienen efecto, y el grupo de cuatro canales afectados son seleccionados por CD y CC.

CD	CC	CB	CA	Señal de Canal	Resultado en ADRx si MULT = 1
0	0	0	0	PE0	ADR1
0	0	0	1	PE1	ADR2
0	0	1	0	PE2	ADR3
0	0	1	1	PE3	ADR4
0	1	0	0	PE4	ADR1
0	1	0	1	PE5	ADR2
0	1	1	0	PE6	ADR3
0	1	1	1	PE7	ADR4
1	0	0	0	Reservado	ADR1
1	0	0	1	Reservado	ADR2
1	0	1	0	Reservado	ADR3
1	0	1	1	Reservado	ADR4
1	1	0	0	VH	ADR1
1	1	0	1	VL	ADR2
1	1	1	0	1/2 VH	ADR3
1	1	1	1	Reservado	ADR4

Tabla II.1.3.6.1 Asignación de canales A/D

II.1.3.7 Registros de resultado A/D (ADR4 - ADR1)

Los registros de resultado A/D son registros de sólo lectura usados para retener un resultado de 8 bits de la conversión. Después de que todos los resultados han sido llenados con datos válidos en una secuencia de conversión, el bit de estado CCF se establece para indicar que los resultados son válidos. Los nuevos resultados son calculados en la lógica A/D y transferidos a los registros de resultado en una parte del ciclo de reloj en la cual no ocurren lecturas; de este modo, no suceden interferencias entre lecturas de software y actualizaciones de datos.

II.1.3.8 Acumulador de pulsos

El acumulador de pulsos, que es similar a los relojes en los MCU's de familias más viejas de 6805, es un sistema mucho más sencillo que el reloj principal estudiado en secciones anteriores. Este sistema está basado en un contador de 8 bits y puede ser configurado para operar como un simple contador de eventos o para acumulación de tiempo. A diferencia del reloj principal, el contador del acumulador de pulsos de 8 bits puede ser leído o escrito en cualquier momento. Los bits de control le permiten al usuario configurar y controlar el subsistema del acumulador de pulsos. Dos interrupciones enmascarables están asociadas con el sistema, cada una teniendo sus propios controles y vector de interrupción.

La terminal I/O del bit 7 del puerto A (PA7/PAI/OC1) asociado con el acumulador de pulsos puede ser configurada para actuar como un reloj o como una señal de puerta para habilitar un reloj E dividido por 64 que corre libremente al contador de 8 bits. Las



funciones alternas de la entrada del acumulador de pulsos PAI presenta algunas posibilidades de aplicación interesantes.

II.1.3.9 Descripción General

El acumulador de pulsos es un sistema de contador/temporizador de 8 bits que puede ser configurado para operar en cualquiera de dos modos básicos. En el modo de conteo de eventos, el contador de 8 bits es provisto de un reloj a valores que se incrementan en cada flanco activo de la terminal PAI. En el modo de acumulación de tiempo de puerta el contador de 8 bits es provisto de un reloj E dividido por 64 que corre libremente sujeto a que la terminal PAI esté activa. La figura II.1.3.9.1 es un diagrama de bloques simplificado del acumulador de pulsos en cada uno de los dos posibles modos.

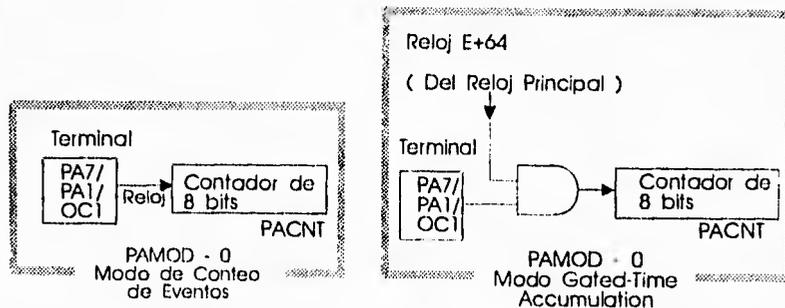


Figura II.1.3.9 Diagrama de bloques del acumulador de pulsos

La tabla II.1.3.9.1 resume los periodos importantes de tiempo para el acumulador de pulsos para varias razones comunes de cristal. Las fórmulas en la parte inferior de la tabla pueden ser usadas para una frecuencia de cristal diferente a las mostradas.

E	Frecuencia de cristal	Período de E	1 Cuenta (resol)	Overflow (rango)
2.1MHz	2 ²³ Hz	477ns	30.52µs	7.81ms
2MHz	8MHz	500ns	32µs	16.38ms
1MHz	4MHz	1µs	64µs	16.38ms
Fórmula:			64(período E)	16.384(período E)

Tabla II.1.3.9.1 Periodos de reloj del acumulador de pulsos vs. razón de cristal

El reloj E dividido por 64 es una derivación de la cadena de reloj del reloj principal. En general, cualquier señal aplicada a la terminal PAI es asíncrona a este reloj; por lo tanto, la primera cuenta podría ocurrir en cualquiera de los ciclos entre cero y 64E después de que la terminal pasa a un nivel activo.

El usuario puede, vía software, habilitar el sistema de acumulador de pulsos, seleccionar su modo, y determinar la polaridad de las señales reconocidas por la terminal mencionada. Se tienen dos interrupciones separadas asociadas con el acumulador de pulsos: una es generada por la detección de un flanco seleccionado en PAI; la otra es generada cuando el contador de 8 bits tiene un sobre flujo al pasar de

El bit (PAOVI) de habilitación de interrupción de overflow del acumulador de pulsos, determina si la bandera de interrupción de overflow del acumulador de pulsos (PAOVF) generará peticiones de interrupción de hardware o no. El bit de habilitación de interrupción de flanco de entrada del acumulador de pulsos (PAIE) determina si los flancos detectados en la terminal PAI que se establezca la bandera de entrada del acumulador de pulsos (PAIF) o no. Además de las habilitaciones de interrupción local PAIE y PAOVI, estas interrupciones están sujetas a enmascaramiento por el bit I en el registro de código de condición en la CPU.

El bufer de entrada en la terminal PAI siempre está conectado desde la terminal hasta el acumulador de pulsos y la lógica de lectura del puerto A, pero el bufer de salida se habilita o deshabilita por el bit de control de dirección de datos (DDRA7) en el registro de control del acumulador de pulsos (PACTL). Normalmente cuando se está utilizando el acumulador de pulsos, la terminal PAI se encuentra configurada como una entrada de alta impedancia (DDRA7=0), pero es posible controlar directamente el acumulador de pulsos con software o con el reloj principal (comparación de salida) con el establecimiento de DDRA7 como "uno".

II.1.3.11 Registros de estado y control del acumulador de pulsos.

El contador de 8 bits del acumulador de pulsos (PACNT-\$1027) no se ve afectado por un reset y puede ser leído o escrito en cualquier momento. El conteo está sincronizado con el reloj interno PH2 de manera que el incremento y la lectura ocurran durante medios ciclos opuestos.

Capítulo II

7	6	5	4	3	2	1	0
TOI	RTII	PAOVI	PAII	0	0	PR1	PRO

TMSK2 \$1024

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

TOF	RTIF	PAOVF	PAIF	0	0	0	0
-----	------	-------	------	---	---	---	---

TFLG2 \$1025

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

DDRA7	PAEN	PAMOD	PEDGE	0	0	RTR1	RTR0
-------	------	-------	-------	---	---	------	------

PACTL \$1026

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

BIT 7	---	---	---	---	---	---	BIT 0
-------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-------

PACNT \$1027

RESET: 0 0 0 0 0 0 0 0

DDRA7-Control de dirección de datos para el puerto A bit 7

0=Puerto A bit 7 es configurado para entrada solamente

1=Puerto A bit 7 es configurado para salida

Normalmente cuando el acumulador de pulsos está en uso, la terminal PAI será configurada como entrada. En casos raros, la terminal PA7/PAI/OC1 puede ser configurada como salida para permitir, a OC1 o a una salida de software, el manejo del

sistema de acumulador de pulsos. Ya que el bufer de entrada está siempre conectado a la terminal, cualquier función de salida que esté controlando la terminal PA7 también manejará el acumulador de pulsos.

PAEN-Habilitación del acumulador de pulsos

0=Acumulador de pulsos deshabilitado

1=Acumulador de pulsos habilitado

Cuando el acumulador de pulsos está deshabilitado, el contador de 8 bits deja de contar, y las interrupciones del acumulador de pulsos son inhibidas. Así, las banderas no pueden ser establecidas, permanecerán establecidas las que lo hayan estado en el momento en que el acumulador de pulsos fue deshabilitado.

PAMOD-Selección de modo del acumulador de pulsos

0=Modo de conteo de eventos externos

1=Modo de acumulación de tiempo con barrera

En este modo (PAMOD=1), el bit PEDGE tiene valor adicional.

Además de especificar la polaridad del flanco que causa que el bit PAIF sea establecido, PEDGE también controla el nivel de inhibición de la barrera. Las interrupciones de PAIF ocurren en el borde de salida de una señal de habilitación de barrera o puerta; seleccionar los flancos de bajada entonces, provocan que el reloj libre E dividido por 64 sea deshabilitado mientras la terminal PAI esté baja.

PAOVI, PAOF-Bandera y habilitación de interrupción de overflow del acumulador de pulsos

El bit de estado PAOVF es automáticamente establecido como "uno" cada vez que el contador del acumulador de pulsos pasa de \$FF a \$00. Este bit de estado es borrado mediante la escritura del registro TFLG2 con un "1" en la posición del bit 4. El bit de control PAOVI permite al usuario el configurar el overflow del acumulador de pulsos para operación poleada o manejada por interrupción pero no afecta la lectura o escritura de PAOVF. Cuando PAOVI es cero, las interrupciones de overflow del AP (acumulador de pulsos) son inhibidas, y el sistema opera en modo poleado. En este modo, PAOVF debe ser muestreado por software del usuario para determinar cuando ha ocurrido un overflow. Cuando el bit de control PAOVI es uno, una petición de interrupción de hardware es generada cada vez que PAOVF se establece como "uno".

PAII, PAIF-Bandera y habilitación de interrupción de flanco de entrada del AP

El bit de estado PAIF es automáticamente "uno" cada vez que un flanco seleccionado es detectado en la terminal PA7/PAI/OC1. Este bit de estado es borrado por la escritura de un "1" en la posición del bit 5 del registro TFLG2. El bit de control PAII faculta al usuario a configurar la detección de flanco de entrada del AP para operar en forma poleada o manejado por interrupciones. Cuando PAII es cero, las interrupciones de entrada del AP son inhibidas, y el sistema trabaja en modo poleado. En este modo, el bit PAIF debe ser muestreado para determinar si ha ocurrido un flanco. Cuando el bit de control PAII es uno, una petición de interrupción de hardware es generada cada vez que PAIF es "uno".

II.2 LENGUAJES DE ALTO NIVEL QUE PERMITEN EL USO DE COMUNICACIONES SERIALES Y GRÁFICOS

Los lenguajes son sistemas de comunicación. Un lenguaje de programación incluye todos los símbolos, caracteres y reglas de uso que permiten la comunicación del usuario con la máquina.

Algunos lenguajes son creados para una aplicación especial (tal como controlar un robot), mientras que otras son herramientas de uso general, más flexibles y apropiadas para muchos tipos de aplicaciones. En cualquier caso, todos deben tener instrucciones que pertenecen a las categorías de entrada/salida, cálculo/manipulación de textos, lógicas/comparación y almacenamiento/recuperación.

II.2.1 Lenguajes de máquina

El lenguaje de máquina de una computadora consta de cadenas de números binarios. Todas las instrucciones preparadas en cualquier lenguaje de máquina constan de por lo menos dos partes: La primera es el comando u operación a realizar, todos los microprocesadores y microcontroladores tienen un código de operación para cada una de sus funciones. La segunda parte de la instrucción es el operando, que indica al micro dónde hallar o almacenar los datos y otras instrucciones que serán manipuladas.



II.2.2 Lenguajes ensambladores

A principios de la década de los 50's y con el fin de facilitar la tarea de los programadores se desarrollaron códigos nemotécnicos para las operaciones utilizadas en los lenguajes de máquina. Al conjunto de estos códigos nemotécnicos se le conoce como lenguaje ensamblador.

Un ensamblador es el que se encarga de traducir dichos códigos nemotécnicos al lenguaje de máquina. El programa de instrucciones escrito en lenguaje ensamblador se denomina programa fuente. Después de que el ensamblador convierte el programa fuente en código de máquina a éste se le llama programa objeto.

II.2.3 Lenguajes de alto nivel

Los primeros programas ensambladores producían solo una instrucción en lenguaje de máquina por cada instrucción del programa fuente. Para agilizar la codificación, se desarrollaron programas ensambladores que podían producir una cantidad variable de instrucciones en lenguaje de máquina por cada instrucción del programa fuente, es decir, una macroinstrucción podía producir varias líneas de código en lenguaje de máquina.

El desarrollo de las técnicas nemotécnicas y las macroinstrucciones condujo al desarrollo de lenguajes de alto nivel.

Las principales ventajas de un lenguaje de alto nivel son:

- Independencia de la computadora utilizada
- Aproximación al lenguaje natural
- Inclusión de rutinas de uso frecuente como son las de entrada/salida, funciones matemáticas, gráficos, etc. que figuran en una especie de librería del lenguaje, de manera que se puede utilizar siempre que se requiera, sin necesidad de programarlas cada vez.

Se puede decir que el principal problema que presentan los lenguajes de alto nivel es la gran cantidad de ellos que existen actualmente en uso y las diferentes versiones que se han desarrollado de algunos de ellos. La figura II.2.1 ilustra la evolución de los lenguajes de alto nivel y las relaciones entre ellos.

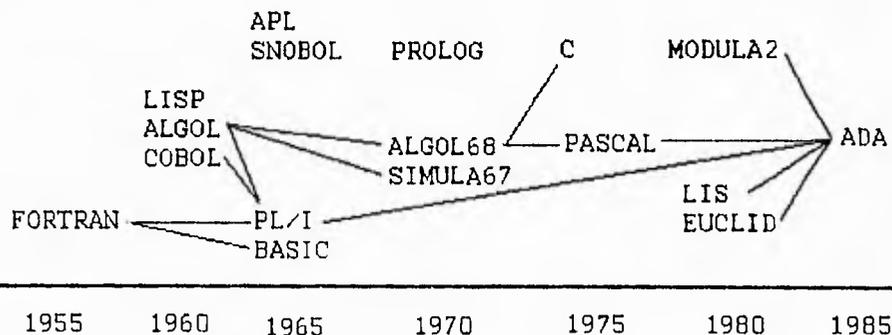


Figura II.2.3.1 Evolución de los lenguajes

Capítulo II

Los lenguajes de programación de alto nivel han contribuido a la evolución de los actuales lenguajes orientados a objetos, empezando con LISP en los años 50's.

LISP, es un lenguaje de inteligencia artificial que introdujo el concepto de ligadura dinámica y la ventaja de un entorno de desarrollo interactivo en la evolución de los lenguajes orientados a objetos. Simula, desarrollado en los años 60's como lenguaje para programar simulaciones, contribuyó con el concepto de clase y los mecanismos de herencia. La abstracción de datos, en forma de tipos de datos abstractos, fue introducida en los años 70's, inicialmente en los lenguajes académicos y posteriormente de forma más comercial en lenguajes populares como ADA y Modula-2.

Con la aparición de C en los años 80's como lenguaje de programación popular en todas las plataformas, las ampliaciones orientadas a objetos para C han sido una razón fundamental para la atención creciente hacia la propia programación orientada a objetos y la justificación del mayor empleo de C++.

II.2.4 Programación Orientada a Objetos

Dentro de la programación, existen diferentes estilos como pueden ser los orientados a procedimientos, los orientados a reglas, etc. y dentro de ellos también se encuentra la orientación a objetos. Cada una de estas formas de programación posee diferentes estructuras, diferentes formas de pensar un problema.

La orientación a objetos no es un concepto nuevo. De hecho tiene por lo menos 15 años de antigüedad. Sus raíces pueden encontrarse en Noruega a finales de los años 60's en conexión con un lenguaje llamado Simula67, desarrollado por Kristen Nygaard y Ole-Johan Dahl en el Centro de Cálculo Noruego. Simula67 introdujo por primera vez los conceptos de clases, corrutinas y subclasses, muy parecidos a los lenguajes orientados a objetos de hoy en día.

Posteriormente, a mitad de la década de los 70's, los científicos del Centro de Investigación Palo Alto de Xerox (Xerox PARC) crearon el lenguaje Smalltalk, el primer lenguaje orientado a objetos consistente y completo.

En los años 80's, C se convirtió en un lenguaje de desarrollo muy popular, no solo en las microcomputadores sino en la mayoría de las arquitecturas y entornos de computación. Al principio de la década de los 80's, Bjarne Stroustrup de los Laboratorios Bell de AT&T amplió el lenguaje C para crear C++, un lenguaje que soporta la programación orientada a objetos.

Capítulo II

La orientación a objetos proporciona una mejor forma de gestionar la complejidad tecnológica. Al estar integrada en los componentes fundamentales del software, significa una nueva e importante solución para mejorar la creación, mantenimiento y empleo del mismo.

Para los creadores de software en primer lugar y para los usuarios finalmente, la programación orientada a objetos proporcionará la oportunidad de construir aplicaciones sustanciales basadas en el trabajo de otros. Las interfaces de usuario pueden desarrollarse más rápido en un entorno orientado a objetos ya que el creador, y en último lugar el usuario, comienza con una paleta de objetos preexistentes (por ejemplo un conjunto de interfaces con objetos preparados como barras de desplazamiento, menús, cuadros de diálogo, botones) con lo que se construye una aplicación. Los objetos creados para una aplicación pueden servir como base para otras aplicaciones.

Los mecanismos básicos de la orientación a objetos son los objetos, mensajes y los métodos, clases y variables instancia (o modelos) y herencia.

II.2.4.1 Objetos

Un programa tradicional consta de procedimientos y datos. Un programa orientado a objetos consta solamente de objetos que contienen tanto los procedimientos como los datos. Por decirlo de otra forma los objetos son módulos que contienen los datos y las instrucciones que operan sobre esos datos. Así, dentro de los objetos residen los datos de los lenguajes convencionales, como por ejemplo, números, matrices (arrays o arreglos), cadenas de caracteres y registros, así como cualquier función, instrucción o



subrutina que opere sobre ellos. Los objetos, por tanto, son entidades que tienen atributos (datos) y formas de comportamiento (procedimientos) particulares.

Los objetos llevan los nombres de los elementos de interés desde el dominio de la aplicación. Las aplicaciones pueden constar de diferentes clases de objetos. Un objeto pasivo es el que actúa solamente bajo petición. Los objetos activos efectúan el seguimiento de los sucesos que ocurren en una aplicación y actúan de forma autónoma.

II.2.4.2 Mensajes y métodos

A diferencia de los elementos de datos pasivos en los sistemas tradicionales, los objetos tienen la posibilidad de actuar. La acción sucede cuando un objeto recibe un mensaje, que es una solicitud que pide al objeto se comporte de alguna forma. Cuando se ejecutan los programas orientados a objetos, éstos reciben, interpretan y responden a mensajes procedentes de otros. Por ejemplo, cuando un usuario solicita que un objeto llamado documento se imprima a sí mismo, el documento puede enviar un mensaje al objeto impresora solicitando un lugar en la cola de impresión; el objeto impresora puede devolver un mensaje al documento solicitando información de formato, y así sucesivamente. Los mensajes pueden contener información para clarificar una solicitud; por ejemplo, el mensaje solicitando que un objeto se imprima a sí mismo podría incluir el nombre de la impresora. Finalmente, el emisor del mensaje no necesita conocer la forma en que el objeto receptor está llevando a cabo la solicitud. En otras palabras, cuando el objeto documento recibe el mensaje imprimir, documento sabe exactamente lo que tiene que hacer. El objeto que envía el mensaje ni sabe ni le importa cómo se realiza la impresión, solamente conoce que está sucediendo

El conjunto de mensajes al que un objeto puede responder se llama protocolo de objeto. El protocolo para un icono puede constar de mensajes invocados por la pulsación del botón del ratón cuando el usuario localiza un puntero sobre un icono.

Los procedimientos llamados métodos residen en el objeto y determinan como actúa el objeto cuando recibe un mensaje. Además, las variables modelo o de instancia almacenan información o datos locales en el objeto. Los métodos se ejecutan en respuesta a mensajes y manipulan los valores de las variables modelo. Los métodos pueden enviar también mensajes a otros objetos solicitando acción o información. La figura II.2.4.2.1 muestra la anatomía de un objeto.

Al igual que las "cajas negras", la estructura interior de un objeto está oculta a usuarios y programadores. Los mensajes que recibe el objeto son los únicos conductos que lo conectan con el mundo exterior.

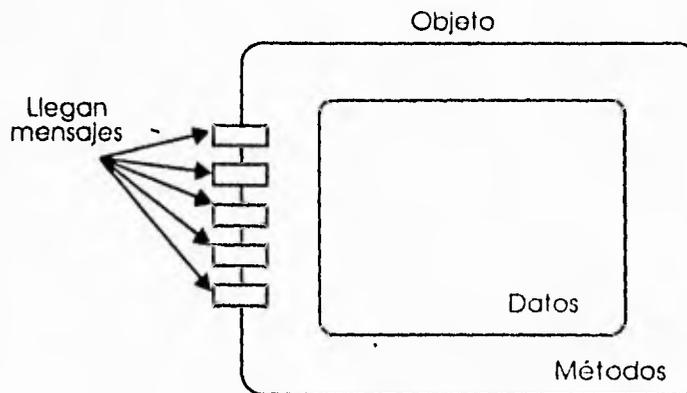


Figura II.2.4.2.1 Anatomía de un objeto.

Cuando se ejecuta un programa orientado a objetos, ocurren tres sucesos. En primer lugar, se crean los objetos cuando se necesitan. Segundo, los mensajes se mueven de un objeto a otro (o desde el usuario a un objeto) a medida que el programa procesa internamente información o responde a la entrada del usuario. Finalmente, se borran los objetos cuando ya no son necesarios y se recupera memoria.

II.2.4.3 Clases, subclases y objetos

Muchos objetos diferentes pueden actuar de formas muy similares. Una clase es una descripción de un conjunto de objetos casi idénticos. Una clase consta de métodos y datos que resumen las características comunes de un conjunto de objetos. Definir clases significa situar un código reutilizable en un depósito común en lugar de volver a expresarlos una y otra vez. En otras palabras, las clases contienen los anteproyectos para crear objetos.

Los objetos se crean cuando se recibe un mensaje solicitando creación por la clase padre. El nuevo objeto toma sus métodos y datos de su clase padre. Los datos son de dos formas, variables de clase y variables modelo o de instancia. Las variables de clase tienen valores almacenados en una clase; las variables instancia tienen valores asociados únicamente con cada instancia u objeto creado a partir de una clase.

II.2.4.4 Herencia

La herencia es el mecanismo para compartir automáticamente métodos y datos entre clases, subclases y objetos. La herencia permite a los programadores crear nuevas clases programando solamente las diferencias con la clase padre.

Capítulo II

El paradigma de la orientación a objetos puede explotarse con los lenguajes convencionales, pero requiere que el programador construya las extensiones perdidas orientadas a objetos fuera del lenguaje tradicional. La solución más apropiada es un lenguaje orientado a objetos que tienen incorporadas las extensiones necesarias. Estos lenguajes soportan los mecanismos de objetos, clases, métodos, mensajes y herencia. Los lenguajes tradicionales no soportan la herencia.

II.2.5 Método Orientado a Objetos

El método orientado a objetos posee como marco conceptual el modelo de un objeto. Dentro de este modelo existen cuatro elementos mayores:

- Abstracción
- Encapsulación
- Modularidad
- Jerarquía

Por elementos mayores se entienden que un modelo sin alguno de ellos no está orientado a objetos.

Existen tres elementos menores del modelo de objeto:

- Tipificación
- Concurrencia
- Persistencia

Por elementos menores se entiende que cada uno de ellos es útil, pero no esencial dentro del modelo.

II.2.5.1 Abstracción

Es uno de los caminos fundamentales que el ser humano utiliza con complejidad. La abstracción parte de características esenciales de un objeto que lo distingue de otro tipo de objetos y proporciona límites conceptuales bien definidos, relativos a la perspectiva del observador. Existen diferentes tipos de abstracción:

- Abstracción de entidad: Un objeto que representa un modelo útil de la entidad de dominio del problema.
- Abstracción de acción: Un objeto que proporciona un conjunto generalizado de operaciones, de las cuales todas desarrollan el mismo tipo de función.
- Abstracción de máquina virtual: Un objeto que agrupa operaciones que se utilizan por un nivel de control superior u operaciones que se utilizan en un conjunto de operaciones menor.
- Abstracción coincidental: Un objeto que empaca un conjunto de operaciones que no tienen relación con las otras.

Un cliente es cualquier objeto que utiliza recursos de otro objeto. El conjunto de operaciones que un cliente desarrolla se denomina protocolo. Un protocolo denota los caminos en los cuales un objeto puede actuar o reaccionar, y de allí que constituya la vista hacia afuera estática y dinámica de la abstracción.

II.2.5.2 Encapsulación

La abstracción de un objeto debe preceder las decisiones sobre su implementación. Una vez que se ha seleccionado la implementación, ésta debe ser tratada como el secreto de la abstracción y debe ocultarse a los clientes.

La encapsulación de un objeto se define como el proceso de ocultar todos los detalles de un objeto que no contribuyen a sus características esenciales.

II.2.5.3. Modularidad

El realizar una partición de un programa en componentes individuales reduce la complejidad de él, estos componentes son importantes para la comprensión de un programa. En algunos lenguajes no existe un concepto de módulo. En otros, el módulo es una construcción de lenguaje diferente por lo que garantiza un conjunto separado de decisiones de diseño. En estos lenguajes las clases y objetos forman una estructura lógica del sistema; las abstracciones se ponen en módulos para producir la arquitectura física del sistema. En aplicaciones extensas, en las cuales existen cientos de clases, se utilizan los módulos para ayudar a manejar la complejidad.

La modularidad se define como la propiedad de un sistema de descomponerse en un conjunto de módulos cohesivos y acoplados.

II.2.5.4 Jerarquía

Dentro de una aplicación se encontrarán diferentes abstracciones que se pueden incluir en una sola vez. La encapsulación ayuda a administrar la complejidad ocultando la vista interna de las abstracciones. Pero esto no es suficiente. Un conjunto de abstracciones forma una jerarquía e identificando éstas dentro del diseño, se simplifica en gran medida el entendimiento del problema.

La jerarquía se define como un ordenamiento de las abstracciones.

II.2.5.5 Tipificación

El concepto de un tipo deriva primariamente de la teoría de tipos de datos abstractos. Dado que los conceptos de tipo y clase son similares, se incluye la tipificación como un elemento separado del modelo de objeto porque el concepto de tipo se localiza de otra forma en el significado de abstracción.

La tipificación se define como el hecho de establecer la clase de un objeto, de tal forma que los objetos de diferentes tipos no se intercambien, o cuando mucho, puedan ser intercambiados solo en forma muy restringida.

II.2.5.6 Concurrencia

En algunos tipos de problemas, un sistema puede tener que sostener diferentes eventos simultáneamente. Otros problemas pueden involucrar mucho cómputo que exceda la capacidad de un procesador. En estos casos, es natural el considerar el uso de un conjunto distribuido de computadoras para la implementación destino o utilizar procesadores capaces de soportar multitarea.

La concurrencia se define como la propiedad que distingue un objeto activo de uno que no lo está.

II.2.5.7 Persistencia

Un objeto en software toma una cantidad de espacio y existe durante un cierto tiempo. Se dice que hay una existencia continua de objetos, desde objetos transitorios que se reactivan con la evaluación de una expresión hasta objetos en una base de datos que salen de la ejecución de un programa.

La persistencia es la propiedad de un objeto a través del cual su existencia trasciende el tiempo.

II.2.6 Algunos lenguajes orientados a objetos

II.2.6.1 Lenguaje Pascal

Fue creado por el matemático suizo Niklaus Wirth en 1970, basándose en el lenguaje ALGOL, en cuyo diseño había participado en los años 60's. Su nombre proviene del filósofo y matemático francés del siglo XVII Blaise Pascal, que inventó la primera máquina de tipo mecánico para sumar.

Aunque en principio la idea del diseñador era proporcionar un lenguaje adecuado para la enseñanza de los conceptos y técnicas de programación, con el tiempo ha llegado a ser un lenguaje ampliamente utilizado en todo tipo de aplicaciones, poseyendo grandes facilidades para la programación de sistemas y diseño de gráficos. Pascal se convirtió en un lenguaje estándar ANSI (American National Standards Institute) en 1983.

Aporta los conceptos de tipo de datos, programación estructurada y diseño descendente (Top-Down), entre otros, además de haberse convertido en predecesor de otros lenguajes, como MODULA-2 y ADA.

II.2.6.2 Lenguaje C

Fue creado en 1972 por Dennis Ritchie a partir del trabajo elaborado por su colega de los Laboratorios Bell Telephone, Ken Thompson. Estos habían diseñado con anterioridad el sistema operativo UNIX, y su intención al desarrollar el lenguaje C fue la de conseguir un lenguaje idóneo para la programación de sistemas que fuese independiente de la máquina, con el cual escribir su sistema UNIX.

Aunque fue diseñado inicialmente para la programación de sistemas, posteriormente su uso se ha extendido a aplicaciones técnico-científicas, de bases de datos, de proceso de textos, etc.

La utilización óptima de este lenguaje se consigue dentro de su entorno natural, que es el sistema operativo UNIX. Entre sus características destaca el uso de programación estructurada para resolver tareas de bajo nivel, así como la amplia librería de rutinas de que dispone.

A pesar de que C es un lenguaje de alto nivel de aplicación general, también permite a los programadores escribir instrucciones de máquina de bajo nivel que se aproximan en densidad y eficiencia a las que se codifican en lenguajes de máquina y ensambladores. Por ello, es un lenguaje favorito de los programadores profesionales que escriben paquetes de sistema operativo y de otros tipos para máquinas de todos los tamaños, también se ha utilizado para crear gráficas y efectos especiales en películas tales como Viaje a las Estrellas II y El Regreso del Jedi. Los programas escritos en C pueden transferirse de una arquitectura de máquina a otra sin mayor problema, pero el lenguaje no se diseñó para ser usado por programadores principiantes.

II.2.6.3 Lenguaje ADA

Es el último intento de obtener un lenguaje único para todo tipo de aplicaciones e incluye los últimos avances en técnicas de programación. Su diseño fue encargado por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos a la empresa Honeywell-Bull

después de una selección rigurosa entre varias propuestas realizadas sobre una serie de requerimientos del lenguaje y de haber evaluado negativamente 23 lenguajes existentes. De éstos se seleccionaron como base para la creación del nuevo lenguaje el Pascal, el ALGOL y el PL/I. La estandarización del lenguaje se publicó en 1983 con el nombre ADA en honor de la considerada primera programadora de la historia Augusta Ada Byron, condesa de Lovelance.

Entre las características del lenguaje se encuentran la compilación separada, los tipos abstractos de datos, programación concurrente, programación estructurada, libertad de formatos de escritura, etc., presentando como gran inconveniente su gran extensión.

II.2.6.4 Lenguaje COMMON LISP

Fue inventado a finales de los años 50's por John McCarthy y es uno de los lenguajes de programación más antiguos que prevalecen activos. Ha tenido alrededor de 3 décadas de evolución, y ha madurado como un lenguaje serio y ampliamente difundido. El éxito del LISP está basado en una comunidad que se ha expandido en gran medida y con rapidez, y por numerosos intereses de grupos internacionales y conferencias que se han dedicado a la materia. LISP es mejor conocido por su alta productividad, su potencial para arquitecturas de hardware en paralelo y su gran relación con la investigación de la inteligencia artificial.

Probablemente ningún otro lenguaje de programación ha tenido una historia tan colorida como LISP. El gran interés en el lenguaje desde hace dos décadas ha provocado el desarrollo en numerosas direcciones.

II.2.6.5 Lenguaje VISUAL BASIC (Para Windows)

De reciente aparición, se ha popularizado como un paradigma visual, revolucionario y manejador de eventos. La versión más actual (3.0) es muy poderosa y agrega el acceso a base de datos y los controles de acceso de datos.

El ambiente de desarrollo visual consta de un conjunto de ventanas (de formato, herramientas, propiedades y proyectos).

Todos los elementos en Visual Basic son tratados como objetos con un conjunto de propiedades asociadas (tales como color, tamaño, etc.) y eventos (cosas que se pueden hacer con los objetos).

II.2. 7 Selección del Lenguaje a Utilizar

Para desarrollar la interfaz entre el microcontrolador y el dispositivo de visualización y/o simulación, se deberá utilizar un lenguaje que sea sencillo de manejar y programar proporcionando facilidades tales como objetos ya creados a los cuales se asignen procedimientos que se ejecutarán cuando ocurra el evento programado.

A la vez, deberá permitir el manejo de gráficos para facilitar el diseño de una pantalla amigable de comunicación con el usuario que también sirva de visor para la simulación; este lenguaje también deberá ser capaz de establecer comunicaciones vía puerto serial, para enviar instrucciones y monitorear al microcontrolador.

Anteriormente se habían mencionado los lenguajes ADA, LISP, C++, Turbo Pascal y Visual Basic para Windows, de los cuales se descartan ADA y Common LISP ya que a pesar de ser lenguajes orientados a objetos (permiten definir procedimientos para eventos) su diseño se enfoca principalmente a la Inteligencia Artificial y no permiten una facilidad en el manejo de gráficos.

Con respecto al manejo de gráficos C++ es un lenguaje que proporciona una gran facilidad en los gráficos, sin embargo no cuenta con una interfaz de diseño amigable; Turbo Pascal permite un manejo mediano de ellos mientras que Visual Basic proporciona una interfaz muy amigable de diseño y permite fácilmente la importación de dibujos en diferentes formatos.

De los tres lenguajes, el único que permite un excelente desarrollo de programas para Windows (el ambiente de trabajo más utilizado actualmente) es Visual Basic; C++ permite el desarrollo para Windows, pero no con facilidades; mientras que Turbo Pascal no facilita el desarrollo de programas para este ambiente. No obstante, los tres lenguajes son utilizados para el desarrollo profesional de programas.

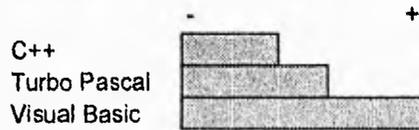
Por otro lado, Visual Basic posee una amplia barra de herramientas y ventanas con los diferentes objetos y eventos utilizados en la programación, lo cual lo hace, de los tres lenguajes, el más sencillo de utilizar.

El tamaño de los archivos de programa resultantes no es significativo en gran medida, el lenguaje que tiene un menor tamaño de sus programas resultantes es el C++, seguido muy de cerca por Turbo Pascal y Visual Basic es el que genera los archivos de mayor tamaño.

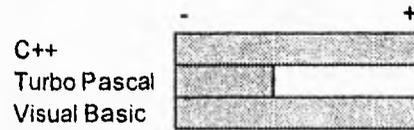
Los tres lenguajes permiten el acceso al puerto serial de la computadora.

Las siguientes gráficas muestran la comparación de las características antes mencionadas.

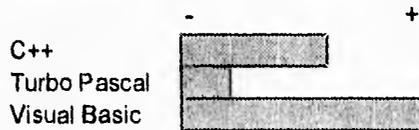
Interfaz de diseño amigable



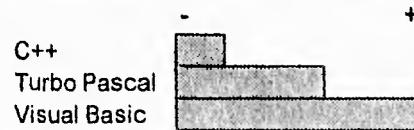
Manejo de Gráficos



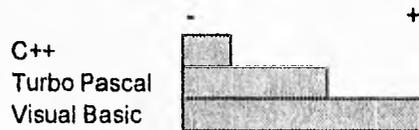
Desarrollo para Windows



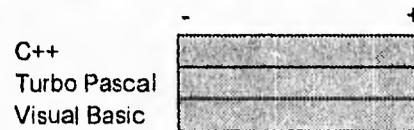
Facilidad de uso



Tamaño de los archivos



Comunicaciones seriales



Mediante un análisis de los puntos anteriores, se ha decidido que la interfaz de trabajo con el microcontrolador se desarrolle en lenguaje Visual Basic para Windows por todas las facilidades que éste ofrece para el desarrollo de programas y la posibilidad de acceso a él.

II.2.8 Características del lenguaje Visual Basic 3.0 para Windows

El lenguaje Visual Basic para Windows, en su versión 3.0, incluye una serie de características que permiten un fácil desarrollo de los programas.

Este lenguaje proporciona una serie de formas, en las cuales se diseñan todas las ventanas, cajas de diálogo, etc. que compondrán la interfaz con el usuario. Dentro de estas formas se pueden incluir imágenes, gráficos, botones, barras de desplazamiento, barras de herramientas, menús, listas, textos, etc.

Dentro del ambiente de desarrollo se cuenta con una caja de herramientas, en la cual se selecciona el elemento que se desea agregar a la forma.

La ventana de proyecto, proporciona una lista de todos los archivos que forman parte del programa, lo que facilita el acceso a cada uno de estos elementos.

Las propiedades de las formas y de los elementos de estas formas, se asignan fácilmente dentro de la ventana de propiedades. Estas características incluyen el nombre de la ventana, el borde, el tipo y tamaño de la letra, su habilitación o deshabilitación, etc.

Dentro de la ventana de código, se escriben las líneas de programa que se ejecutarán cuando se ejecute un evento. Un evento se define como una acción que desencadenará otra, por ejemplo: un "click" o un "doble click" del mouse sobre un botón; la elección de alguna opción; la carga de alguna forma, etc.

Capítulo II

En el manejo de archivos se cuentan con la posibilidad de crear, guardar y eliminar archivos. El acceso a dichos archivos puede ser de una manera secuencial (para archivos de tipo texto); de forma aleatoria (para archivos con registros de tamaño idéntico) o con un acceso binario (para archivos con registros de diferente tamaño).

El número límite de colores que se pueden utilizar en Visual Basic, está determinado por el tipo de monitor que se maneje en la computadora.

Visual Basic es capaz de generar un archivo ejecutable, lo que proporciona la facilidad de ser portable.

Además, cuenta con una ayuda en línea lo que facilita su uso y, en un momento dado, su aprendizaje.

Dadas todas las características de este lenguaje, los pasos a seguir para desarrollar un programa en él son:

- a) Definir el problema
- b) Dibujar la interfaz, es decir: crear las ventanas y/o cuadros de diálogo (formas) y agregar los controles o herramientas (botones, textos, menús, listas, etc.)
- c) Designar las propiedades
- d) Escribir el código para los eventos.

II.3 ESTÁNDARES DE COMUNICACIÓN PARA PC's

En diferentes ocasiones, es necesario transmitir datos binarios de un sistema a otro. En dichas situaciones, los datos pueden transmitirse utilizando técnicas de transmisión paralelas o seriales.

En la transmisión paralela, cada bit del dato se transmite por un cable o línea separada.

En la transmisión serial, se utiliza un par de líneas para transmitir el dato binario bit a bit.

El envío de datos generalmente inicia con el bit menos significativo. Se utiliza una señal de reloj para diferenciar entre varios bits. La entrada/salida (E/S) serial de datos es más común que la paralela.

II.3.1 Transmisión de datos síncrona y asíncrona

La transmisión serial de datos se divide en dos tipos: síncrona y asíncrona.

La característica principal de la transmisión serial síncrona de datos es que éstos son enviados o recibidos basándose en una señal de reloj. Después de decidir la velocidad de transmisión (baud rate, bits por segundo) el dispositivo transmisor envía un bit del dato en cada pulso del reloj. Para poder interpretar correctamente los datos, el dispositivo receptor debe conocer el inicio y el fin de cada unidad de datos. De allí, en una transmisión síncrona, el receptor debe conocer el número de unidades de datos a



ser transferidos. También, el receptor debe estar sincronizado con los límites del dato.

Generalmente, se utilizan uno o dos caracteres de sincronía para indicar el inicio de cada flujo de datos:

1101 0110 00111....
SINCRONÍA Primer bit del dato

La unidad de datos debe contener un bit de paridad. En cada unidad de datos, éstos consisten de 5, 6, 7 u 8 bits. Si se utilizan menos de 8 bits para datos, el resto de ellos son ignorados. Una unidad de datos de 9 bits con 8 bits de datos y 1 de paridad se puede representar como:

XXXX XXXX P
8 bits de datos 1 bit de paridad

El bit de paridad puede ser par o impar.

El receptor síncrono espera en un modo de "caza" mientras espera los datos. Tan pronto como el receptor reconoce uno o dos bits de sincronía, basándose en el número de caracteres de sincronía utilizados, empieza a interpretar los datos. En la transmisión síncrona, el transmisor requiere enviar continuamente los datos al receptor. De cualquier forma, si los datos no están listos para ser transmitidos, el transmisor enviará caracteres de sincronía hasta que los datos se encuentren listos.

II.3.1.1 Transmisión asíncrona

En este tipo de transferencia de datos, el dispositivo transmisor no requiere estar sincronizado con el receptor. El transmisor puede enviar una o más unidades de datos cuando tiene datos listos para ser enviados. Cada unidad de datos debe tener un formato. En otras palabras, cada unidad de datos debe contener bits de start y stop (inicio y paro), indicando el principio y fin de cada una de ellas. Se requiere de un circuito integrado de interfaz entre la microcomputadora y el dispositivo de E/S. Este circuito integrado desempeña las funciones de:

- Convertir una unidad de datos de 8 bits paralelos de la microcomputadora a datos seriales para su transmisión al dispositivo serial.
- Convertir los datos seriales del dispositivo de E/S a una unidad de datos de 8 bits paralelos para transmitirlo a la microcomputadora.

II.3.2 Formatos asíncronos para datos seriales

Cada unidad de datos seriales asíncrona puede dividirse en intervalos de tiempo iguales, llamados intervalos de bit. Un bit de dato puede tener un nivel alto o bajo durante cada intervalo de bit. Un dato de 8 bits tendrá ocho intervalos de bit. Cada bit de datos corresponderá a uno de los 8 intervalos de bit.

El formato para datos seriales asíncronos contiene la siguiente información:

- Un bit con nivel bajo para el inicio
- De 5 a 8 bits de datos, denotando el dato actual que se está transfiriendo

- Un bit de paridad opcional, ya sea paridad par o impar
- Uno, uno y medio o dos bits de paro que tengan niveles altos (Considérese que uno y medio bits de paro significan un nivel alto con una duración de 1.5 veces el intervalo de bit)

El siguiente ejemplo muestra un dato serial asíncrono con un bit bajo de inicio, 8 bits de datos, un bit de paridad impar y un bit de paro.

0	10010100	0	1
Bit de inicio	Datos	Paridad	Bit de paro

II.3.3 Velocidad de los datos seriales

La velocidad de los datos seriales es conocida como velocidad de transmisión (baud rate). La velocidad de transmisión se define como el número de bits transferidos en un segundo. Puesto que cada bit es transmitido con una duración de un intervalo de bit,

$$\text{Baud rate} = \frac{1}{\text{intervalo de bit}} = \text{bit / s}$$

II.3.4 UART

Aunque la recepción y transmisión de datos seriales puede ser hecha por software, los programas que pueden adaptarse a los diferentes protocolos llegan a ser largos y tediosos. Ellos ocupan al procesador en ciclos de temporizado, desplazando los bits de datos y en general requiere de tiempo que puede ser utilizado de un modo más eficiente. Por esta razón, la compañías fabricantes de semiconductores, diseñaron hace tiempo el chip único Universal Asynchronous Receiver/Transmitter



(Receptor/Transmisor Asíncrono Universal) o UART.

II.3.5 Interfaces seriales RS-232C, RS-422 Y RS-423

La transmisión serial de datos ha sido utilizada en gran medida como un medio eficiente de transmisión de información digital a larga distancia. El convenio de la interfaz RS-232C se desarrolló para estandarizar la "interfaz entre el equipo terminal y el equipo de comunicación utilizando un intercambio de datos seriales binarios".

Uno de los usos más comunes para el RS-232C es la conexión de terminales con computadoras. Esto se realiza a través de módems tanto directa como indirectamente. Otros dispositivos, tales como programadores de PROM's e impresoras, han adoptado también los estándares RS-232C recientemente.

Las interfaces de circuito del RS-232C pueden ser categorizadas en tres áreas: Dato, temporizado y control. Cada circuito de intercambio debe apegarse a un diseño bien definido con límites de impedancia y voltaje. La figura II.3.5.1 muestra el modelo de un circuito equivalente de intercambio. Este modelo se utiliza para definir los diferentes parámetros de la especificación de una interfaz.

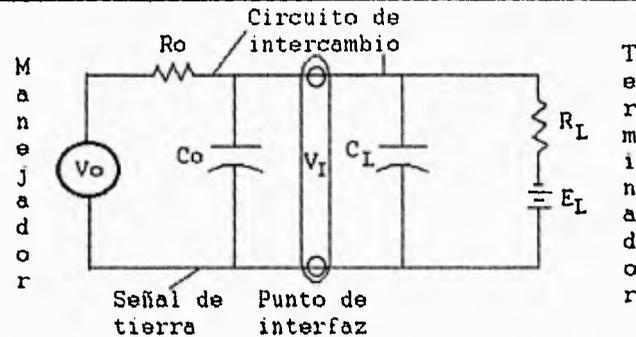


Figura II.3.5.1 Circuito equivalente de intercambio

En la figura, V_o es el voltaje en circuito abierto; R_o es la resistencia de carga en dc del manejador; C_o es la capacitancia total efectiva asociada al manejador, medida en el punto de interfaz e incluyendo cualquier cable en este punto; V_i es el voltaje en el punto de interfaz; C_L es la capacitancia total efectiva asociada con el terminador, medida en el punto de interfaz e incluyendo cualquier cable en este punto; R_L es la resistencia de carga de dc del terminador y E_L es el voltaje del terminador en circuito abierto (bias).

Las especificaciones más útiles para los parámetros de intercambio son las siguientes:

- $3000 \Omega < R_L + C_L < 7000 \Omega$ a corriente directa con un voltaje aplicado entre 3 y 25 V.
- $C_L < 2500$ pF medidos en el punto de interfaz
- El slew rate del manejador es menor a 30 V/ μ s
- V_o y R_o son seleccionados de tal forma que un corto circuito entre cualquier par de conductores en el cable no cause una corriente mayor a 0.5 A
- 5 V $< V_i < 15$ V cuando el manejador es conectado al terminador con $E_L = 0$
- La velocidad de transferencia de datos es menor que 20 kilobaud

- La forma en que un dato se interpreta en circuitos de intercambio es diferente para circuitos de datos y circuitos de temporizado y control. Los circuitos de datos se caracterizan por el diagrama de voltaje de la figura II.3.5.2.

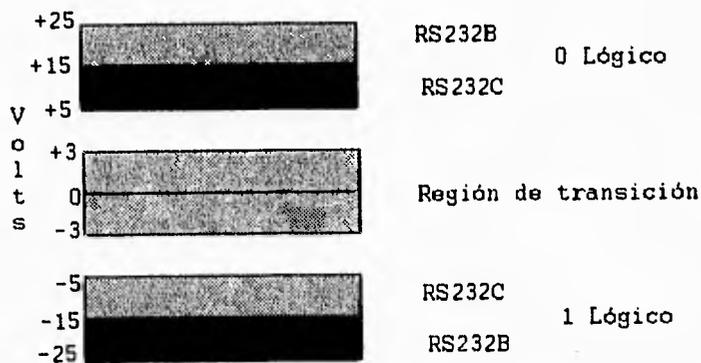


Figura II.3.5.2 Diagrama de voltajes

Los niveles de voltaje en un circuito de temporizado y control son los mismos que para uno de datos pero pueden ser interpretados como encendidos cuando el voltaje es mayor a +3 V. Los circuitos de temporizado y control pueden considerarse como líneas activas EN BAJO cuando se usa la convención del circuito de datos.

Las señales en la región de transición no están definidas. Sin embargo, deben ajustarse al estándar del RS-232C mientras se encuentren en esta región. Debido a que la región de transición se extiende a solo 3 V en cualquier dirección y los niveles lógicos inician a 5 V, en cualquier dirección, existe un margen de ruido supuesto de 2 V.

Capítulo II

Todos los circuitos de intercambio definidos en el estándar RS-232C se enlistan en la tabla II.3.5.1. Para la mayoría de las aplicaciones, sin involucrar módems (equipo de comunicaciones de datos), los únicos circuitos necesarios para establecer una interfaz son el de señal de tierra (AB), dato transmitido (BA) y dato recibido (BB). Un ejemplo de esto es la conexión de una terminal CRT (Cathode Ray Tube) a una tableta de un microprocesador, como se muestra en la figura II.3.5.3.

Circuito de Intercambio	Terminal No.	Descripción	Tierra	Dato		Control		Tiempo	
				Del DCE	Del DCE	Del DCE	AI DCE	AI DCE	AI DCE
AA	1	Tierra de protección	X						
AB	7	Señal de tierra/ regreso común	X						
BA	2	Dato transmitido			X				
BB	3	Dato recibido		X					
CA	4	Petición para enviar					X		
CB	5	Limpia para enviar				X			
CC	6	Conjunto de datos listo				X			
CD	20	Terminal de datos lista					X		
CE	22	Timbre indicador				X			
CF	8	Detector de la señal de línea recibida				X			

Circuito de Intercambio	Terminal No.	Descripción	Tierra	Dato		General		Tiempo	
				Del DCE	Del DCE	Del DCE	AI DCE	AI DCE	AI DCE
CG	21	Detector de calidad de la señal				X			
CH	23	Selector de tasa de la señal de datos (DTE)					X		
CI	23	Selector de tasa de la señal de datos (DCE)				X			
DA	24	Temporizado de la señal transmisora de datos (DTE)							X
DB	15	Temporizado de la señal transmisora de datos (DCE)						X	
DD	17	Temporizado del elemento receptor (DCE)						X	
SBA	14	Dato transmitido secundario							
SBB	16	Dato recibido secundario		X					
SCA	19	Petición para enviar secundaria					X		
SCB	13	Limpia para enviar secundario				X			
SCF	12	Detector secundario de la señal de dato recibido				X			

Tabla II.3.5.1 Circuitos de intercambio del RS-232C

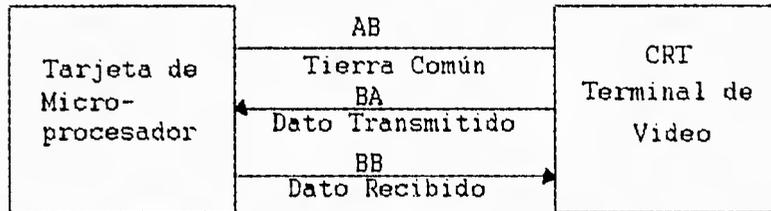


Figura II.3.5.3 Conexión de un CRT a un microprocesador

La figura II.3.5.4 ilustra una interfaz típica utilizada para conectar una RS-232C con un microprocesador. EL UART maneja 8 bits en paralelo, los convierte a datos seriales y los envía a la interfaz RS-232C a través del convertidor RS-232. En suma, el UART también toma el dato convertido por el RS-232, lo vuelve a transformar a un dato paralelo de 8 bits y lo envía al microprocesador. El reloj que alimenta al UART determina la velocidad a la cual el dato serial se transmite o recibe.

El registro de transmisión vacío (TRE, Transmitter Register Empty) es una señal para notificar al microprocesador que el UART está listo para transmitir otro carácter. El registro de transmisión cargado (TRLD, Transmitter Register Load) provoca que un carácter en el bus de datos sea cargado en el UART. Las señales de recepción RDU y RDA (Read Data Unload, dato leído no cargado y Read Data Available, dato leído disponible) se utilizan de forma similar para coordinar la transferencia y recepción de datos del UART al microprocesador. EL RDA avisa al microprocesador que hay un

carácter disponible para ser recogido. El microprocesador activa la línea de RDU para forzar al UART para que ponga el carácter recibido en el bus de datos.

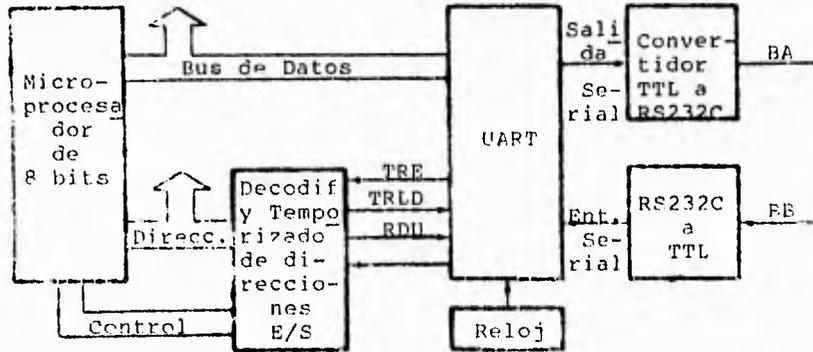


Figura II.3.5.4 Interfaz típica.

Prácticamente todos los UART's tienen funciones de entrada/salida separadas, que permite operaciones simultáneas en ambas direcciones. Los bloques de la interfaz RS-232C pueden implementarse fácilmente utilizando convertidores monolíticos, tales como el MC1488 y el MC1489 de Motorola. Si estos bloques se implementan, el diseñador debe observar los requisitos dados en el modelo del circuito de intercambio para la RS-232C.

Se puede conectar una interfaz RS-232 más complicada entre un equipo terminal de datos (DTE: Data Terminal Equipment) y un equipo de comunicación de datos (DCE, Data Communication Equipment). La interfaz entre una terminal y un módem se muestra en la figura II.3.5.5.

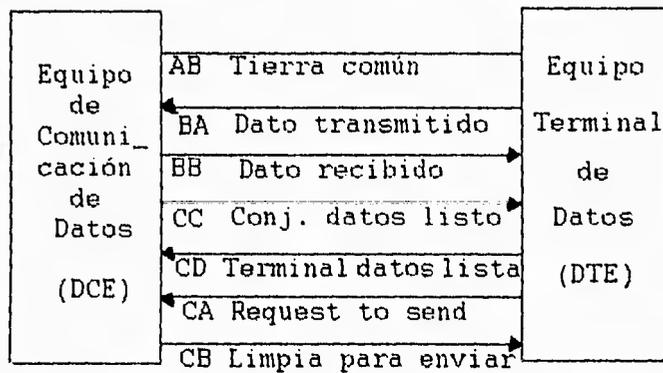


Figura II.3.5.5 Interfaz entre una terminal y un módem

Cuando se activa (mayor a 3 V) la señal de Data Set Ready (Conjunto de datos listo, CC), indica que el módem está conectado a la línea de comunicación y está listo para tomar el dato. La terminal de datos lista (Data Terminal Ready, CD) indica al módem que se debe conectar a las líneas de comunicación para preparar la transmisión de datos del DTE. La señal de petición para enviar (Request to Send, CA) se envía al módem cuando CD y CC se activan. La petición se reconoce en el circuito de clear to send (limpia para enviar, CB). En este punto, el DTE puede transmitir el dato a través de la línea de comunicación hacia el módem.

El detector de la señal de línea recibida (Received Line Signal Detector, CF), aunque no se utiliza en el ejemplo, se utilizan para señalar al DTE que está presente un

acarreo. El indicador de campana (Ring Indicator, CE) se utiliza en unión con el equipo de contestación automática. El resto de los circuitos se utilizan para aplicaciones y no se cubren. De cualquier modo, se debe mencionar que la comunicación síncrona a alta velocidad se soporta a través de los elementos de los circuitos de temporizado DA, DB y DD.

La tabla II.3.5.1 muestra también la asignación de terminales para los circuitos de intercambio. Normalmente, se utiliza un conector DB25 (25 terminales) pero no es indispensable. Se debe poner especial atención cuando se preparen los cables para interfaces RS-232, de tal modo que no excedan el límite de 2,500 pF en la carga. Esto representa un problema cuando se utilizan grandes distancias de cable y es una deficiencia del RS-232C. Otra restricción es la velocidad de transmisión de datos limitada. Se han adoptado estándares más recientes (RS-422 y RS-423, con líneas de transmisión balanceadas y desbalanceadas, respectivamente) para soportar distancias de transmisión mayores a 1000 m.

El formato de datos de información enviada en la interfaz RS-232 no se define por el estándar. En la mayoría de los casos se utiliza el estándar ASCII de 8 bits.

La Asociación de Industrias Electrónicas (EIA, Electronic Industries Association) introdujo en 1962 el estándar RS-232 con el propósito de estandarizar la interfaz entre el equipo terminal de datos y el equipo de comunicación de datos. Aunque entonces se enfatizó, y aún se hace, en la interfaz entre un modem y un equipo terminal de datos, este estándar también se aplica a la interfaz binaria serial entre varios tipos de equipos terminales de datos. El estándar EIA RS-232-C revisado se introdujo en agosto de 1969 y es ampliamente aceptado para transmisiones de datos a través de pequeñas

distancias y a velocidades de transmisión bajas.

Los requerimientos básicos para el manejador de la línea de datos para la RS-232-C son:

- Salida de corto circuito: Debe poder rechazar un corto con la línea de tierra o con cualquier otro conductor del cable de la interfaz.
- Resistencia de salida en "apagado": mayor a 300Ω .
- Capacidad de sostenimiento de voltaje de salida en circuito abierto: de 0 a ± 25 V.
- Voltaje de salida con carga de entre 3 y $5 \text{ k}\Omega$: mayor a 5 V y menor a 15 V.
- Slew Rate de salida: menor a $30 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Rizo de salida y tiempos de caída en los límites de transición de 3 V y -3 V: Menor o igual a 1 ms o menor o igual al 4 % de la duración de la señal nominal.
- Velocidad máxima de transmisión: 20,000 bits por segundo.

II.3.6 Manejadores típicos para aplicaciones de la EIA RS-232-C

* Manejador SN75150 dual en línea

El manejador SN75150 dual en línea (figura II.3.6.1) es un tipo de manejador para la RS-232-C con las siguientes características:

- Rechazo sostenido de salida a corto circuito a cualquier voltaje de baja impedancia de entre -25 V y 25 V.
- Opera con fuentes de ± 12 V
- 2 μs de tiempo máximo de transición entre la región de transición de 3 a -3 V con una



carga total de 2500 pF

-Entradas compatibles con TTL

-Entradas de "strobe" comunes

-Slew rate controlable con un capacitor externo a la salida

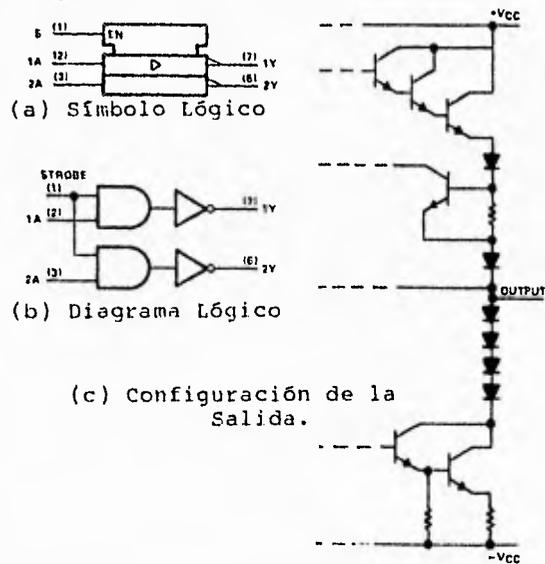


Figura II.3.6.1 Manejador SN75150 dual en línea.

* Manejador SN75156/uA9636 dual en línea

El SN75156/uA9636 (figura II.3.6.2) es un manejador dual en línea con las siguientes características:

-Un amplio rango de alimentación (de ± 7.5 V a ± 15 V)

-Requiere baja corriente de alimentación (4.5 mA máximo por canal)

-Formado de onda con una resistencia externa



- Entradas compatibles con TTL o CMOS de bajo nivel
- Limitación de corrientes en la fuente y sumidero de salida

EL SN75156 es un manejador de línea diseñado para los requerimientos de la EIA RS-232-C y la EIA RS-423-A. Este dispositivo mantiene niveles altos y bajos de salida regulados de 5.5 V y -5.5 V respectivamente, sobre un rango amplio de voltajes de alimentación. El tiempo de transición de salida para ambos manejadores puede ajustarse por medio de una resistencia externa (figura II.3.6.3) en la terminal de formado de onda (ws, wave shaping). El tiempo de transición de los manejadores puede ajustarse de 1 μ s a 100 μ s.

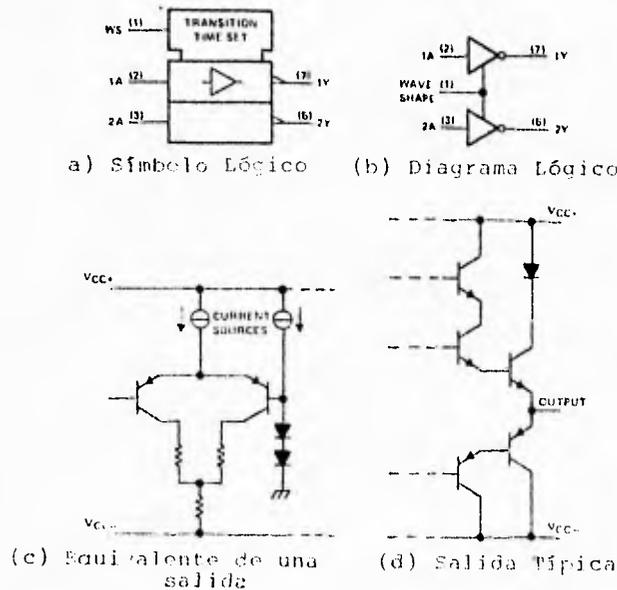


Figura II.3.6.2 Manejador SN75156 y/o uA9636 con canal dual.

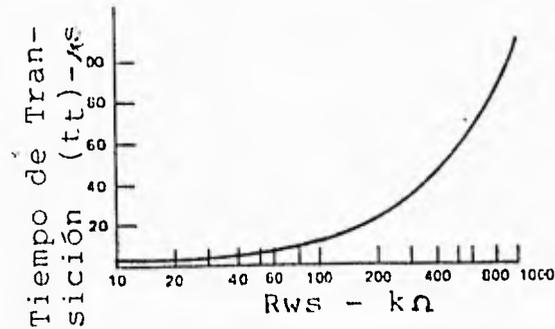


Figura II.3.6.3 Tiempo de transición vs Rws del SN75156.

* Manejador SN75188/MC1488 cuádruple en línea

Los SN75188 y MC1488 (figura II.3.6.4) están diseñados para ajustarse con el estándar EIA RS-232-C. A continuación se presentan algunas características de estos dispositivos.

- Corriente de salida limitada: típicamente 10 mA
- Impedancia de salida en "apagado": 300 Ω mínimo
- Control de slew rate con un capacitor de carga
- Rango de voltaje de alimentación flexible (± 9 V a ± 12 V)
- Entradas compatibles con TTL



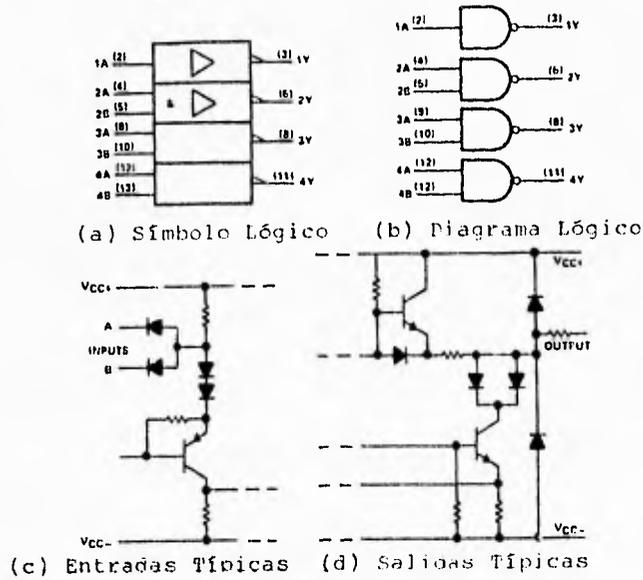


Figura II.3.6.4 Manejadores SN75188/MC1488 cuádruple.

Los requerimientos básicos de los receptores para la RS-232-C son:

- Resistencia de entrada: mayor a 3 k Ω y menor a 7 k Ω
- Carga capacitiva de entrada, incluyendo el cable conectado: menor a 2500 pF
- Límites de voltaje de entrada: ± 25 V
- Voltaje de entrada a circuito abierto: menor a 2 V
- Máxima velocidad de transmisión: 20,000 bps

II.3.7 Receptores típicos para aplicaciones con la EIA RS-232-C

* Receptor SN75152 dual en línea

EL SN75152 (figura II.3.7.1) es un receptor de línea diferencial doble diseñado para satisfacer los requerimientos del estándar EIA RS-232-C o la interfaz MIL-STD-188C. También se utiliza en otras aplicaciones. Un control simple (terminal 1) permite la selección de la histéresis de entrada para la aplicación deseada. En suma, la histéresis puede ajustarse a cualquier rango entre ± 0.3 V y ± 5 V por medio de las terminales de ajuste de histéresis (terminales 4 y 13). Otras características incluyen:

- "Strobes" independientes
- Un rango de ± 25 V en voltaje de entrada a modo común
- Histéresis ajustable continuamente
- Voltajes de umbral estables sobre la fuente y/o temperatura

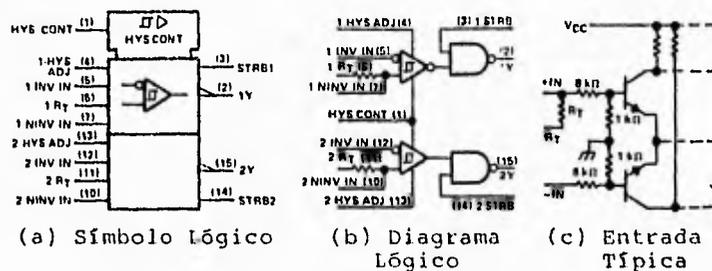
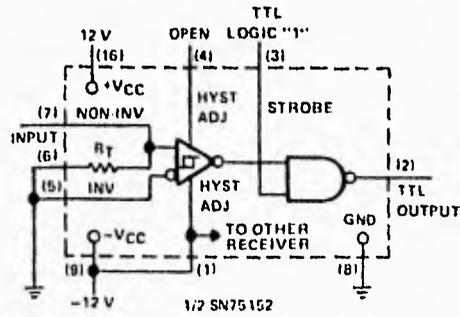
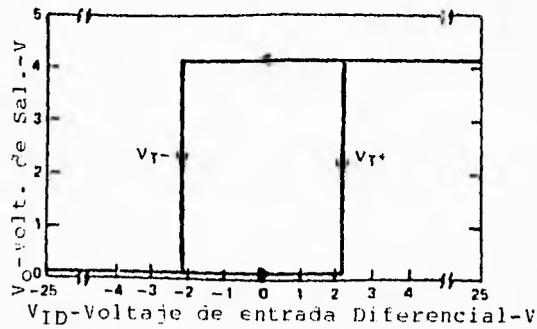


Figura II.3.7.1 Receptor SN75152 dual en línea.





(a) Configuración del Circuito EIA RS-232-C.



(b) V_{ID} vs V_O en la Configuración RS-232-C.

Figura II.3.7.2 Circuitos de conexión y resultados SN75152.

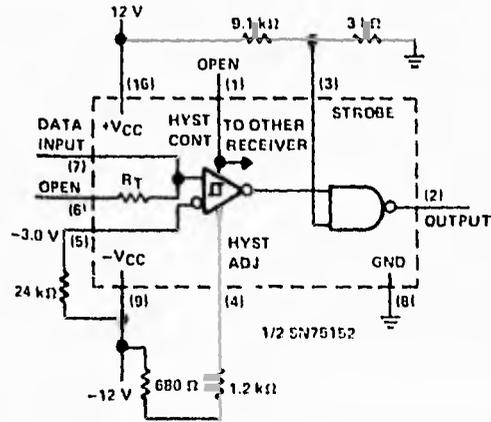
Para la operación de la RS-232-C (figura II.3.7.2) el control de histéresis (terminal 1) se conecta directamente a la terminal negativa Vcc (terminal 9). Esto proporciona umbrales de ± 2.2 V a la entrada. Para proporcionar la resistencia de entrada correcta, R_T (terminal 6 para el canal 1 o terminal 11 para el canal 2) se conecta a la línea de entrada inversora (terminal 5 para el canal 1 o terminal 12 para el canal 2). Las terminales de ajuste de histéresis se abren hacia la izquierda y los "stroses" se conectan a un nivel lógico alto cuando el canal está en operación. La figura II.3.7.2 (a) ilustra las conexiones de un circuito típico y la figura II.3.7.2 (b) muestra la curva de histéresis del umbral de salida resultante.

Una característica única del SN75152 es su capacidad de sensado de voltajes de entrada por debajo o mayores a tierra, con una amplia variedad de rangos de histéresis. Un ejemplo es el circuito diseñado para detectar señales de entrada centradas alrededor de -3 V con un umbral de -1.5 V y -4.5 V (figura II.3.7.3 (a)). La habilidad para maximizar la histéresis de entrada del receptor permite limpiar la recepción de la señal con una interferencia mínima de las señales de ruido. La figura II.3.7.3 (b) muestra la histéresis de entrada para esta aplicación.

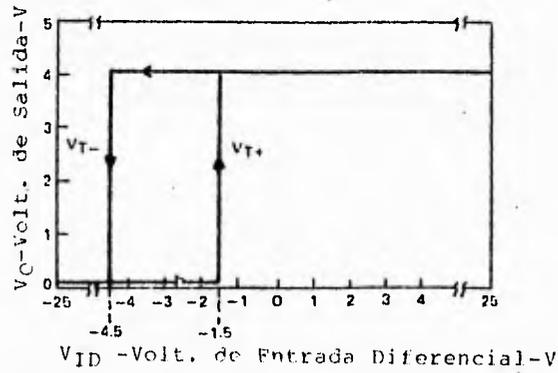
La histéresis de entrada en el SN75152 puede tener cualquier valor entre ± 0.3 V y ± 5 V con umbrales de -25 V a 25 V (menos el valor de histéresis).

El valor requerido para la resistencia de ajuste de histéresis se selecciona a partir de la gráfica mostrada en la figura II.3.7.4. Una resistencia de ajuste con valor de 1.7 k Ω proporciona la histéresis deseada de ± 1.5 V. La entrada inversora se conecta a -3 V para proporcionar un nivel de referencia básico.





(a) Configuración del circuito con -3 V de umbral y ± 1.5 V de Histéresis.



(b) V_{ID} Resultante vs V_O

Figura II.3.7.3 Configuración del circuito y resultados.

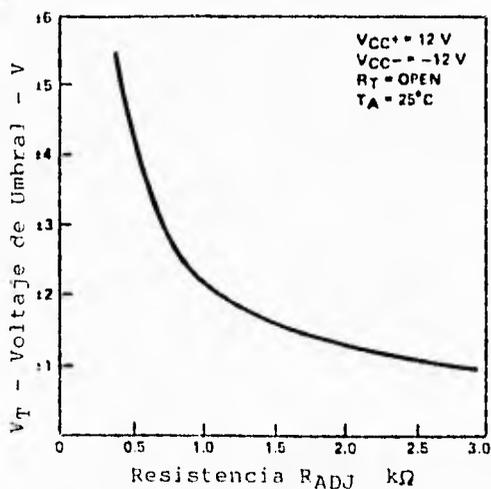


Figura II.3.7.4 Voltaje de umbral vs resist. de ajuste de hist.

* Receptor SN75154 cuádruple en línea

El SN75154 (figura II.3.7.5) está diseñado para satisfacer los requerimientos del EIA RS-232-C como un receptor de datos en aplicaciones de interfaz entre un equipo terminal de datos y un equipo de comunicación de datos. También es útil para frecuencias relativamente bajas, líneas cortas, aplicaciones de receptores de datos punto a punto y para translaciones de nivel lógico. Algunas características incluyen:

- Resistencia de entrada de 3 k Ω a 7 k Ω
- Umbral de entrada ajustable
- Histéresis incluida
- Salidas compatibles con TTL
- Fuentes de operación de 5 a 12 V



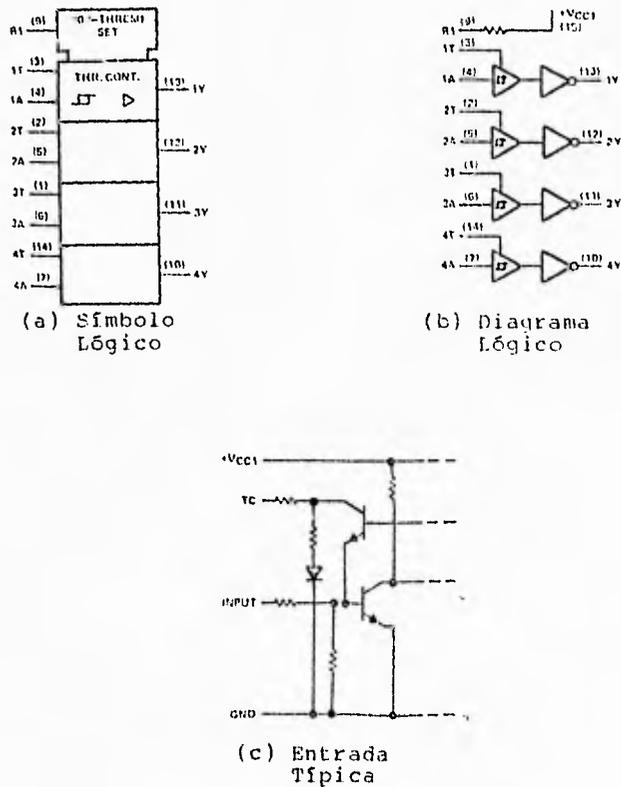


Figura II.3.7.5 Receptor de datos cuádruple en línea SN75154.

En operación normal, las terminales del control de umbral se conectan directamente a la terminal V_{cc1} , terminal 15, aún si la alimentación se aplica por medio de la terminal alterna V_{cc2} , terminal 16. Esto proporciona un ciclo amplio de histéresis, figura II.3.7.6 (a). En esta operación, si el voltaje de entrada va a cero, el voltaje de salida se mantendrá a nivel alto o bajo como se determine por la entrada anterior.

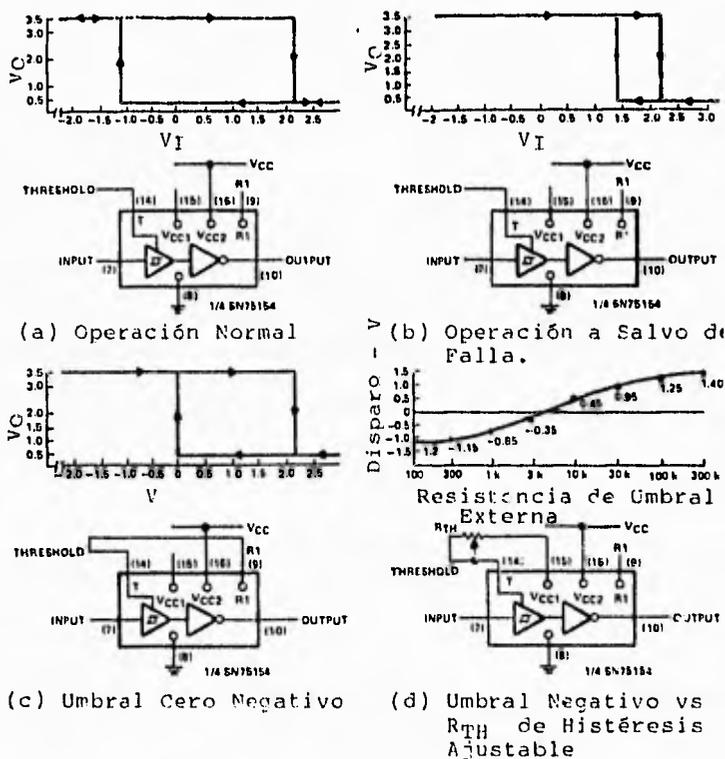


Figura II.3.7.6 Modos de operación de histéresis del SN75154.



Capítulo II

Para operación a salvo de caída, las terminales de umbral se abren hacia la izquierda (figura II.3.7.6 (b)). Esto reduce el ciclo de histéresis provocando que el voltaje de umbral negativo sea mayor a cero (generalmente 1.4 V). El voltaje de umbral positivo se mantiene sobre cero, a 2.2 V generalmente, ya que no se afecta con la disposición de las terminales de umbral. En este modo, si el voltaje de entrada va a cero o se da una condición de circuito abierto, la salida irá al nivel alto sin considerar la condición de la entrada previa.

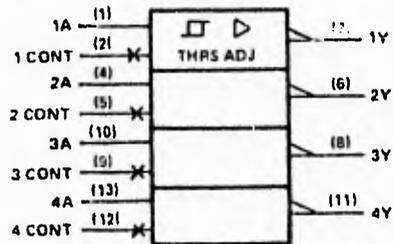
La figura II.3.7.6 (c) muestra la condición específica de un voltaje de umbral negativo cercano a cero obtenido por conectar la terminal de umbral (T) a R1 (terminal 9). Esto coloca una resistencia de 5 k Ω entre T y Vcc₁. Utilizando una resistencia externa y conectándola entre la terminal de control de umbral y Vcc₁, el umbral negativo puede ajustarse a diferentes niveles como se muestra en la figura II.3.7.6 (d).

* Receptores SN75189, SN75189A, MC1489 y MC1489A cuádruples en línea

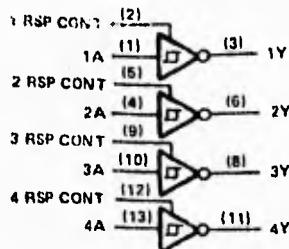
Los receptores SN75189 y SN75189A (figura II.3.7.7) están diseñados para utilizarse con el estándar EIA RS-232-C. A continuación se mencionan algunas de sus características:

- Incluyen entrada de histéresis
- Control de respuesta propuesta: Entrada de desplazamiento de umbral, entrada de filtro de ruido
- Operan con alimentación simple de 5 V
- Salidas compatibles con TTL

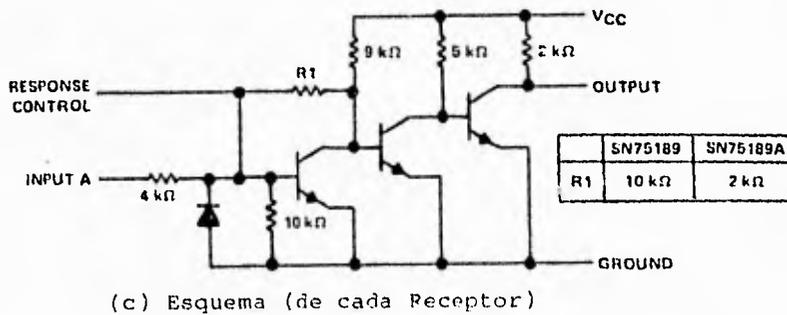




(a) Símbolo Lógico



(b) Diagrama Lógico



(c) Esquema (de cada Receptor)

Figura II.3.7.7 Receptor SN75189/189A cuádruple.



Los SN75189 y SN75189A son receptores cuádruples en línea diseñados para interfaz entre un equipo terminal de datos y un equipo de comunicación de datos de acuerdo con el estándar EIA RS-232-C. Cada receptor tiene una terminal de control de respuesta permitiendo el ajuste de los niveles de umbral y el filtrado de ruido.

Sin un cambio de nivel, el SN75189 tendría aproximadamente 240 mV de histéresis con un umbral positivo de 1.3 V y un umbral negativo de 1.06 V. Bajo las mismas condiciones, el SN75189A tendría 930 mV de histéresis con umbrales típicos de 1.9 V y 0.97 V. Con histéresis mayores, el SN75189A proporciona mayor inmunidad al ruido que el SN75189. El nivel de umbral puede ajustarse conectando una resistencia del control de respuesta del receptor a la terminal positiva o negativa Vcc. La figura II.3.7.8 ilustra los efectos de diferentes valores de resistencia en el nivel de umbral.

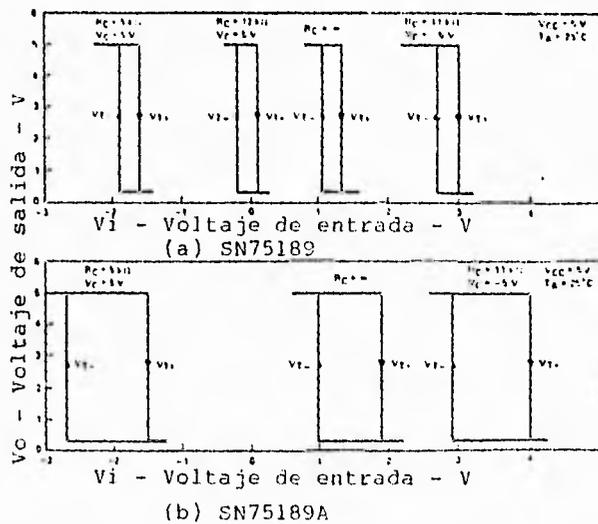
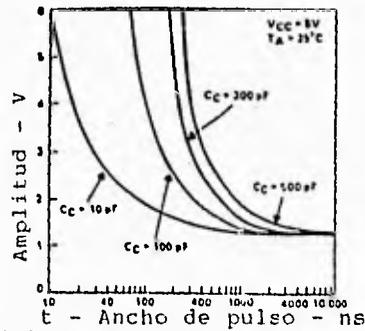
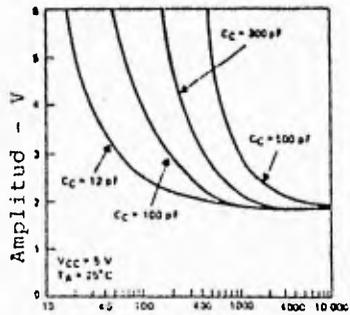


Figura II.3.7.8 Voltaje de entrada vs voltaje de salida.

Para aplicaciones normales del EIA RS-232-C no se utiliza ninguna resistencia. Puede utilizarse un capacitor compensador de frecuencia para filtrar picos de ruido a la salida. La figura II.3.7.9 muestra el valor del capacitor requerido para eliminar picos de ruido conociendo su amplitud y ancho de pulso. Estas curvas muestran la máxima amplitud de pulso de entrada que no causará un cambio en el nivel de salida, para diferentes anchos de pulso y valores de capacitor de control de respuesta.



(a) Rechazo al ruido del SN75189



(b) Rechazo al ruido del SN75189A

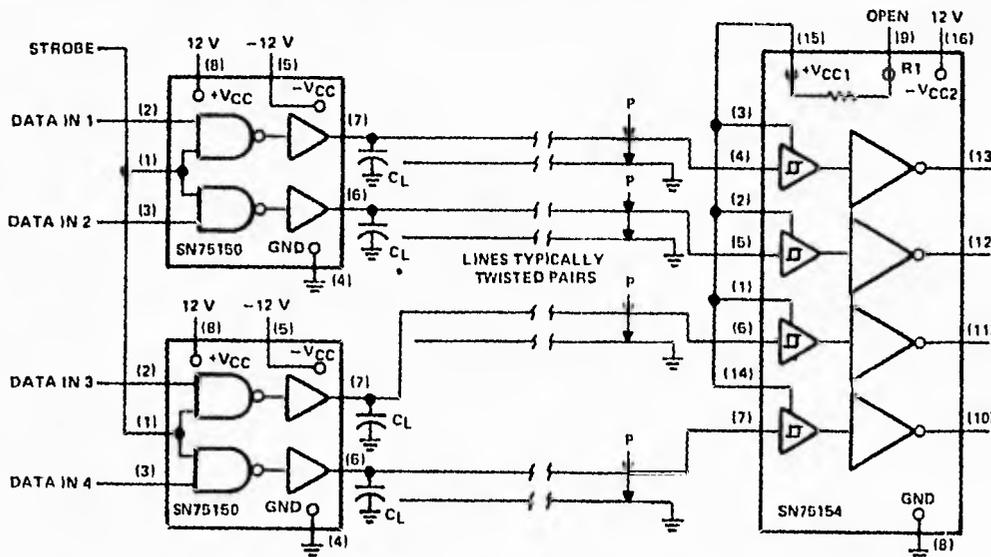
Figura II.3.7.9 Rechazo al ruido vs compensación de capacitancia.



II.3.8 Aplicaciones del RS-232-C

* Interfaz utilizando el SN75150 y el SN75154

La figura II.3.8.1 ilustra una configuración de interfaz EIA RS-232-C básica utilizando manejadores SN75150 y receptores SN75154. Nótese que las cargas capacitivas son necesarias en la salida del manejador para asegurar el acoplamiento con los requisitos del formato de onda estándar. La región de transición definida en el RS-232-C es de -3 V a 3 V. Los tiempos de transición de subida o bajada no excede de 1 ms. La figura II.3.8.2 ilustra las áreas de operación permitidas para las transiciones del manejador contra la velocidad de pulsos. La figura II.3.8.3 muestra los tiempos de transición de salida como una función de la carga de capacitancia total.



* C solo se Requiere si la línea de Capacitancia es Insuficiente para un Adecuado Formato de Onda

Figura II.3.8.1 Interfaz básica RS-232 usando SN75150 y SN75154.

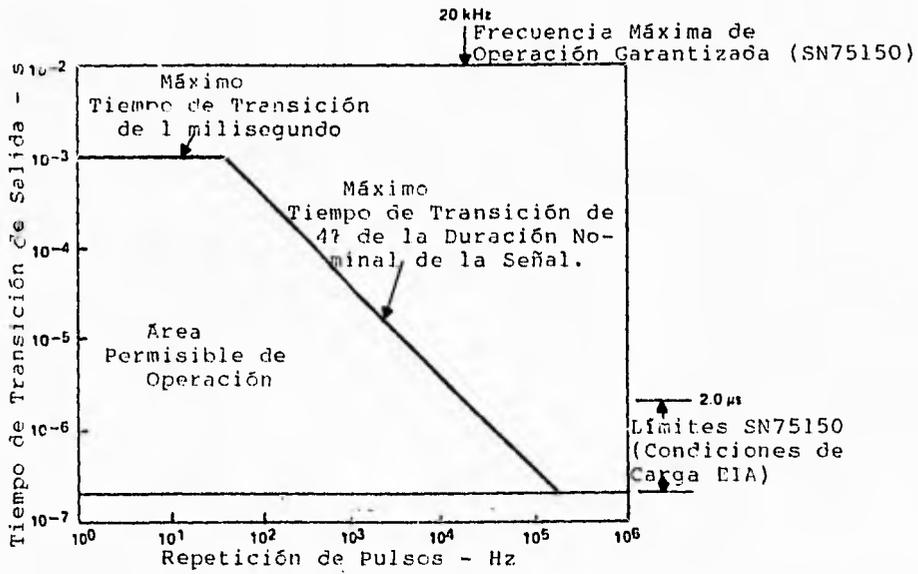


Figura II.3.8.2 Repetición de pulsos vs tiempo de transición de salida en el SN75150.

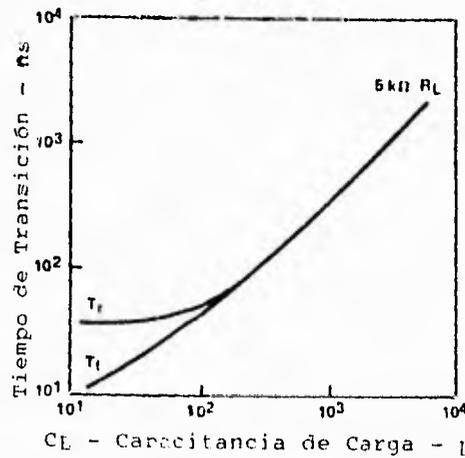


Figura II.3.8.3 Tiempos de transición de salida vs capacitancia de carga.



* Interfaz típica utilizando el SN75188 y el SN75189A

La figura II.3.8.4 muestra una aplicación EIA RS-232-C típica, utilizando el manejador SN75188 cuádruple y el receptor SN75189A cuádruple. En esta aplicación es deseable operar a velocidades hasta 4800 bps. Se pueden tener pulsos de ruido de hasta 4 V de amplitud y un ancho de 300 ns. De la figura II.3.7.9 se selecciona un C_c de 390 pF para proporcionar un rechazo a ruido. La compensación de 390 pF no afecta la respuesta del circuito en la señal deseada.

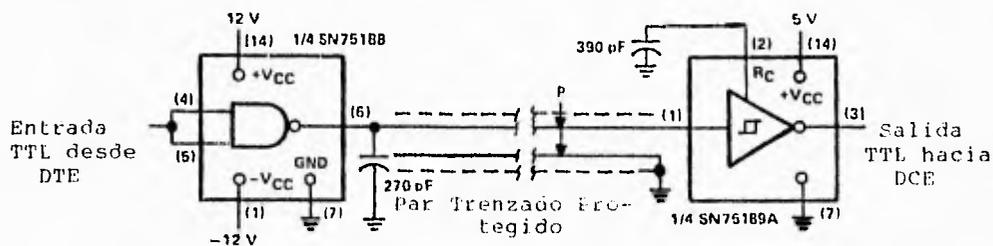


Figura II.3.8.4 Interfaz utilizando un SN75188 y un SN75189A.

La línea utilizada en esta aplicación tiene una capacitancia de 230 pF. De la figura II.3.8.5 se puede ver que el slew rate resultante será un poco mayor a 30 V/μs. El máximo de la EIA RS-232-C es de 30 V/μs. Es deseable operar dentro del límite y de allí se elige 20 V/μs. De la figura II.3.8.5, 20 V/μs requieren una carga total de capacitancia de 500 pF. Se conecta un capacitor externo de 270 pF directamente de la salida del manejador a tierra para limitar apropiadamente el slew rate de salida.

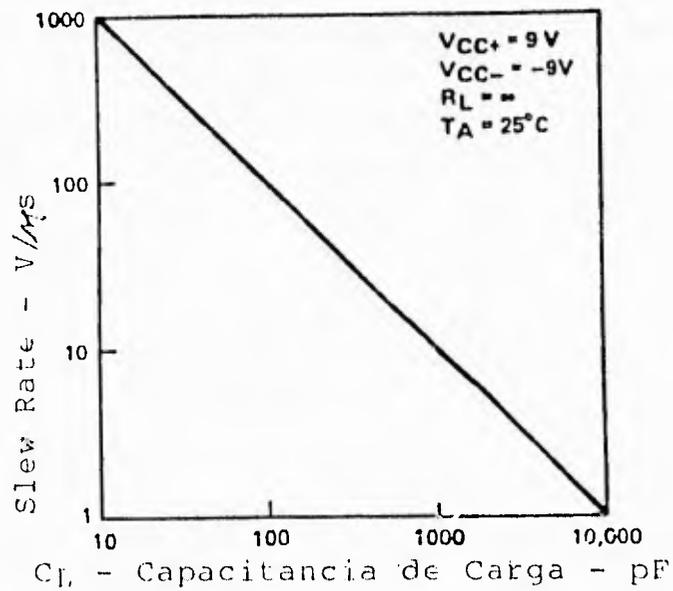


Figura II.3.8.5 Slew rate vs capacitancia de carga.

II.3.9 Estándar RS-423-A

Este estándar especifica las características eléctricas de circuitos de interfaz digital con un modo de voltaje desbalanceado, normalmente se utilizan para el intercambio de señales binarias seriales entre un equipo terminal de datos (DTE) y un equipo terminador de datos (DCE). Los valores se dan tanto para las características del manejador como del receptor. Los dispositivos diseñados para acoplarse con el EIA RS 423-A son utilizados para comunicación de datos a baja velocidad o funciones de control. Pueden ser utilizados, bajo ciertas condiciones, con manejadores y receptores de otra interfaz digital estándar, como la EIA RS-232-C y la MIL-STD-188C. La figura II.3.9.1 muestra una configuración típica de una interfaz digital desbalanceada de sistemas EIA RS-423-A. La RS-423-A permite un manejador y hasta 10 receptores en una sola línea de datos. Los requerimientos básicos de los manejadores para el RS-423-A son:

- Voltaje de salida del manejador en circuito abierto V_o : ± 4 V a ± 6 V
- Voltaje de salida del manejador terminado en 450Ω V_i : $\geq 0.9 V_o$
- Corriente de salida en corto circuito I_s : Menor a 150 mA con salida en cualquier estado lógico
- Corriente de fuga (en apagado) I_x : Menor a 100 μ A con un voltaje de salida de -6 V a 6 V
- Slew rate de salida S_R : No debe exceder 15 V/ μ s en ningún punto durante el período de transición
- Similitud en la salida: La salida debe ser similar entre 0.1 y 0.9 V_{ss} (figura II.3.9.2)
- Tiempo de transición t_f : Para anchos de pulso de 1 ms o mayores, el tiempo de transición medido entre 0.1 y 0.9 V_{ss} debe ser entre 100 y 300 μ s.



-Aviso: Después de completar una transición de un estado lógico a otro, la señal no debe variar más del 10% de V_{SS} , del valor estable hasta que ocurra la siguiente transición (figura II.3.9.2).

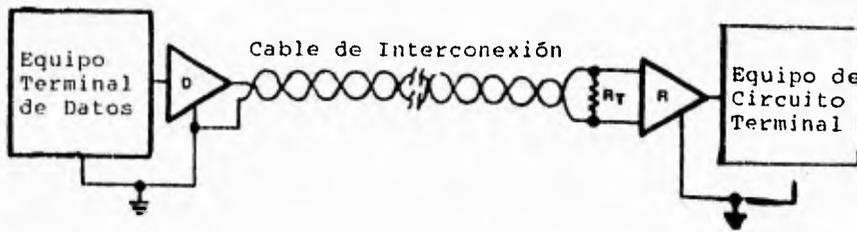


Figura II.3.9.1 Interfaz digital básica desbalanceada con el RS-423-A.

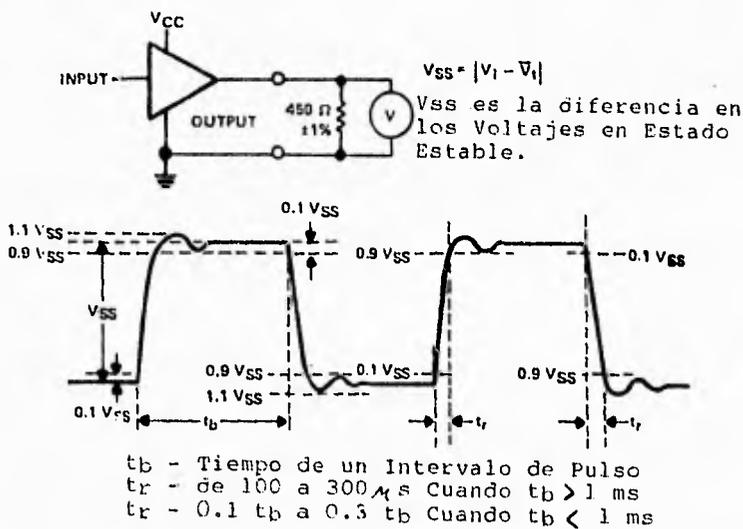


Figura II.3.9.2 Requerimiento de la señal de formado de onda.

II.3.10 Dispositivos RS-423-A

* Manejadores RS-423-A

El SN75156 y el uA9636 son buenos ejemplos de manejadores EIA RS-423-A. Estas partes se muestran en las figuras II.3.6.2 y II.3.6.3 y se mencionaron en la sección de manejadores para el RS-232-C, ya que están diseñados para ajustarse a ambos estándares.

Los requerimientos necesarios para los receptores RS-423-A son:

-Corriente de entrada en cualquier punto con la otra entrada aterrizada y un voltaje de entrada aplicado de -10 a $+10$ V I_{IN} . La corriente de entrada debe permanecer dentro del área sombreada de la gráfica mostrada en la figura II.3.10.1

-Resistencia de entrada R_{IN} : 4 k Ω mínimo bajo condiciones de encendido o apagado

-Sensibilidad de entrada sobre un rango de entrada a modo común de -7 a 7 V. Referida a un voltaje de umbral de entrada diferencial V_{TH} (figura II.3.10.2): La entrada diferencial requerida para asegurar que el receptor tome correctamente el estado binario de salida es de 20 mV. El receptor debe también mantener una operación correcta para voltajes de entrada diferenciales de 200 mV a 6 V.

-Máximo voltaje de entrada diferencial V_{ID} (máx): El máximo V_{ID} sin que resulte dañado el receptor es de 12 V.

-Balance de entrada con cualquier voltaje a modo común de -7 a 7 V: Las características de un voltaje balanceado de entrada deben ser tales que el receptor permanezca en su estado seguro con un voltaje diferencial de 400 mV aplicado con 500 Ω ($\pm 1\%$) a cada entrada (Ver figura II.3.10.3). La polaridad de V_{ID} se invierte por el



estado binario opuesto.

-Receptores múltiples y carga total: Pueden conectarse hasta 10 receptores en una sola línea. La carga total de receptores múltiples y sumada a los circuitos a salvo de falla debe tener una resistencia de 400Ω o mayor.

-Aterrizaje recomendado: El cable de señal de tierra o común, debe ser aterrizado solo al final del manejador de la línea de datos (ver figura II.3.10.5).

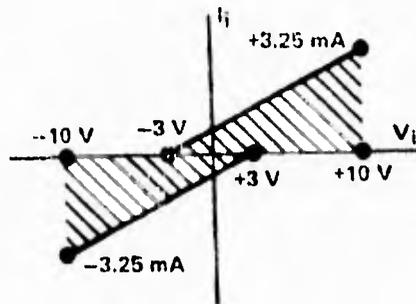
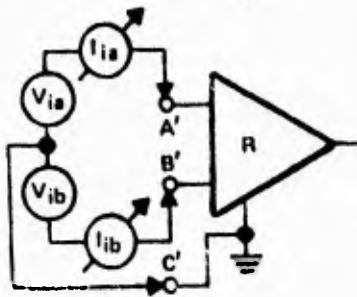


Figura II.3.10.1 Medición de la entrada de corriente-voltaje del receptor.

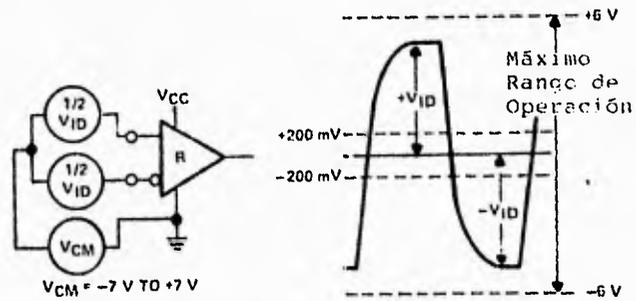


Figura II.3.10.2 Prueba de sensibilidad de la entrada del receptor.

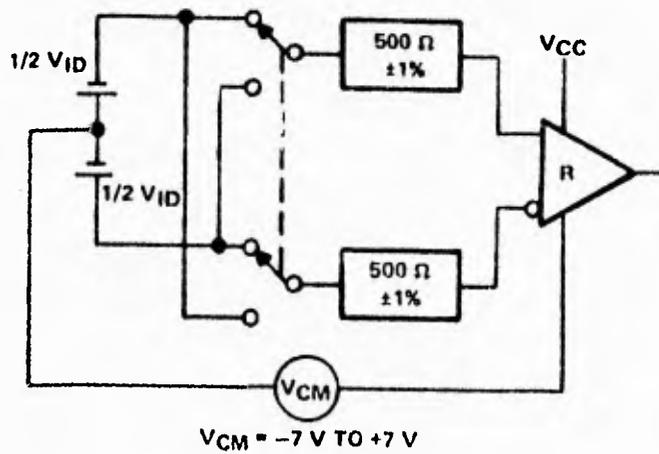


Figura II.3.10.3 Prueba de balance de la entrada del receptor.

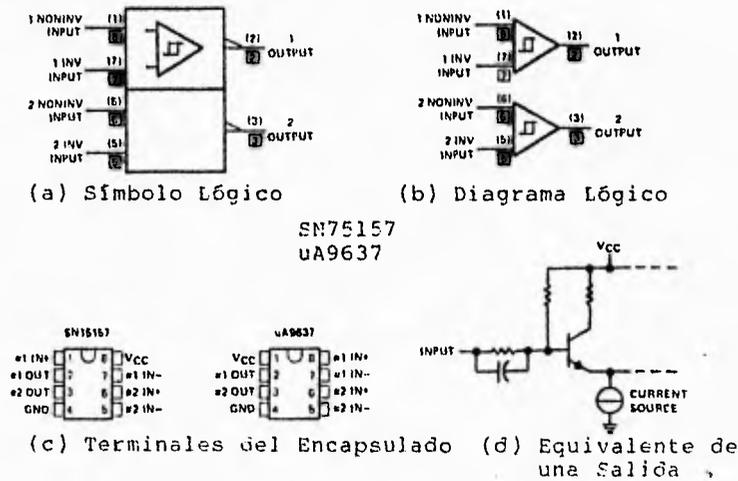


Figura II.3.10.4 Receptores SN75157 y uA9637 duales.

* Receptores 423-A

Los receptores diseñados para ajustarse a los requerimientos del RS-423-A normalmente tiene entradas diferenciales. Por lo que son también compatibles con el estándar EIA RS-422-A.

El SN75157 y el uA9637A son ejemplos de dispositivos que encajan en ambos estándares EIA RS-422-A y RS-423-A. La figura II.3.10.4 ilustra el diagrama lógico y el símbolo, así como las terminales y el circuito de entrada equivalente para estos dispositivos.

* Aplicación básica de la RS-423-A

La figura II.3.10.5 es un ejemplo de una terminal de datos con un monitor remoto y una

impresora utilizando circuitos EIA RS-423-A para una interfaz de datos y señales de control. El manejador dual SN75156 y el receptor dual SN75157 se utilizan para proporcionar la interfaz del RS-423-A.

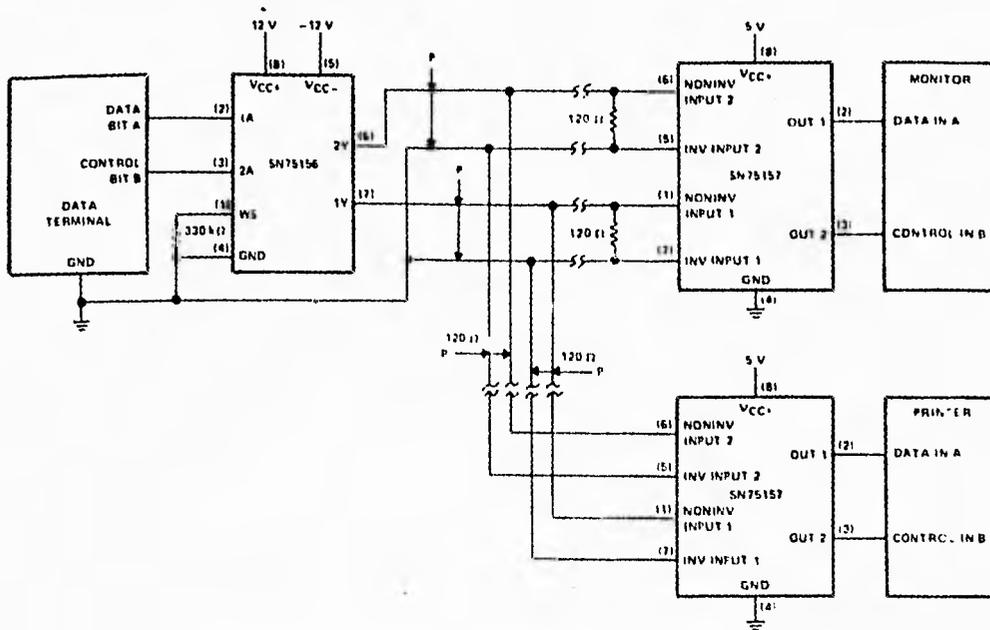


Figura II.3.10.5 Aplicación básica de la EIA RS-423-A.

En esta aplicación, la velocidad de datos es de 5 kbaud resultando un ancho de pulso (t_p) de 200 μ s. De la figura II.3.9.2 los tiempos de transición requeridos deben estar entre 0.1 y 0.3 t_p o entre 20 y 60 μ s. Una resistencia de 330 k Ω para el manejo de forma de onda proporciona tiempos de transición de alrededor de 40 μ s.

En este tipo de aplicación, la línea de tierra de transmisión de datos se conecta a la tierra al final del manejador. Cada línea termina con su impedancia característica en el punto más remoto de ella. En este ejemplo se utilizan resistencias de 120 Ω .



Aunque esta aplicación requiere de dos estaciones receptoras por línea de datos, pueden utilizarse hasta 10 estaciones receptoras en un sistema RS-423-A.

II.3.11 Estándares EIA RS-422-A y RS-485. Circuitos y aplicaciones

Generalmente es muy difícil o imposible generar transmisión de datos a alta velocidad entre sistemas de computadora, componentes y periféricos a largas distancias, bajo condiciones elevadas de ruido con manejadores y receptores simples. Los estándares EIA recomendados para voltajes digitales en interfaces balanceadas proporcionan un diseño con una solución universal para los requerimientos de sistemas de líneas largas. Como se vió en la transmisión de datos balanceada de propósito general, la capacidad para ajustarse a voltajes de modo común permite a un receptor (balanceado) recibir y reproducir señales que en otros casos serían inusuales. En la tabla II.3.11.1 se muestra una comparación entre los estándares simples EIA RS-232-C y RS-423-A con los estándares diferenciales EIA RS-422-A y RS-485. El sistema de transmisión de datos balanceado incorpora un manejador diferencial de transmisión en líneas balanceadas interconectadas a un receptor con entradas diferenciales.

PARÁMETRO	RS-232-C	RS-423-A	RS-422-A	RS-485
Modo de operación	Terminado sencillo	Terminado sencillo	Diferencial	Diferencial
Número de manejadores y receptores permitidos	1 Manejador, 1 Receptor	1 Manejador, 10 Receptores	1 Manejador, 10 Receptores	32 Manejadores, 32 Receptores
Longitud Máxima del cable (m)	150	1200	1200	1200
Velocidad máxima de datos (bits por segundo)	20k	100k	10 M	10 M
Voltaje máximo de modo común	± 25 V	± 6 V	6 V, -0.25 V	12 V, -7V
Salida del manejador	± 5 V min, ± 15 V max	± 3.6 V min, ± 6.0 V max	± 2 V min	± 1.5 V min
Carga del manejador	3 k Ω a 7 k Ω	450 Ω min	100 Ω min	60 Ω min
Slew rate del manejador	30 V/ μ max.	Controlado externamente	NA	NA
Límite de corriente de corto circuito de la salida del manejador	500 mA a VCC o Tierra	150 mA a Tierra	150 mA a Tierra	150 mA a Tierra, 250 mA a 8 ó 12 V
Resistencia de la salida del manejador (Ω)				
Encendido	NA	NA	NA	120 k Ω
Apagado	300 Ω	60 k Ω	60 k Ω	120 k Ω
Resistencia de la entrada del receptor (Ω)	3 k Ω a 7 k Ω	4 k Ω	4 k Ω	12 k Ω
Sensibilidad del receptor	± 3 V	± 200 mV	± 200 mV	± 200 mV

Tabla II.3.11.1 Comparación entre estándares de comunicación

II.3.11.1 Estándar RS-422-A

El circuito de interfaz digital de voltaje balanceado normalmente se utiliza para líneas de datos, temporizado o control, donde las velocidades de la señal están entre 100 kbps y 10 Mbps. Las especificaciones del RS-422-A no ponen restricciones en la frecuencia de operación mínima o máxima pero sí en la relación de velocidades de transición de un intervalo unitario.

Aunque los circuitos de transmisión simples son normalmente utilizados a bajas frecuencias, la transmisión diferencial en líneas balanceadas puede ser preferida bajo las siguientes condiciones:

- A. Líneas de interconexión demasiado largas para operación desbalanceada efectiva.
- B. Líneas de transmisión expuestas a altos niveles de ruido electrostático o electromagnético.
- C. Donde se desee una simple inversión de las señales (obtenida por el cambio de las líneas balanceadas).

Un circuito de interfaz digital balanceado básico (figura II.3.11.1.1) consta de tres partes:

- A. El generador (G) o manejador de línea de datos.
- B. Una línea de transmisión balanceada.
- C. Las cargas, donde una carga puede consistir de uno o más receptores (R) y la resistencia terminal de la línea (R_T).

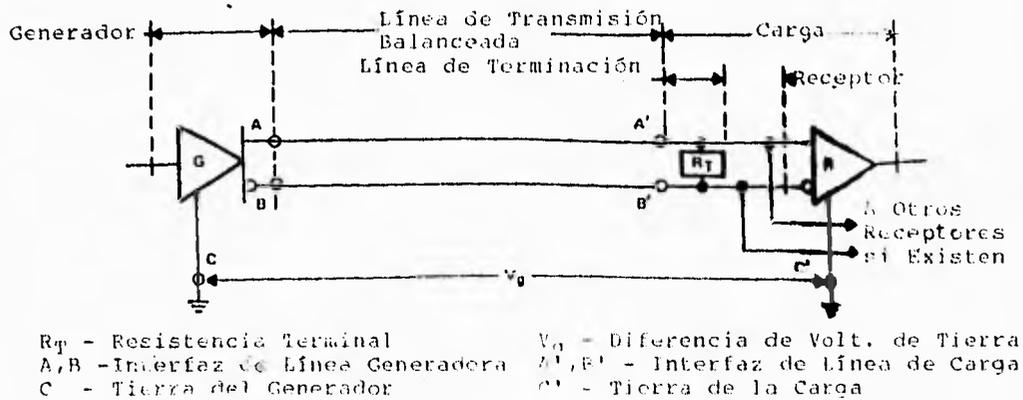


Figura II.3.11.1.1 Interfaz digital balanceada.

El tipo de manejador RS-422-A tiene una fuente de voltaje de salida balanceada (diferencial) con una impedancia de 100Ω o menos. Su salida de voltaje diferencial está en el rango de 2 V mínimo a 6 V máximo. Adicionalmente, el voltaje de salida de cualquier salida, con respecto a tierra, no debe exceder 6 V.

El balance del voltaje de salida se define como sigue:

- El voltaje diferencial de salida (V_{OD}) no debe ser menor a 2 V con dos resistencias terminales de $50 \Omega (\pm 1\%)$ en serie entre las salidas.
- La diferencia entre la polaridad opuesta del voltaje de salida diferencial debe ser menor a 0.4 V (ver figura II.3.11.1.2).
- El voltaje de offset de salida del manejador (V_{OS}), medido de la unión de dos resistencias terminales de 50Ω y la tierra del manejador, no debe exceder los 3 V (en

cualquier polaridad). La magnitud del cambio en V_{OS} debe ser menor a 0.4 V para voltajes diferenciales de salida de polaridad opuesta.

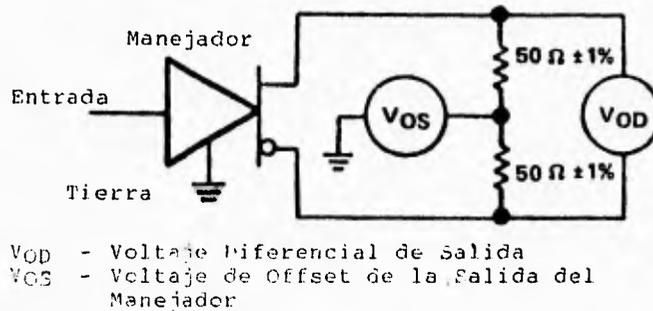


Figura II.3.11.1.2 Circuito de prueba de voltaje de salida del manejador.

La corriente de salida del manejador, con cualquier salida en corto con tierra, no debe exceder 150 mA. La corriente de fuga en "apagado", con cualquier voltaje entre -0.25 y 6 V aplicado a cualquier salida, no debe exceder 100 μ A.

Como se ilustra en la figura II.3.11.1.3, los tiempos de transición del voltaje de salida (t_r) están entre 0.1 y 0.9 de V_{SS} y deben ocurrir dentro del 10% de un intervalo unitario (t_v) o 20 ns, el que sea mayor.

La subida y bajada resultantes no deben exceder, como se ilustra en la figura II.3.11.1.3, del 10 % de V_{SS} , donde V_{SS} se define como la diferencia entre los dos valores de estado fijo de la salida.



Capítulo II

Las características del receptor RS-422-A para aplicaciones en líneas balanceadas son básicamente las mismas que para las aplicaciones del RS-423-A simple. Los requerimientos de entrada básicos del receptor son como siguen:

-Sensibilidad del umbral de entrada de datos diferencial de ± 200 mV, sobre un rango a modo común (VCM) de -7 a 7 V. Impedancia de entrada mayor o igual a 4 k Ω .

-Las características de voltaje-corriente de entrada del receptor deben ser balanceadas de tal forma que su salida permanezca en el estado binario deseado con una entrada diferencial aplicada de 400 mV (a través de 500 $\Omega \pm 1\%$ en cada terminal de entrada como se ilustra en la figura II.11.1.4), y VCM varía entre -7 y 7 V.

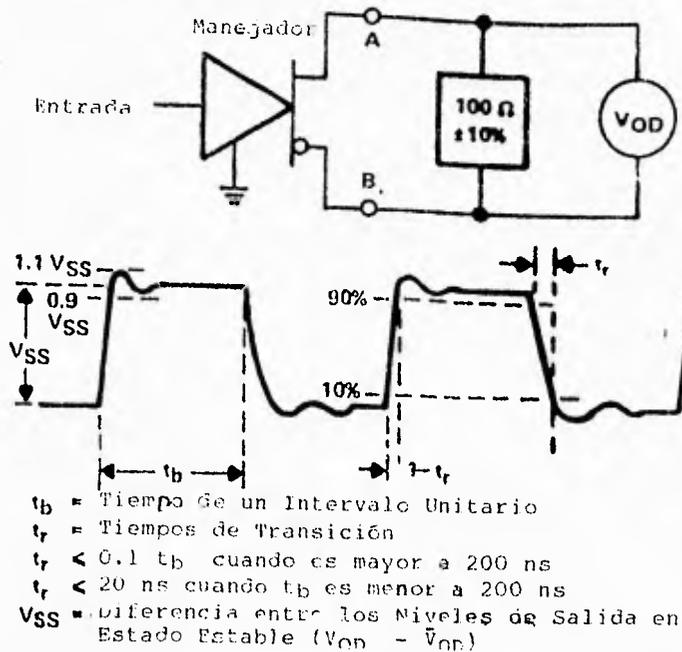


Figura II.11.1.3 Características transicionales del manejador.



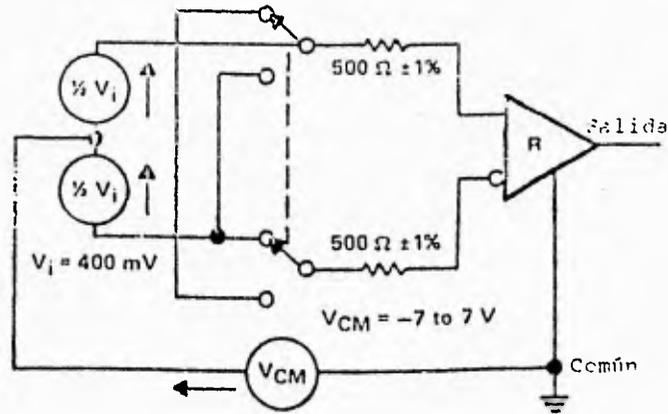


Figura II.3.11.1.4 Prueba de balance para la entrada del receptor.

Un receptor RS-422-A se daña cuando se enciende o se apaga en las siguientes condiciones:

1. La salida del manejador está apagada (circuito abierto).
2. Existe un corto a través de la línea de datos
3. Existe un corto entre cada línea o ambas y tierra

Aplicaciones del RS-422-A

Aplicación típica:

Una aplicación típica de una RS-422-A es su uso en comunicación de datos de una computadora central a múltiples monitores remotos o estaciones. Tal como sería el control de llegadas en un aeropuerto a través de varios monitores (figura II.3.11.1.5).

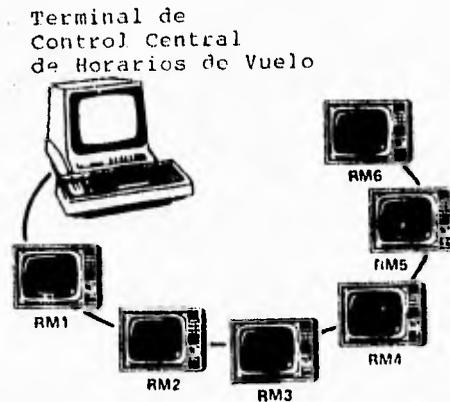


Figura II.3 11.1.5 Aplicación básica del RS-422-A.

En esta aplicación, una línea simple de par trenzado se utiliza para conectar la terminal de control central con varios monitores remotos distribuidos a lo largo del aeropuerto. La terminación de la línea estaría en la parte más remota de la terminal de control (monitor remoto 6). Para minimizar el ruido en la línea es deseable utilizar dos resistencias terminales con valores de $R_T/2$ entre cada línea y tierra.

Aplicación en línea corta

Incluso en aplicaciones menos complejas la capacidad de un buen rechazo al ruido de los circuitos RS-422-A puede ser una ventaja. La figura II.3.11.1.6 ilustra una aplicación simple, de línea corta, utilizando un manejador y un receptor simples con una buena capacidad para el manejo de ruido.

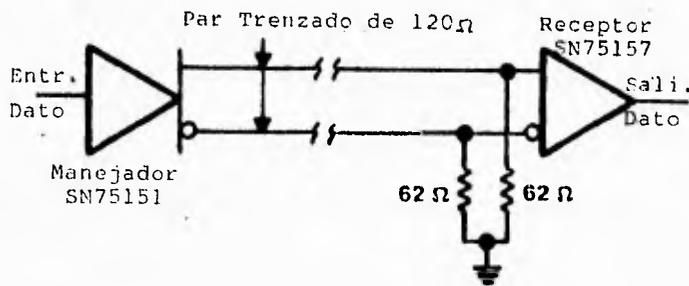


Figura II.3.11.1.6 Aplicación de línea corta del RS-422-A.

Esta combinación de manejador y receptor RS-422-A proporcionará un voltaje a modo común de -0.25 a 6 V y opera a velocidades superiores a 20 Mbps. Para mejorar la capacidad de rechazo de ruido por voltaje negativo, sería necesario utilizar un manejador con una capacidad mayor de modo común negativo. El manejador SN75172B es un dispositivo con un rango de voltaje a modo común de -7 a 7 V. EL receptor SN75175 también tiene una capacidad de entrada de -7 a 7 V, permitiendo un muy buen desarrollo sobre cualquier ruido.

II.3.11.2 Estándar EIA RS-485

El estándar EIA RS-485, introducido en 1983, es una versión mejorada del EIA RS-422-A. Incrementa el uso de líneas de transmisión balanceadas en la distribución de datos a varios sistemas, componentes y periféricos sobre líneas relativamente largas, teniendo la necesidad de múltiples combinaciones manejador/receptor en una línea simple de par trenzado.

EL EIA RS-485 toma los requerimientos del RS-422-A para transmisión en líneas balanceadas más las características adicionales para manejadores y receptores múltiples. La figura II.3.11.2.1 ilustra una aplicación similar a la de la figura II.3.11.1.1, pero con manejadores y receptores múltiples.

El estándar RS-485 difiere del RS-422-A principalmente en las características que permiten comunicaciones multipunto confiables. Para los manejadores, estas características son:



-Un manejador puede controlar hasta 32 cargas unitarias y un total de resistencia en la línea terminal de 60Ω o más (una carga unitaria es típicamente un manejador pasivo y un receptor).

-La corriente de fuga de salida del manejador, en "apagado" debe ser de $100 \mu\text{A}$ o menor con cualquier voltaje entre -7 y 7 V .

-El manejador debe ser capaz de proporcionar un voltaje de salida diferencial entre 1.5 y 5 V con voltajes de línea a modo común de -7 a 12 V .

-Los manejadores deben tener protección propia contra cualquier contención (los manejadores múltiples "pelean" por la línea de transmisión al mismo tiempo) ésto es, no debe ocurrir ningún daño en el manejador cuando sus salidas están conectadas a una fuente de voltaje de -7 a 12 V si su estado de salida es un 1 binario, 0 binario o pasivo.

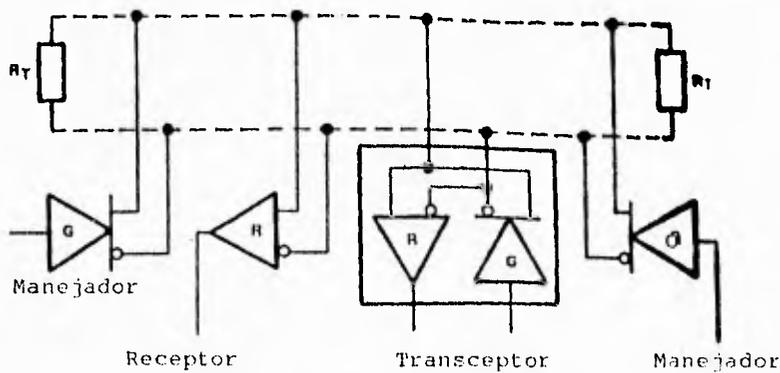


Figura 11.3.11.2.1 Interfaz digital multipunto balanceada.



Para los receptores las características son:

- Alta resistencia de entrada del receptor, 12 k Ω mínimo.
- Un rango de voltaje de entrada a modo común entre -7 y 12 V.
- Sensibilidad de entrada diferencial de ± 200 mV sobre un rango de -7 a 12 V.

Concepto de unidad de carga

El máximo número de manejadores y receptores que pueden colocarse en un bus de comunicación simple depende de sus características de carga, relativas a la definición de una "UNIDAD DE CARGA" (U.L., Unit Load). Para el RS-485 se recomienda un máximo de 32 unidades de carga (U.L.) por línea.

Una U.L. se define (en el peor de los casos) como una carga que permite un mA de corriente bajo un máximo voltaje a modo común de 12 V. Las cargas deben consistir en manejadores y/o receptores pero no incluyen las resistencias de la línea terminal que deben presentar una carga adicional de cuando menos 60 Ω en total.

Manejadores y receptores

Los manejadores tipo SN75172B y SN75174, así como los receptores SN75173A y SN75175A fueron diseñados específicamente para aplicaciones RS-422-A y RS-485. Estas partes se diseñaron para conectar directamente reemplazos para circuitos populares RS-422-A (ver figuras II.3.11.2.2, II.3.11.2.3, II.3.11.2.4, II.3.11.2.5).



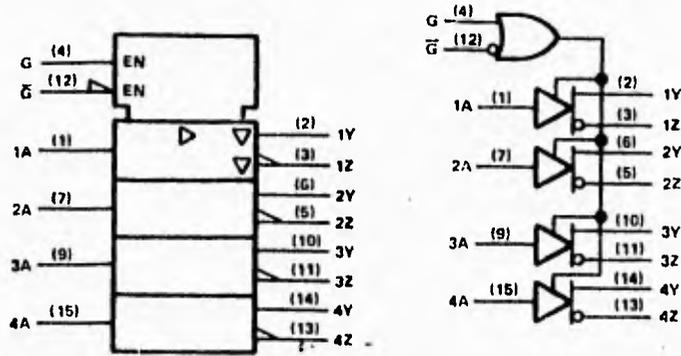


Figura II.3.11.2.2 Manejador diferencial cuádruple en línea AM26LS31 y SN75172B.

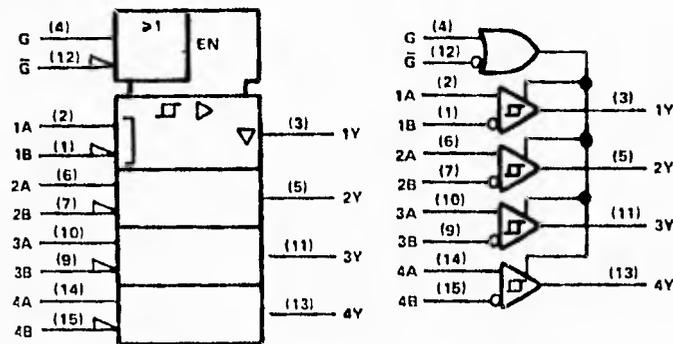


Figura II.3.11.2.3 Receptor diferencial cuádruple en línea AM26LS32A y SN75173A.

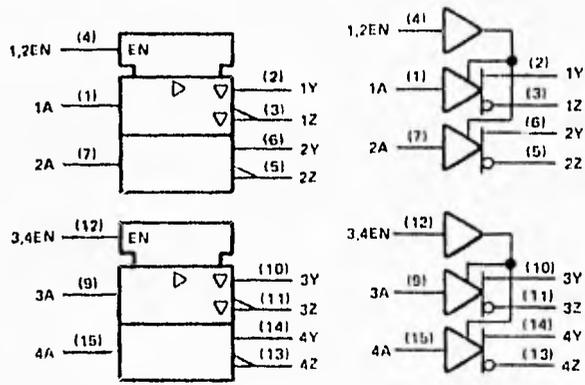


Figura II.3.11.2.4 Manejador diferencial cuádruple en línea MC3487 y SN75174B.

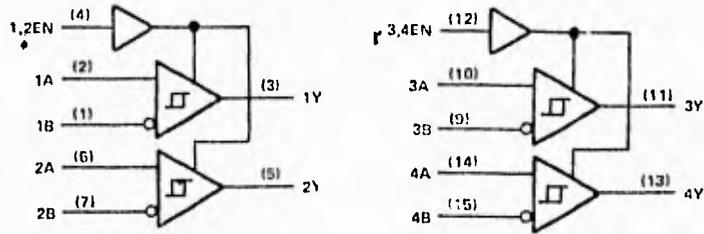


Figura II.3.11.2.5 Receptor diferencial cuádruple en línea MC3486 y SN75175A.

Los estándares RS-422 y RS-423 son mejoras a la RS-232, la RS-422 se utiliza en líneas de transmisión balanceadas y la RS-423 es conveniente para líneas de transmisión desbalanceadas.

La RS-422 utiliza una señal diferencial de baja impedancia para incrementar la velocidad de transmisión a 10 Megabauds y una máxima longitud de la línea de 1200 m. La señal diferencial se genera por manejadores de línea diferencial, tal como el MC3487, y se envía en una línea de par trenzado. La señal diferencial se recibe y traduce con niveles lógicos estándar por receptores de línea diferencial, tal como el MC3486.

El RS-423 utiliza un manejador de baja impedancia y terminación sencilla en lugar de un manejador diferencial para obtener mayores distancias de transmisión y mayores velocidades. Los manejadores de línea y receptores se requieren para acoplar a familias lógicas estándares.

El RS-422 y el RS-423 actualmente describen sólo las características eléctricas para otro estándar, el RS-449. El RS-449 se introdujo en 1977 como un reemplazo del RS-232C. Las especificaciones más importantes para este nuevo estándar son:

- Se especifican dos conectores
- Un conector de 37 terminales y el otro de 9 terminales. El conector de 37 terminales transporta las principales señales del RS-449, mientras que el de 9 terminales transporta las señales de canales secundarios.
- Las especificaciones mecánicas para los conectores se definen en detalle por lo que no puede haber confusión. Se utiliza un mecanismo de seguridad que no requiere

herramientas especiales para conectarlo y desconectarlo (la mayoría de los conectores DB25 requieren de un desarmador para apretar dos tornillos de seguridad)

- Para velocidades de transmisión por debajo de los 20 kbaud, pueden usarse tanto el RS-422 como el RS-423. Para velocidades de transmisión mayores a 20 kbaud, se deben seguir las especificaciones del RS-422 balanceado.

EL RS-449 aunque ofrece una ventaja significativa en su desempeño sobre el RS-232C, no lo ha reemplazado como el estándar más popular. Ciertamente, el mejor desempeño y la estandarización han impulsado a los fabricantes a introducir nuevo equipo con el RS-449. De cualquier modo, debido al costo mayor y la resistencia al cambio, la conversión al RS-449 probablemente tardará muchos años.

II.3.12 Familias MAX23X y MAX24X (Manejadores y Receptores RS-232)

II.3.12.1 Características del MAX230 y MAX241

- Alimentación simple de +5 V (Excepto MAX231 y MAX239)
- Hasta 5 transmisores y 5 receptores en un dispositivo
- Apagado por baja alimentación (MAX230, 235, 236, 240 y 241)
- Capacitores integrados (MAX233 y MAX235)
- Montaje superficial (Excepto MAX233 y MAX235)

El MAX232 genera alimentaciones positivas y negativas mediante la carga de dos capacitores flotantes. La primera carga convierte la entrada de +5 V a un voltaje nominal de +10 V en V^+ . La segunda convierte +10 V a -10 V. Las salidas de ± 10 V alimentan



así a los transmisores RS-232. Con dos manejadores y dos receptores, el MAX232 es recomendable para conexiones RS-232 donde el DTE como el DCE utilizan una línea de datos y una línea de control.

El MAX232 fue introducido por MAXIM en 1985. En 1986, se agregaron once dispositivos más a la familia. Estas partes tienen manejadores y receptores adicionales necesarios para implementar varios tipos de puertos RS-232 completos. El MAX233 y MAX235 son especialmente notables, ya que contienen un esquema patentado utilizando la carga de capacitores internos que no requieren de componentes externos. La figura II.3.12.1.1 muestra el diagrama de bloques del MAX232.

En la tabla II.3.12.1.1 se muestran los diferentes dispositivos de esta familia, así como sus características principales.

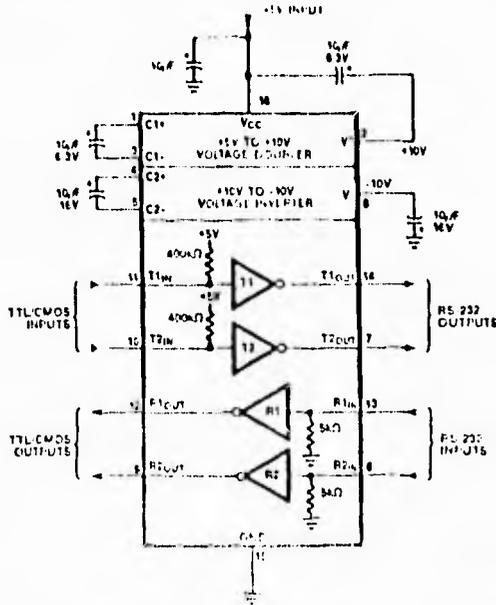


Figura II.3.12.1.1 Diagrama de bloques del MAX232.



No. de Parte	Alimentación	No. de Manejadores RS-232	No. de Receptores RS-232	Capacitores Externos	Apagado	Salida de receptores 3 edos.	Manejador 3 edos.	Terminales	Notas
MAX230	+ 5V	5	0	4	Si	-	-	20	
MAX231	+ 5V	2	2	2	-	-	-	14	
	+7.5V a 13.2V								
MAX232	+ 5V	2	2	4	-	-	-	16	
MAX232A	+ 5V	2	2	4	-	-	-	16	1
MAX233	+ 5V	2	2	0	-	-	-	20	2
MAX234	+ 5V	4	0	4	-	-	-	16	
MAX235	+ 5V	5	5	0	Si	Si	-	24	2
MAX236	+ 5V	4	3	4	Si	Si	-	24	
MAX237	+ 5V	5	3	4	-	-	-	24	
MAX238	+ 5V	4	4	4	-	-	-	24	
MAX239	+ 5V	3	5	2	-	Si	-	24	2
	+7.5 V a 13.2 V								
MAX240	+ 5V	5	5	4	Si	Si	-	44	
MAX241	+ 5V	4	5	4	Si	Si	-	28	
MAX242	+ 5V	2	2	4	Si	Si	Si	18	
MAX243	+ 5V	2	2	4	-	-	-	16	3
MAX244	+ 5V	8	10	4	-	-	-	44	
MAX245	+ 5V	8	10	0	Si	Si	Si	40	4
MAX246	+ 5V	8	10	0	Si	Si	Si	40	4
MAX247	+ 5V	8	9	0	Si	Si	Si	40	4
MAX248	+ 5V	8	8	4	-	Si	-	44	5
MAX249	+ 5V	6	10	4	-	Si	-	44	5

- 1) Slew rate de 12 V/ s 2) Sin capacitores externos 3) 1 Receptor tiene umbral negativo
 4) 1 Receptor siempre activo 5) Entradas de habilitación de 2 receptores y manejadores

Tabla II.3.12.1 Dispositivos de la familia MAX232

334

II.3.12.2 MAX232A

La familia RS-232 ha sido expandida en gran medida con la adición del MAX232A. Este dispositivo se caracteriza por un slew-rate más rápido que el del MAX232 cubriendo el máximo slew-rate requerido por el RS-232 de $30 \text{ V}/\mu\text{s}$ para minimizar la interferencia en cables largos. En suma, las salidas del transmisor toman un estado de alta impedancia cuando el dispositivo es apagado.

A continuación se mencionan algunas características de dispositivos utilizados con la RS-232.:

- * MAX232A Alta velocidad ($12 \text{ V}/\mu\text{s}$ con $2500\text{pF}/3\text{k}\Omega$)
- * MAX240 Apagado del transmisor; salida del receptor 3 estados
- * MAX243 Alta velocidad, umbral negativo en un receptor
- * MAX1080 18 terminales, apagado del transmisor

II.3.12.3 MAX243 (Con umbral negativo)

El nuevo MAX243 es compatible en terminales con el MAX232A, y difiere solamente en que el cable de protección de falla del RS-232 se elimina en una de las dos entradas del receptor. Esto significa que las líneas de control pueden ser tanto manejadas como flotantes, y la comunicación no será interrumpida. No se requieren de cables diferentes para intercomunicar con diferentes piezas del equipo.



Capítulo II

El umbral de entrada del receptor sin cable de protección es de -0.8 V en lugar de $+1.4\text{ V}$. Su salida es positiva solo si la entrada está conectada a una línea de control que es manejada activamente negativa. Si no es manejada, toma el estado 0 o "Listo para Mandar". Normalmente, el otro receptor del MAX243 ($+1.4\text{ V}$ de umbral) se utiliza para la línea de control mientras el receptor de umbral negativo se conecta a la línea de control.

Otros miembros de la familia MAX232 implementan el cable de protección de falla opcional. Esto significa que una salida del receptor se pone en alto siempre que su entrada sea manejada negativa, flotante o cortada a tierra. La salida alta indica a la comunicación serial (IC) que pare de mandar datos. Para evitar esto, las líneas de control deben ser manejadas o conectadas con jumpers a un nivel de voltaje positivo apropiado.

II.3.12.4 Transmisores 3 Estados

Algunos dispositivos nuevos también proporcionan manejadores tres estados para uso en aplicaciones de redes. Un nivel lógico de entrada controla esta función. Ver la tabla II.3.12.1 donde se muestran los dispositivos con esta característica.

II.3.12.5 Dos puertos seriales para PC

Del MAX244 al MAX249 pueden implementar dos puertos seriales compatibles con una PC. El MAX245, MAX246 y MAX247 contienen capacitores internos que no requieren de componentes externos



Algunas características de estos dispositivos son:

- * Hasta 8 transmisores por dispositivo
- * Hasta 10 receptores por dispositivo
- * Sin capacitores externos (MAX245/246/247)
- * Apagado de baja alimentación con un receptor siempre activo (MAX245/246/247)
- * Terminales de activación para dos transmisores y dos receptores (MAX248/249)
- * Dos puertos seriales PC-AT completos (MAX 249)



CAPÍTULO III

Planteamiento del Problema y Propuesta de Solución

III.1 ANTECEDENTES

A través de los tiempos, el ser humano ha ideado técnicas, métodos y sistemas que le permitan llevar a cabo sus actividades cotidianas con mayor facilidad y rapidez. En principio, construyó máquinas simples como la palanca, la rampa, la rueda, etc., que le ayudaban a multiplicar esfuerzos de manera que pudiera realizar tareas hasta entonces imposibles para un número reducido de hombres. Con el tiempo fue desarrollando mejores dispositivos que pudieron hacer, cada vez más, un número mayor de actividades diversas.

Es en este escenario que surgen las primeras máquinas capaces de producir movimientos por sí mismas a través de la transformación de un tipo de energía en otro. Se aprovechaba la fuerza del viento y del agua para moler granos, la presión del vapor, lograda con el calentamiento del agua en una caldera utilizando carbón o combustibles derivados del petróleo, para mover mecanismos, etc. Finalmente, logró el hombre utilizar el movimiento de las aguas para transformarlo en un tipo de energía mucho más limpia, la electricidad.

Con la electricidad llegó también la construcción de máquinas que sacaban ventaja de los principios que rigen a ésta. Los motores eléctricos, además de ser silenciosos y de tener potencias considerables, permitieron a la sociedad el desarrollo de sistemas más pequeños que facilitaban la satisfacción de necesidades que antes no se habían podido satisfacer o de algunas nuevas que surgían con la industrialización de las naciones. Los sistemas mencionados hicieron posible el llevar a cabo tareas más específicas o que tenían condiciones especiales. Se logró reducir el tamaño de los "monstruos" de antaño con mejor eficiencia, desempeño y rentabilidad.

La vida de los hombres parece haberse facilitado con los adelantos que vinieron a raíz de la Revolución Industrial pero, como ya se mencionó, los nuevos adelantos provocaron el surgimiento de necesidades hasta entonces desconocidas. Unas consecuentes, otras creadas pero, al fin y al cabo necesidades que requerían de satisfactores.

Los motores eléctricos se redujeron en tamaño y en consumo de energía y dieron pie a nuevas soluciones en la generación de movimiento como ya se ha dicho. Sin embargo, el tamaño que ellos han alcanzado no ha sido suficientemente pequeño para algunas aplicaciones como en la de sistemas electrónicos y de computación, en el campo de las comunicaciones y en el de la medicina. En ellos, existen tareas que requieren del cambio de la posición de elementos que forman parte integral de los sistemas. Algunos de estos movimientos, los más elementales como la acción de un interruptor o una palanca, se han sustituido con el empleo de relevadores y más actualmente con dispositivos de estado sólido. De cualquier manera, en otras ocasiones en las que el movimiento es continuo y más complicado como en manejo de lectoras de dispositivos de almacenamiento de datos (como los discos duros de las computadoras, los discos compactos o las reproductoras de video), en el posicionamiento de antenas o despliegue de celdas solares de los satélites, en la construcción de prótesis para el uso médico, etc., es deseable y, en algunos casos indispensable, que los elementos generadores de movimiento sean lo más pequeño posible. Incluso en algunas ocasiones las condiciones tales como las atmosféricas (humedad, presión, radiación ultravioleta), la limitación de fuentes de energía u otras circunstancias en las que operan los sistemas, demandan formas alternativas para conseguir los cambios de posición o movimientos para el cual fueron diseñados.

Para este último tipo de sistemas es para el cual, la tesis que se desarrolló, pretende dar soluciones o, cuando menos, perspectivas de solución.

Se ha encontrado, como ya se mencionó en capítulos anteriores, que desde hace varios años se encontró que algunos materiales tienen la propiedad de "recordar" su forma original cuando ciertas condiciones se cumplen. Estas aleaciones metálicas, aunque cuentan con largo tiempo de historia en su concepción teórica, han sido pobremente utilizadas en aplicaciones prácticas debido a que, en un principio, no se contaba con la tecnología para desarrollarlas. De aquí que en años recientes se haya buscado el campo en el cual estas aleaciones metálicas pueden ser empleadas con el objeto de facilitar, aún más, la vida del hombre.

La aleación de la que se habla, el Flexinol, tiene como característica primordial que, al ser sometido en sus extremos a diferencias de potencial, "recuerda" la forma que tenía originalmente, es decir, se contrae para tratar de alcanzar las dimensiones que tenía cuando fué fabricado. El fenómeno descrito toma lugar debido al cambio de temperatura que experimenta el material cuando una corriente eléctrica pasa a través de él.

Otra propiedad que tiene tal aleación es que posee una gran resistencia mecánica lo cual le permite soportar esfuerzos sorprendentes comparado con su reducido diámetro.

Son estas cualidades que hacen del Flexinol el elemento ideal para tratar de resolver los problemas planteados en los párrafos anteriores. Su reducido diámetro, su gran resistencia mecánica y su característica de contraerse y elongarse, dan como resultado

el elemento capaz de producir movimiento con bajos consumos de energía y con requerimientos mínimos de espacio que se necesitaba para cubrir ciertas necesidades.

Cierto es, también, que el Flexinol no solucionará todos los problemas que se enfrentan, ni tampoco que no existan otras soluciones. Lo que sí es verdad es que el uso de un material con estas características abre un nuevo camino en el desarrollo de la tecnología. Camino que a lo largo de las páginas de este trabajo se pretende dejar claro y libre de los primeros obstáculos.

Con el objetivo que se persigue claro y habiendo desarrollado el material necesario para el proyecto, se tomarán las decisiones que convengan más para realizar la tarea que se ha impuesto.

Se probará con base en el diseño y la elaboración de un prototipo demostrativo, que el material cumple con las expectativas y que su empleo es de alcances realistas.

El proyecto de diseño involucra el desarrollo, en papel, de un prototipo animado por medio de el uso de el Flexinol que pretende sustituir, de alguna manera, la función que tienen los músculos (específicamente los de la cara) en el movimiento del cuerpo humano. Se le dará vida a una máscara de látex por medio de la gesticulación lograda con alambres musculares y con la ayuda de un microcontrolador de la familia 68HC11 de motorola y de una PC. Se pretende con ésto el mostrar la versatilidad del material al controlarlo con la tecnología actual, obedeciendo así, a la modernidad para la cual fue creado.

Bien se sabe que es cosmopolita la aplicación del material. Tiene limitaciones de contracción y de la velocidad para hacerlo, sin embargo, para algunos campos de aplicación, como el que se expone, es de utilidad.

A través del capítulo en el cual el lector se encuentra, se dará solución a los problemas enfrentados por las características propias del material y por las del sistema. Se elegirá en base a la información presentada, las mejores alternativas para este caso y se comentarán los criterios para su elección.

Hablando con mayor profundidad respecto al proyecto se tienen los siguientes puntos:

La idea de animar una máscara de látex obedece, principalmente, a que se quería buscar una aplicación realizable del material que además, ilustrara las ventajas que ofrece el Flexinol y el porqué es una alternativa viable para dar solución a problemas de generación de movimiento en espacios reducidos.

La cara del ser humano es la parte del cuerpo que posee más músculos que cualquiera otra. Los músculos trabajan en conjunto para producir lo que se conoce como gestos, además de producir los movimientos oculares, la apertura y cierre de la boca.

Fue por esto que una aplicación de tal naturaleza daba la complejidad necesaria para poner a prueba las bondades del material. Su versatilidad y controlabilidad se ven explotados ya que se manejarán entre 8 y 16 puntos diferentes que simularán igual número de músculos en la cara. Adicional a esto se podrá recoger información del medio interactuante con la aplicación, de manera que ésta sea de mayor realismo. Lo

anterior se realizará por medio de la utilización de sensores y transductores como se explica en secciones posteriores al igual que las variables a controlar.

No está por demás decir que el control de los alambres tiene un grado de dificultad relativamente elevado ya que requiere de una potencia inicial para iniciar el cambio en su temperatura, y otra después de que éste se ha logrado. Por ello, se requiere de un sistema de control que permita regular, de alguna manera, la potencia suministrada y los tiempos de suministro; también se necesita de un sistema que, no solamente sea capaz de controlar todos los diferentes puntos de la aplicación sino que además, pueda responder de diferentes maneras a los distintos estímulos que se reciban del medio ambiente. Todo hace necesario el empleo de un microcontrolador que sea capaz de llevar a cabo rutinas de control de acuerdo a programas pregrabados o de comunicación con una PC que nos permitan tener señales de interrupción que realicen rutinas específicas.

En suma, se tienen que tomar en cuenta las variables a controlar, los estímulos del medio, las condiciones en las que se debe encontrar el material para cambiar sus características, la comunicación con el usuario por medio de una interfaz amigable, las características del material de la aplicación, los costos y existencia en el mercado de los elementos, componentes del sistema y como consecuencia, la satisfacción del objetivo planteado.

III.2 JUSTIFICACIÓN DE LAS VARIABLES A CONTROLAR.

En esta sección se abocará al estudio de las variables que se van a involucrar como resultado de una cierta señal de entrada a la máscara animada.

Primeramente resulta conveniente mencionar que la máscara animada tiene la finalidad de simular las posibles respuestas que tendría un ser humano cuando se le aplica un cierto estímulo. Debido a que las respuestas varían de persona a persona, resultaría imposible hacer una simulación idéntica al ser humano.

III.2.1 Señales de entrada.

La cara, responde a una gran cantidad de fenómenos, ya que incluso modifica su expresión cuando se tiene algún pensamiento. por ejemplo, se tiene el caso de una persona que al ocurrirle la solución de un cierto problema, adquiere una cara de genialidad y/o satisfacción, en cambio cuando alguien no sabe algo, resulta fácil saberlo simplemente al ver su expresión de la cara. Por lo que resultaría imposible abarcar todas las posibilidades, ya que existen tanto señales internas del cuerpo humano como externas a éste que afectan las facciones de la cara.

Basándose en lo explicado anteriormente, se tomará en cuenta únicamente algunas de las señales externas para el presente estudio. Se considerará que las señales más comunes y las que se están recibiendo de una manera más constante son:

- La luz
- El sonido
- El contacto.

En cuanto a la luz, es conveniente mencionar que siempre se está sensando, es decir, constantemente se recibe a través de la vista, ya que por medio de ésta es posible ver y distinguir los objetos. La luz que se utilizará no es aquélla que produce una molestia por su intensidad (destumbramiento), debido a que es la que produce una modificación más representativa de las facciones de la cara.

El sonido, es también una señal a la que constantemente se está expuesto, ya sean sonidos de la naturaleza o los producidos por el mismo hombre. Al igual que en el caso de la luz, se tomará el caso que provoca un cambio significativo de las facciones de la cara. Y éste, se da cuando se tiene un sonido de potencia elevada que producirá una cierta molestia.

En lo que se refiere, al contacto, también existe una gran variedad, que va desde un simple roce hasta un golpe. Por lo que se seleccionarán dos casos únicamente. El primero de éstos se refiere a las caricias y el segundo que sería referente a un impacto que provoque molestia (golpe).

Se considera que los fenómenos antes mencionados son los más representativos en lo que se refiere a factores externos, sin negar la existencia de otros.

III.2.2 Reacciones a ciertas entradas.

Haciendo un análisis de la cara del ser humano y de sus facciones, se considera que los ademanes o movimientos más usuales son:

- La boca (movimientos verticales y horizontales).
- Los ojos (que consiste en abrirlos más de lo común o en cerrarlos).
- La frente (normalmente se tiende a arrugarla).
- Las cejas (este movimiento se relaciona tanto con el movimiento de los ojos como con el de la frente).

Una vez que se han identificado los movimientos más comunes de los elementos de la cara, resulta conveniente saber cómo se modifica cada uno de ellos, para cada fenómeno a considerar.

III.2.2.1 Sonido

El sonido se considerará de dos maneras distintas: la primera es cuando se produce de forma abrupta, rápida y molesta, mientras que la segunda se referirá a un sonido que rebasa un cierto nivel de potencia.

Analizando el primer tipo, éste se puede producir por una gran variedad de causas entre las que se pueden mencionar, por ejemplo, cuando se cae algún objeto. En pocas palabras el sonido fuerte, sorpresivo y corto.

El humano al recibir esta señal auditiva, tiende a cerrar y abrir los ojos de forma rápida, por lo que las cejas también se ven afectadas y tienen una inclinación pequeña.

La figura III.2.2.1.1 muestra una representación de las facciones frente a un ruido fuerte.

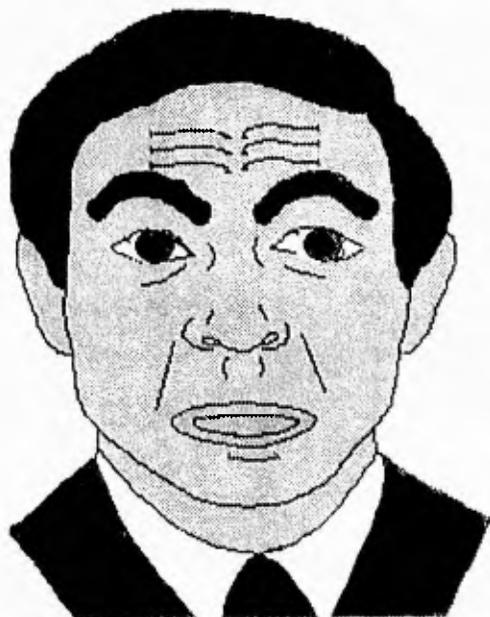


Figura III.2.2.1.1 Expresión al presentarse un ruido fuerte.

Ahora, cuando el sonido va aumentando de potencia hasta llegar a un nivel en el cual se convierte en insoportable, la cara toma otra facción, ya que ésta es un poco más profunda o marcada y con una duración mayor. Los ojos se cierran de forma forzada, las cejas también tienen una inclinación. La frente y los extremos externos de los ojos se arrugan, la boca se entreabre un poco y los labios se colocan en una posición cerrada, como si estuviera diciendo la "u".

III.2.2.2 Contacto.

Hablando del contacto con la cara, se puede catalogar dentro de dos tipos diferentes: la caricia y el golpe.

El primero de éstos, se produce cuando se tiene un contacto suave con la piel, el cual tiene efectos satisfactorios o aprobatorios. En esta facción, la boca permanece cerrada, sin embargo los labios se alargan, demostrando una sonrisa, las cejas tienen una leve inclinación y los ojos quedan entreabiertos. La frente prácticamente no se arruga. La figura III.2.2.2.1 muestra la representación de esta expresión.



Figura III.2.2.2.1 Expresión al presentarse una caricia.

Ahora, cuando el contacto se aplica con fuerza, la facción de la cara cambia completamente, la boca se abre bastante, los labios se estiran un poco. Los ojos quedan entreabiertos, provocando arrugas en los extremos externos de éstos y en la frente. Las cejas tienen una inclinación pronunciada. La figura III.2.2.2. ilustra esta expresión facial.

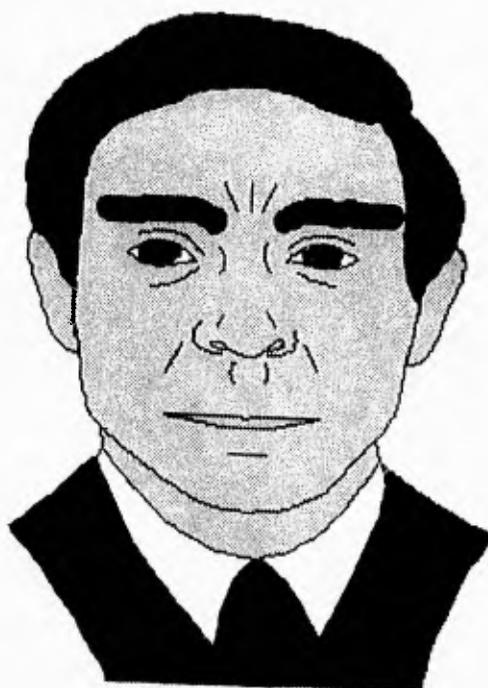


Figura III.2.2.2.2 Expresión al presentarse un golpe.

III.2.2.3 Luz

El comportamiento que tiene la cara cuando se deslumbra, puede ser similar a alguna de las anteriores, es decir, producir que los ojos se cierren, que la frente y los extremos de los ojos se arruguen, que las cejas tengan una cierta inclinación y que la boca quede sin movimiento aparente. La figura III.2.2.3.1 muestra esta expresión.

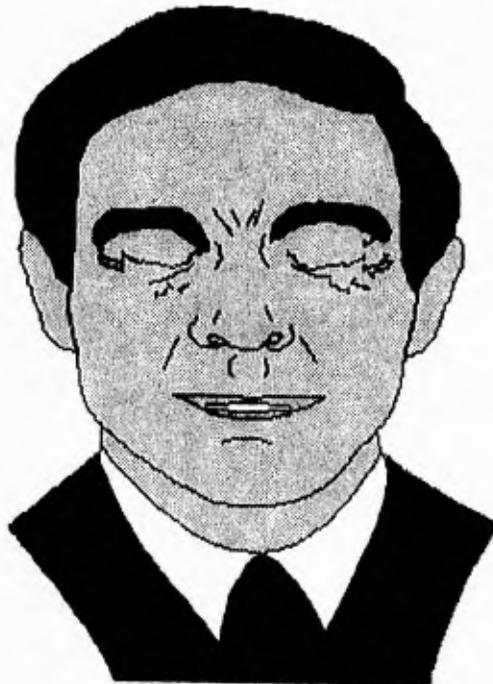


Figura III.2.2.3.1 Expresión al presentarse una luz intensa.

III.2.3 Definición de puntos

En los párrafos anteriores se manejó la idea de que la cara tiene pocos movimientos, pero en realidad esto no es cierto, porque cada uno de los movimientos anteriores está conformado por un conjunto numeroso de pequeños movimientos. Para el tema en estudio, resulta conveniente limitarlo a éstos pocos. Tomando en cuenta ésto, las variables a controlar en la cara serán, considerándolas como puntuales, las siguientes:

- Por lo menos dos para el movimiento de la frente, ya que éste es normalmente simétrico.
- Dos para las cejas, que generalmente tienen su movimiento en la parte central de la cara.
- Cuatro para los ojos, dos por cada uno: uno para el párpado superior y otro para el inferior.
- Por lo menos dos para las partes externas laterales de los ojos, para dar la apariencia de arrugas.
- Cuatro para los labios, dos por lado, ya que en cada uno de éstos se requiere de un desplazamiento horizontal y de otro vertical.

III.2.3.1 Frente

La frente, debido a su ubicación, únicamente tiene un movimiento, el de arrugarse. Este movimiento puede ser controlado de varias formas para dar la apariencia de que se arruga. El tratarla como una contracción de la frente, por lo que se necesitaría de un mecanismo capaz de contraerse. O se tiene la posibilidad de manejarlo de tal forma que se trate de una compresión, es decir, que sean cuatro elementos, dos superiores y

dos inferiores, que al estar uno enfrente de otro, los cuales al expandirse den el efecto de arrugamiento. La figura III.2.3.1.1 muestra el efecto.

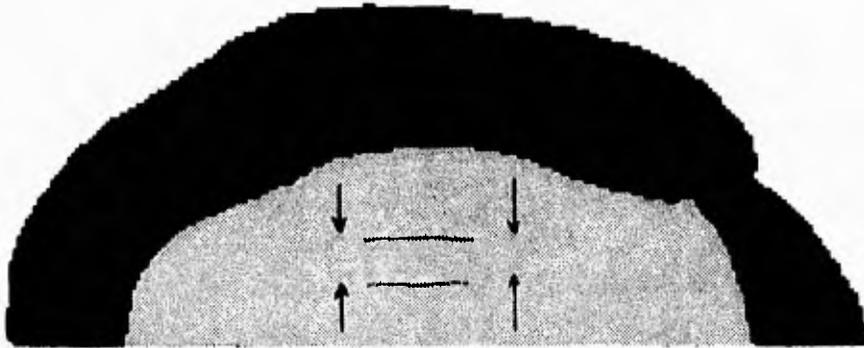


Figura III.2.3.1.1 Localización de elementos en la frente.

III.2.3.2 Cejas

El movimiento de éstas, es básicamente en forma vertical. El movimiento de las cejas está íntimamente relacionado con el de los ojos y frente, ya que no son completamente independientes. Cuando se tiene una cara de sorpresa o asombro éstas tienden a levantarse, mientras que cuando se siente algún dolor estas se inclinan como denotando una posición de protección. El movimiento de las cejas es principalmente en la parte central de la cara, y el resto de la ceja sigue el movimiento que se indica. La figura III.2.3.2.1 muestra la representación del movimiento.



Figura III.2.3.2.1 Localización de puntos en las cejas.

III.2.3.3 Los ojos.

Para éstos, se requieren de cuatro elementos, uno para cada uno de los párpados, los cuales tendrán la función de cerrarse, tanto en forma parcial como en forma total. La figura III.2.3.3.1 muestra una representación.

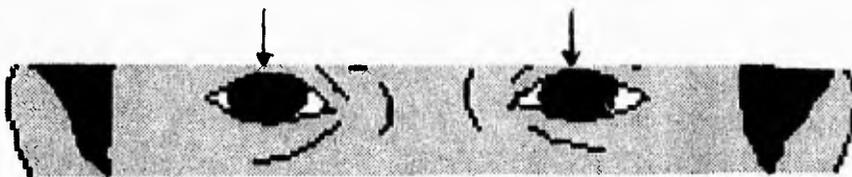


Figura III.2.3.3.1 Localización de los puntos en los ojos.

III.2.3.4 Las partes laterales de los ojos.

Al igual que en la frente este movimiento se simulará con una compresión, por lo que se requerirá de cuatro elementos, dos para cada lado. En cada uno de los lados se colocará un elemento en la parte superior y otro en la inferior para dar la apariencia de arrugamiento. La figura III.2.3.4.1 muestra una representación.

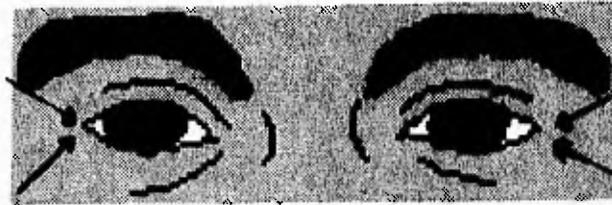


Figura III.2.3.4.1 Localización de los puntos en las partes laterales de los ojos.

III.2.3.5 Los labios.

Este resulta un sistema más complejo, ya que tiene un movimiento en tres dimensiones y no en dos como los anteriores. Pero se puede considerar de dos dimensiones, si se piensa que el material al verse comprimido buscará un lugar en donde colocarse, por lo que de forma inercial dará el efecto de tres dimensiones. En la boca se requiere de cuatro elementos, dos de éstos darán el movimiento vertical (simulando la sonrisa) y los otros dos darán el movimiento horizontal que es uno a los que recurre mucho el ser humano. La figura III.2.3.5.1 muestra la representación.

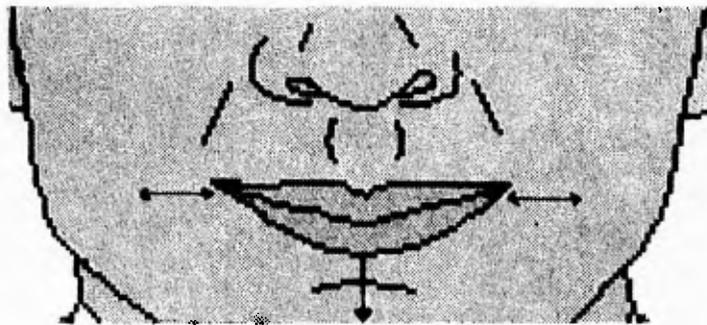


Figura III.2.3.5.1 Localización de los puntos en los labios.

III.3 EVALUACIÓN Y SELECCIÓN DEL MATERIAL ÓPTIMO

Para la simulación de los movimientos faciales se requiere seleccionar el alambre muscular más adecuado, a partir de los tres tipos con los que se cuenta (050, 100 y 150). El alambre seleccionado debe cubrir las siguientes necesidades:

Debe ser capaz de proporcionar la fuerza requerida para mover el material de la máscara, aproximadamente 250 gramos.

El consumo de corriente del alambre debe estar dentro del rango de 0 a 0.5 A, para así poder utilizar la misma fuente de alimentación del microcontrolador.

El alambre debe poseer un radio de curvatura amplio, puesto que se tendrá la necesidad de utilizar poleas con el fin de cambiar la dirección de algunos movimientos y un radio de curvatura pequeño provocaría que el material no funcionara adecuadamente o, en su defecto, se dañe de manera permanente.

En cuestiones de velocidad no es necesario que el alambre sea muy rápido, ya que la aplicación que se realizará requiere, incluso, que el material sea relativamente lento para poder observar los movimientos de una manera adecuada.

En base a las necesidades anteriores y analizando las características de cada uno de los materiales en la tabla I.2.2 se ha elegido utilizar el alambre muscular de 150 μm de diámetro cuyas características se muestran en la tabla III.3.1:



Característica	Valor
Radio mínimo de curvatura	7.5 mm
Resistencia lineal	50 Ω /m
Corriente recomendada	400 mA
Potencia recomendada	8 W
Peso de recuperación recomendado	330 grms
Velocidad típica	20 ciclos por minuto

Tabla III.3.1 Características principales del Flexinol de 150 μ m.

III.3.1 Características y respuesta típica a voltaje, temperatura y frecuencia

A continuación, se mencionarán algunas características principales de Flexinol de 150 μ m de diámetro.

La aleación de Níquel-Titanio de la cual está fabricada el Flexinol o Nitinol, tiene la característica de modificar su forma o su longitud (si está moldeada en forma de alambres) al presentarse cambios en la temperatura con la cual se está trabajando.

Por lo anterior se recomienda que los alambres no se trabajen en lugares donde las temperaturas sean extremosas, ya que si la temperatura de trabajo es muy elevada puede provocar que el material se deforme aún antes de que se trabaje con él o, por el



contrario, al trabajar a temperaturas muy bajas se requeriría de un incremento de temperatura mucho mayor al normal.

Los alambres de Flexinol, en términos generales, tienen una deformación respecto al aumento de temperatura similar al presentado en la gráfica de la figura III.3.1.1

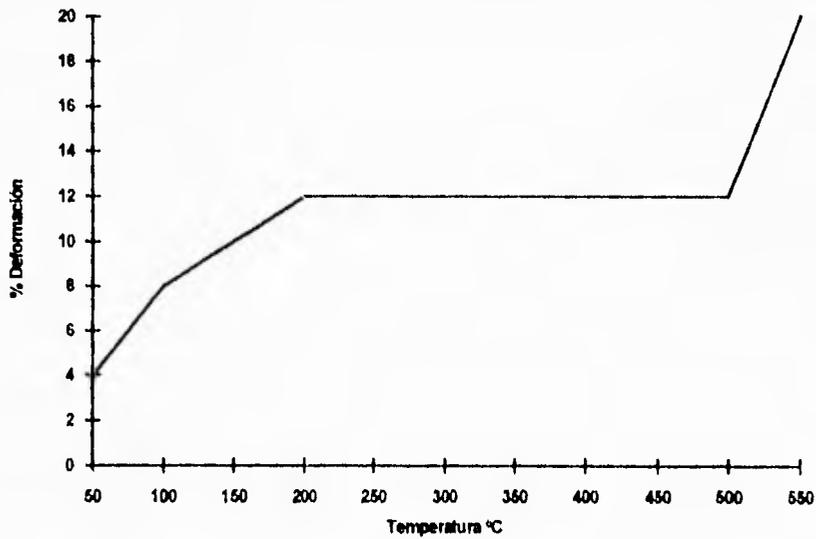


Figura III.3.1.1 Curva típica de % de deformación contra temperatura

Eléctricamente hablando, también es posible obtener un aumento en la temperatura de algún elemento aplicándole un voltaje, el cual al producir una corriente provoca una generación de calor.

Por lo anterior, se puede afirmar que al aplicar un voltaje a los alambres musculares, éstos incrementan su temperatura y, por lo tanto, su % de deformación, tal como se puede observar en la gráfica de la figura III.3.1.2.

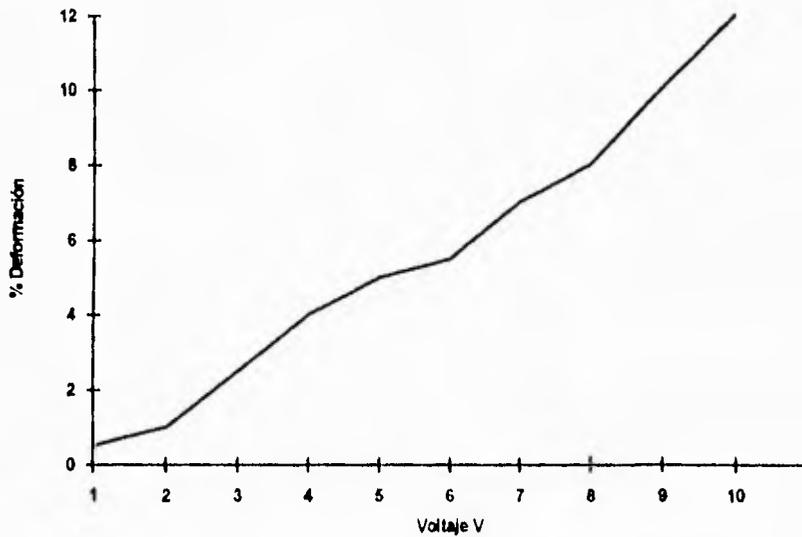


Figura III.3.1.2 Curva típica de % de deformación
contra voltaje

Con respecto a la velocidad de respuesta de este material, se puede analizar en función de la temperatura y su porcentaje de deformación.

En cuanto a la temperatura, la velocidad de respuesta varía tal como se muestra en la gráfica de la figura III.3.1.3.

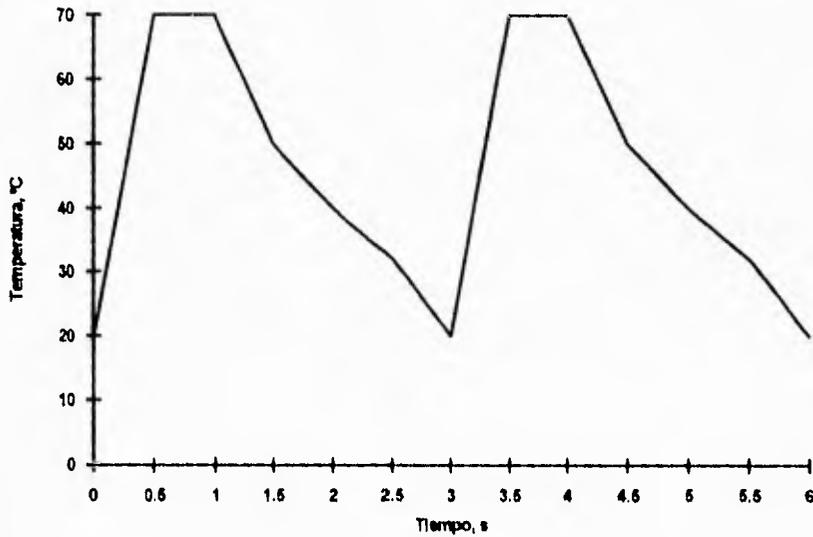


Figura III.3.1.3 Curva típica de temperatura respecto al tiempo de trabajo

Con relación al porcentaje de deformación, el material se comporta de la manera que se muestra en la gráfica de la figura III.3.1.4

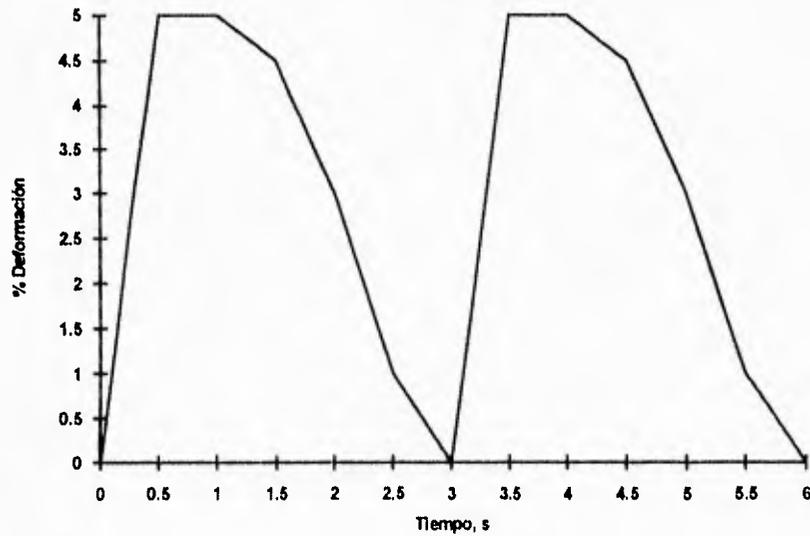


Figura III.3.1.3 Curva típica de % de deformación respecto al tiempo de trabajo

III.3.2 Normas y Estándares

Existen algunas normas que se deben seguir cuando se está utilizando el Flexinol. Estas normas incluyen puntos como:

- ❖ El material no debe ser usado para fines bélicos
- ❖ Los dispositivos que utilicen Flexinol no podrán poner en riesgo la integridad de los seres vivos.
- ❖ El uso del material deberá promover el beneficio humano y tecnológico.

- ❖ Los materiales adicionales utilizados en los diseños y estos mismos, no deberán afectar en modo alguno el entorno ecológico.
- ❖ Los diseños que involucren otros diseños creados o comercializados por la compañía distribuidora de este material no podrán ser patentados como propios.
- ❖ Cualquier modificación a los diseños de la compañía distribuidora deberán contar con la autorización de ésta.
- ❖ Si alguna persona dona algún diseño realizado con este material a la compañía distribuidora, ésta lo podrá comercializar como propio.

Respecto a los estándares de uso y mantenimiento del material, se pueden mencionar los siguientes:

- ❖ Debe trabajarse a temperaturas ambiente, entre los 20 y 25° C
- ❖ Los elementos adicionales con lo que se maneje el material deberán contar con las especificaciones apropiadas para no dañar temporal o permanentemente el material.
- ❖ Deberán considerarse al 100% las especificaciones y límites recomendados por el fabricante.

De no seguir las normas y estándares mencionados anteriormente, el usuario se responsabilizará de los daños ocasionados al material, elementos adicionales y/o entorno de trabajo y todo lo que de éstos se deriven.

III.4 ELECCIÓN Y JUSTIFICACIÓN DEL MCU68HC11

III.4.1 Ventajas y desventajas con otros microcontroladores

Para hablar de ventajas y desventajas que puede tener un automóvil, una casa, un equipo de cómputo o, en el caso que se trata en este trabajo, un microcontrolador, con respecto a otros, es necesario establecer criterios de comparación.

Cabe, primero que nada, mencionar que, aunque se utilizan comunmente los términos microprocesador y microcontrolador de forma indiscriminada, existe una diferencia marcada entre ambos.

Un microprocesador es básicamente una C.P.U. en una sola pastilla mientras que un microcontrolador cuenta con una C.P.U., memoria y dispositivos de salida/entrada todos, también, en una sola pastilla.

De cualquier manera, si se observan las características de unos y otros en el mercado, los elementos que los distinguen dejan de ser exclusivos de uno u otro dispositivo, de modo que existen microprocesadores con memoria RAM y ROM y que cuentan con algún dispositivo o terminal de salida.

Sin hacer distinción entre estos términos se puede mencionar que existen características que nos permiten evaluar las bondades de las distintas familias de microprocesadores como son su capacidad, disponibilidad, costo, tamaño, etc.

Resulta más o menos claro que un microprocesador de 64 bits es más poderoso que



uno de 32; que el de 32 bits es más poderoso que el de 16 y así sucesivamente. De aquí se obtiene una primera clasificación de forma tal, que se tendrá que comparar el HC11 con otros microprocesadores de 8 bits.

Los dispositivos de 4 bits tienen aplicación en sistemas pequeños como pueden ser los juegos electrónicos, sin embargo, en la industria tienen posibilidades reducidas. Los microprocesadores de más de 8 bits son muy utilizados en aplicación de sistemas de control y automatización y en equipos de cómputo y comunicación. Un microprocesador de 8 bits permite el procesamiento de un número considerable de datos a velocidades moderadas por lo que, para controlar un sistema que no requiere de gran velocidad de procesamiento y que demanda una cierta capacidad de memoria, como la aplicación de este proyecto, es el ideal.

En la tabla III.4.1 se muestra una gráfica comparativa entre algunas familias de microprocesadores más populares y la del HC11. Las características que se evalúan se eligieron tomando en cuenta las necesidades del proyecto aunque se tiene que mencionar que algunas de ellas son parcialmente subjetivas.

Para la aplicación que propone esta tesis se tienen que considerar los siguientes requerimientos:

-Se debe tener disponible una cantidad de memoria EEPROM suficiente para poder almacenar tanto el programa que contenga las rutinas de control y de animación e interacción, como las rutinas futuras o programas para hacer del sistema uno más complejo.

-Se necesita un número considerable de terminales de entrada/salida que faciliten el manejo, de forma directa, de los puntos de control actuales y futuros.

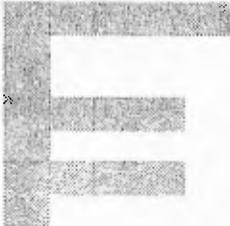
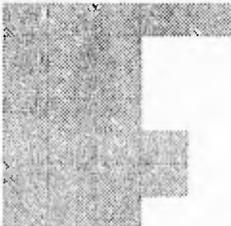


-La comunicación serial con una PC es indispensable para lograr una interfaz amigable con el usuario de suerte que se requiere que el microprocesador cuente con un subsistema de comunicación serial asíncrona.

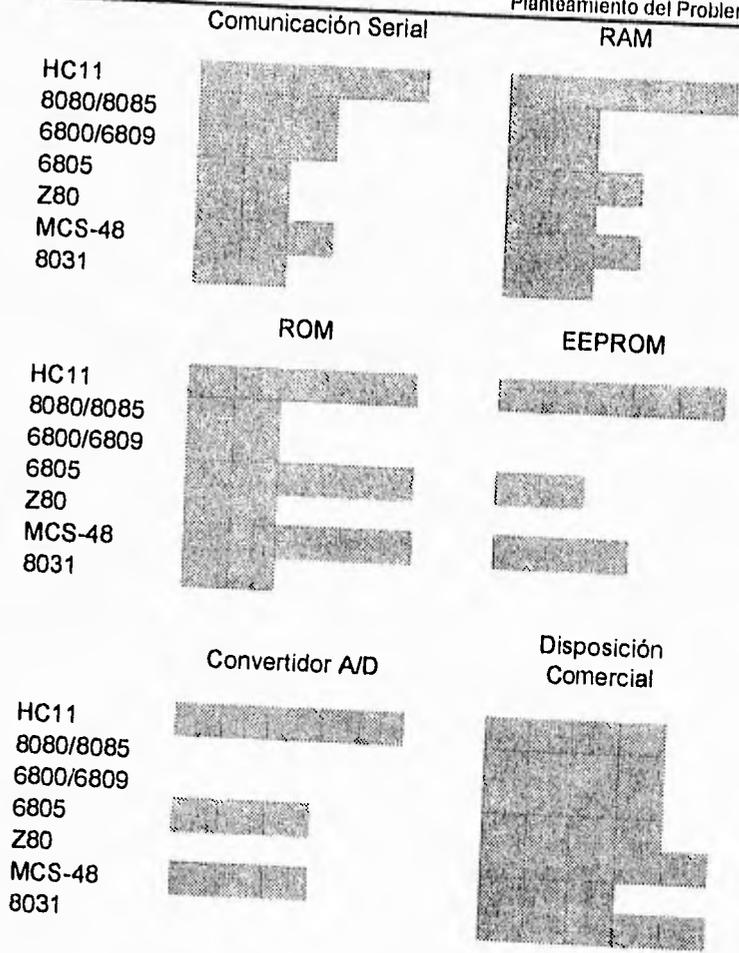
De la tabla mencionada y de acuerdo a las necesidades de la aplicación se puede observar que existen algunas alternativas pero que, ya que un microcontrolador requiere de menor número de elementos adicionales para funcionar y que su precio, comparativamente, no es mucho más elevado, resulta conveniente el uso de un microcontrolador en lugar de un microprocesador.

Por otro lado se observa que los microcontroladores de la familia HC11 cuentan con un número superior de puertos de entrada/salida, característica indispensable. Que cuenta con una gran cantidad de instrucciones lo que facilita la programación de las acciones a ejecutar. Que tiene un sistema integrado de comunicación de diversas formas. Que posee convertidor A/D que puede ser útil en el futuro y que tiene una buena cantidad de memoria disponible en RAM y en EEPROM.

Estas y las otras características hacen de la familia HC11, la que más se ajusta al proyecto de esta tesis de manera notable.

	Líneas de E/S	Instrucciones
HC11		
8080/8085		
6800/6809		
6805		
Z80		
MCS-48		
8031		





III.4.2 Elección y Justificación.

Como ya se mencionó anteriormente, existe un gran número de microcontroladores. Principalmente se pueden encontrar diferencias en cuanto a sus características de trabajo y sus marcas.

En base a la comparación hecha previamente se puede ver que los microcontroladores que son más convenientes para la aplicación que se desarrollará son los de la familia HC11 de Motorola.

Dentro de esta familia también existen varios modelos, además de que cada vez se desarrollan otros nuevos. La figura III.4.2.1 explica como están constituidos los diferentes microcontroladores de la familia HC11 en base a los números que los distinguen entre sí.

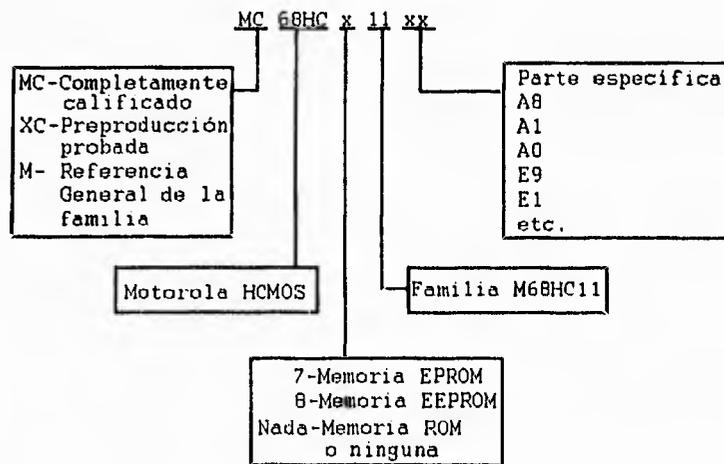


Figura III.4.2.1 Constitución de los microcontroladores de la familia HC11

III.4.2.1 Necesidades de la aplicación:

- Capacidad de memoria: Debido a la longitud del programa principal de la aplicación, es necesario tener una buena capacidad de memoria ROM, aunque sería mucho mejor

si se pudiera contar con memoria ROM borrable o incluso borrable eléctricamente, que sería lo más conveniente por si, en algún momento, se requiere realizar algún cambio en el programa, ya que de otro modo habría que cambiar el microcontrolador (si solo tiene ROM) o borrar el programa completo con luz ultravioleta cada vez que se haga un cambio, además de estar reescribiéndolo en cada ocasión.

Por lo explicado anteriormente, se ve la necesidad de tener mínimo 1 k de memoria ROM, EPROM o EEPROM.

En cuanto a lo que se refiere a memoria RAM, no es tanta la capacidad que se requiere, ya que el número de variables que se necesitarían guardar es mínimo, sin embargo si el microcontrolador no tuviera memoria ROM, sí sería necesaria una buena capacidad de memoria RAM, sin embargo se tendría el problema de estar escribiendo el programa cada vez que se conecte el sistema.

Por lo anterior, se puede observar que si no se cuenta con los requerimientos mínimos de capacidad de memoria se tendría la necesidad de implementar memoria externa al microcontrolador, lo cual complicaría el sistema básico, además de que se tendrían que ocupar uno o dos puertos para el direccionamiento y acceso de datos hacia las memorias externas, lo cual limitaría la capacidad de comunicación con la PC y con los sistemas de potencia.

- Capacidad de comunicación con la PC y los sistemas de potencia: Es necesario tener un mínimo de dos puertos libres, ya que se requerirá una comunicación con la computadora, además de necesitar llevar una señal a un mínimo de ocho sistemas de potencia para los diferentes puntos de control.



Por lo mencionado anteriormente, se puede ver que si se pusiera memoria externa al microcontrolador sería necesario elegir uno con mínimo cuatro puertos libres, dos para direccionamiento y acceso de datos a las memorias y dos más para la comunicación con la computadora y los sistemas de potencia.

Para la aplicación que se realizará no se ve la necesidad de utilizar un convertidor analógico-digital, sin embargo pudiera ser útil para otras aplicaciones en donde algunas de las señales de control sean analógicas, por lo que sería bueno poder escoger un microcontrolador que contara con un bloque de conversión interno, ya que el no tenerlo limitaría aun más los puertos del mismo.

En base a las necesidades expuestas se ha decidido elegir el microcontrolador MC68HC811E2, ya que es un dispositivo que cuenta con las características necesarias para la implementación del sistema.

Las características con las que cuenta este dispositivo son las siguientes:

- Tiene 2 k de memoria ROM programable y borrable eléctricamente (EEPROM), lo cual duplica los requerimientos mínimos en cuanto a este punto.
- Cuenta con 256 bytes de memoria RAM, que son suficientes para las variables que se necesitan controlar.
- Su arquitectura básica cuenta con cinco puertos, de los cuales cuatro de ellos son de ocho bits, uno de los cuales es una combinación de entrada salida (puerto A), otro es bidireccional (puerto C), otro es solo de salida (puerto B) y el último es únicamente de



entrada (puerto E). Además cuenta con un puerto de siete bits bidireccional (puerto D).

Por lo anterior se puede ver que en cuanto a puertos se refiere, este microcontrolador cubre las necesidades requeridas, pudiendo tener algún o algunos puertos de reserva.

- Además de lo anterior el microcontrolador cuenta con un convertidor analógico-digital interno de ocho bits conectado al puerto E. Este convertidor puede o no ser utilizado. Si se activa, el puerto E se convierte en un puerto de entradas analógicas, pero si el convertidor no está activado, el puerto E es un puerto de entradas digitales.

El MC68HC811E2 es muy similar al MC68HC11E9, excepto por la memoria interna. El MC68HC811E2 incluye 2 kbytes de memoria EEPROM, la cual puede ser colocada en la parte alta de cualquier página de 4 kbytes a lo largo del mapa de 64 kbytes. Este microcontrolador no cuenta con memoria ROM. Se puede encontrar en dos diferentes encapsulados, el PLCC de 52 terminales o el dual en línea de 48 terminales. La matriz de silicio utilizada es la misma para ambos encapsulados, pero cuatro de las entradas del convertidor analógico-digital no son puestas en terminales cuando se tiene un encapsulado de 48 terminales.

La versión del MC68HC811E2 reemplaza una versión previa, llamada MC68HC811A2. La única diferencia significativa entre el MC68HC811E2 y el MC68HC811A2 es que el primero tiene un sistema de temporizado ligeramente más flexible, el cual permite que un canal de salida de comparación sea reconfigurado como un canal de cuatro entradas de captura.



Las figuras III.4.2.1.1 y III.4.2.1.2 muestran el diagrama de terminales para los encapsulados de 52 y 48 terminales.

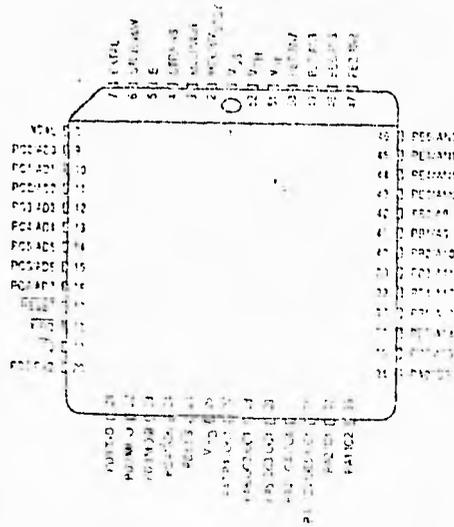


Figura III.4.2.1.1 Encapsulado de 52 terminales

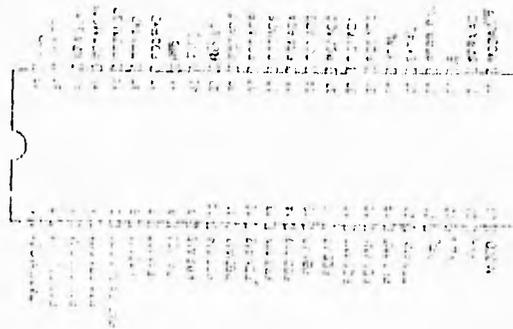


Figura III.4.2.1.2 Encapsulado de 48 terminales

III.5 CARACTERÍSTICAS Y SELECCIÓN DE LOS TRANSDUCTORES Y SENSORES A UTILIZAR, ASÍ COMO DE SUS LUGARES DE TRABAJO.

Definición de transductor:

Es un dispositivo capaz de convertir cualquier señal física en una señal eléctrica, o bien una señal eléctrica en una física

Los transductores se definen como dispositivos que convierten energía o información de una forma a otra. Se emplean extensamente en el trabajo de medición porque no todas las cantidades que se necesitan medir se pueden mostrar con tanta facilidad como otras. Estos dispositivos permiten medir parámetros físicos tales como la posición, temperatura, fuerza, presión y velocidad de flujo.

La mayoría convierte energía eléctrica a un desplazamiento mecánico o convierte alguna cantidad física no eléctrica (temperatura, sonido o luz) a una señal eléctrica.

En general, los tres elementos principales de un transductor son:

1. El elemento de detección (o sensor), que responde a la magnitud (o cambios en la magnitud) de la cantidad que se está midiendo.
2. El modificador de señal, que recibe la señal de salida del elemento de detección y la modifica mediante amplificación o conformación adecuada de su onda. Cuando la señal sale del modificador, debe estar en forma adecuada para registrarse o mostrarse.
3. El dispositivo de salida, que pueden ser medidores, pantallas, monitores, grabadoras de cinta, registradores, microcontroladores y computadoras.

La figura III.5.1 ilustra el diagrama de bloques de un transductor.



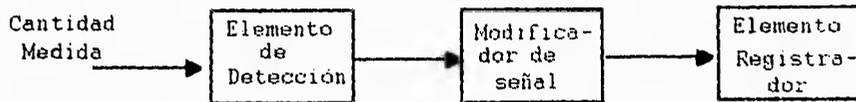


Figura III.5.1 Diagrama de bloques de un transductor.

III.5.1 Clasificación de los transductores

La mejor forma de clasificar los transductores es por el principio eléctrico involucrado en su operación. También, los transductores pueden clasificarse de acuerdo a su aplicación, basándose, primeramente, en la cantidad física, propiedad o condición que es medida. La tabla III.5.1 muestra una clasificación de los transductores de acuerdo a sus principios eléctricos de operación. La primera parte de la tabla muestra los transductores pasivos. Éstos requieren alimentación externa y su salida es la medida de alguna variación, tal como la resistencia o capacitancia. La segunda categoría son los transductores activos, que no requieren alimentación externa y producen un voltaje analógico o corriente cuando se estimulan por medio de una forma de energía física.



Transductor	Funcionamiento	Cantidad a Medir o aplicaciones típicas
Transductores Pasivos		
Galga extensométrica	Cable resistivo, Aluminio	Alargamiento, fuerza, o torque cambiados por presión
Celda fotoconductiva	Celda resistiva como un elemento de circuito variado por la radiación incidente	Relevadores sensibles a la luz o a infrarrojo
Fotoemisores y tubos fotomultiplicadores	La radiación provoca emisión de electrones y corriente (es posible una amplificación)	Relevadores fotosensibles (con amplificación)
Transformador Diferencial	Es un transformador con secundarios diferenciales y un anillo magnético móvil	Desplazamiento, posición, presión o fuerza
Micrófono capacitivo	La capacitancia entre el diafragma y el electrodo fijo varía con la presión del sonido	Voz, música o vibraciones
Transductores activos		
Transductor piezoeléctrico	Cuarzo u otro cristal en compresión, doblado o trenzado	Vibración, aceleración o flujo de calor
Celda fotovoltaica	Celda semiconductor o un transistor que genere un voltaje a partir de la luz	Medidores de exposición, de luz o baterías solares

Tabla III.5.1 Clasificación de los Transductores

II.5.2 Selección de un transductor

Quando se pretende realizar la medición de una cantidad no eléctrica convirtiéndola a una forma eléctrica, se debe seleccionar un transductor adecuado (o combinación de transductores) para llevar a cabo esta conversión. El primer paso en el procedimiento de selección es definir con claridad la naturaleza de la cantidad que se va a medir. Ésto debe incluir el conocimiento del rango de magnitudes y frecuencias que se espera exhiba la variable. Cuando se ha establecido el problema, se deben examinar los principios del transductor disponible para medir la cantidad deseada. Si uno o más principios de transducción son capaces de producir una señal satisfactoria, se debe decidir si se usa un transductor comercial o si se intenta construir uno. Si hay transductores comerciales disponibles, a un precio razonable, la elección probablemente será comprar uno de ellos. Por otro lado, si no se fabrican transductores como los requeridos, se tendrán que diseñar, construir y calibrar.

Quando se examinan las especificaciones de un transductor en especial se deben considerar los siguientes puntos:

- 1.- Rango: Debe ser lo suficientemente grande de tal manera que abarque las magnitudes esperadas de la cantidad a ser medida.
- 2.- Sensibilidad: El transductor debe producir una señal de salida suficiente por cada unidad de entrada medida, con el fin de obtener datos significativos.
- 3.- Efecto de carga: Dado que los transductores siempre consumirán algo de la energía del efecto físico que se está probando, se debe determinar si esta absorción es



despreciable o si se deben aplicar factores de corrección para compensar las lecturas.

4.- Respuesta a la frecuencia: El transductor debe ser capaz de responder a la velocidad máxima de cambio en el efecto observado.

5.- Formato de salida eléctrica: La forma eléctrica de la salida del transductor debe ser compatible con el resto del sistema de medición. Por ejemplo, un voltaje de salida de DC no sería compatible con un amplificador que solo responda a señales de AC.

6.- Impedancia de salida: Debe tener un valor que lo haga compatible con las siguientes etapas eléctricas del sistema. Si existe incompatibilidad, se deben agregar acopladores para superar el problema.

7.- Potencia requerida: Dado que los transductores pasivos requieren de alimentación externa, se debe asegurar que existan fuentes adecuadas para su operación.

8.- Medio físico: El transductor debe poder resistir las condiciones ambientales a las que estará sujeto durante su operación. La temperatura, la humedad y las sustancias químicas corrosivas pueden dañar algunos transductores.

9.- Errores: Los errores inherentes a la operación del transductor o aquéllos originados por las condiciones de operación deben ser lo suficientemente pequeños o controlables para permitir obtener datos significativos.

10.- Aspectos eléctricos: Se debe considerar la longitud y el tipo de cable a utilizar, cuál es la relación señal-ruido cuando se combinan con amplificadores y las

limitaciones de respuesta a la frecuencia.

Como ya se mencionó, dentro de las variables que intervienen en el sistema, se incluyen sonido, luz y fuerza, por lo que a continuación se mencionan los diferentes transductores que pueden utilizarse para la medición de ellas.

III.5.3 Transductores de Fuerza

Muchos transductores de fuerza se basan en la conversión de una fuerza aplicada en un desplazamiento mecánico, generalmente la deformación de un elemento elástico, que mediante un elemento transductor, se convierte en una señal de salida. Las características de deformación elástica que se utilizan en la transducción de fuerzas son la deformación local y la deflexión. En algún punto del elemento sensor se detecta un valor máximo de estas fuerzas, aunque no necesariamente es el mismo punto siempre, y este valor es el que da la magnitud transducida. Los elementos sensores de fuerza se fabrican con materiales de homogeneidad controlada, normalmente algún tipo de acero y con una serie de tolerancias cuidadosamente dimensionadas.

Como parámetros básicos de diseño de los elementos sensores de fuerza se tienen: tamaño y forma, densidad de material, módulo de elasticidad, sensibilidad a la deformación y a la deflexión, respuesta dinámica y los efectos de la carga del transductor sobre el sistema a medir. Las características de deflexión y las cargas del sistema a medir están siempre más o menos modificadas por una serie de masas, como los acopladores o el propio elemento transductor.

Los elementos sensores generalmente son vigas (figura III.5.3.1), anillos (figura III.5.3.2) o columnas (figura III.5.3.3). Las figuras indican la fuerza aplicada (F), el desplazamiento (δ) y, en el caso de las columnas, las tensiones (t) y las fuerzas de compresión (c) obtenidas en los sensores al aplicarse una fuerza.

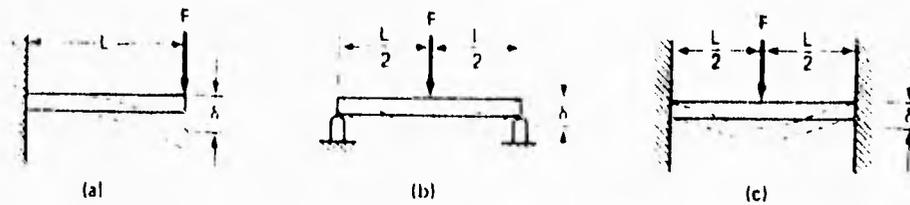


Figura III.5.3.1 Elementos sensores de fuerza tipo viga: (a) en voladizo; (b) soportado simplemente; (c) restringido.

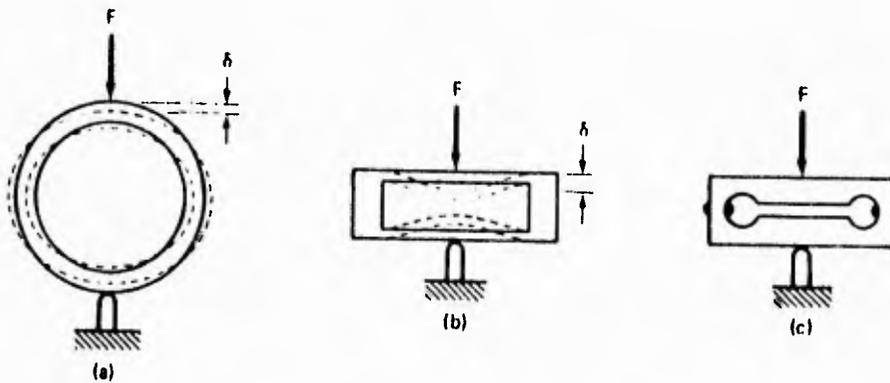


Figura III.5.3.2 Elementos sensores de fuerza como anillos de prueba: (a) estándar; (b) plano (estructura de prueba); (c) plano con agujeros de concentración de esfuerzos.

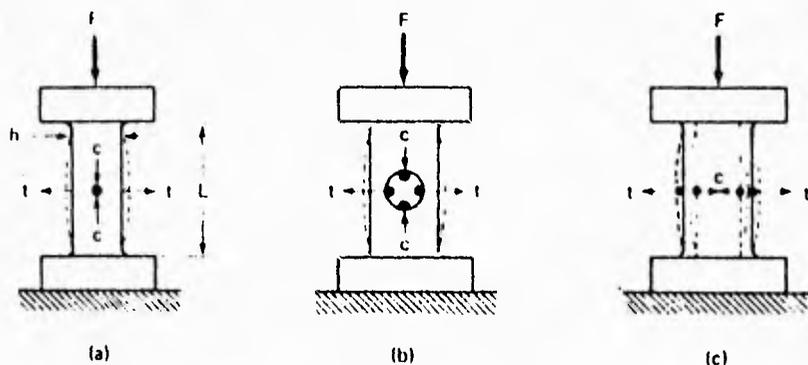


Figura III.5.3.3 Elementos sensores de fuerza tipo columna (a) cilindro sólido; (b) rectangular con agujeros en concentración de esfuerzos; (c) cilindro hueco (tubo de deformación).

III.5.3.1 Transductores de fuerza por reluctancia

Los elementos transductores por reluctancia, generalmente del tipo TDVL (Transformador Diferencial de Variación Lineal), a veces del tipo de puente de inductancias, se usan como elementos transductores de fuerza convirtiendo la deflexión del elemento sensor en una salida eléctrica.

Los elementos del tipo TDVL responden a la aplicación de fuerzas bidireccionales axiales (tensión y compresión) con cambios en la amplitud del voltaje de salida, así como una inversión de fase cuando la fuerza cambia de dirección. Los elementos sensores y transductores están calibrados de manera que el rango lineal del TDVL corresponda a la deflexión del elemento sensor en un rango específico. La figura III.5.3.1.1 muestra el diagrama y construcción de un TDVL.

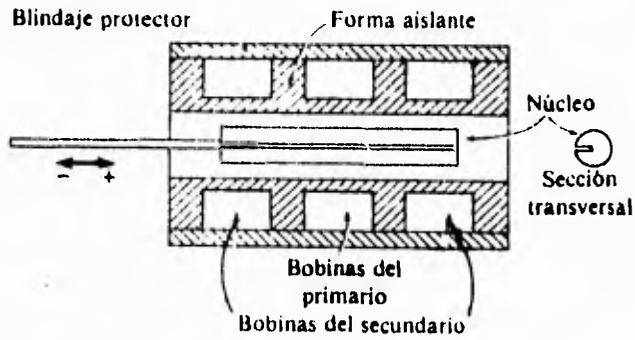
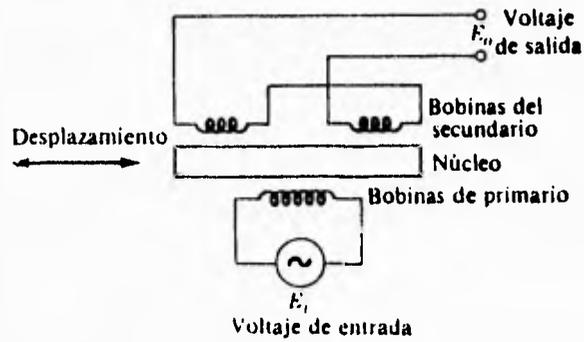


Figura III.5.3.1.1 Diagrama y construcción de un TDVL.

III.5.3.2 Transductores de Fuerza Piezoeléctricos

Aunque se pueden obtener algunas medidas de respuesta casi estáticas con estos transductores, su aplicación fundamental es la medición de fuerzas con altas fluctuaciones (medidas de fuerza dinámicas), incluyendo la fuerza de impacto. Estos transductores responden únicamente a las fuerzas de compresión, sin embargo, se pueden montar de manera que se encuentren precargados con una compresión inicial.

La figura III.5.3.2.1 muestra un transductor de fuerza piezoeléctrico. La fuerza se aplica mediante una precarga sobre una pila de cristales de cuarzo, separado por electrodos delgados. Este diseño incluye un circuito que convierte la carga, generada por los cristales con una impedancia alta, en un voltaje de salida de baja impedancia.

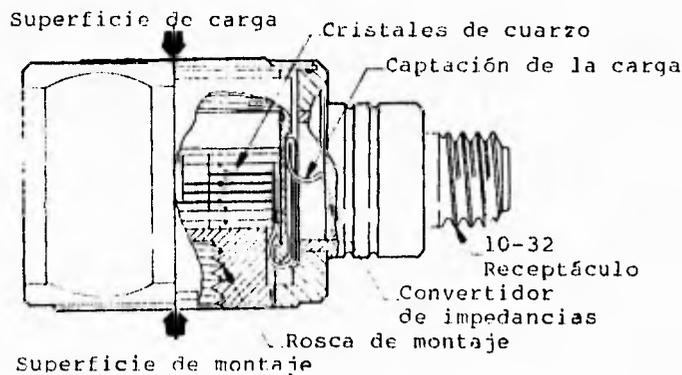


Figura III.5.3.2.1 Transductor de fuerza piezoeléctrico con circuito convertidor de impedancias integrado.

III.5.3.3 Galgas Extensométricas

Es uno de los transductores eléctricos más utilizados. Su popularidad se basa en el hecho de que puede detectar y convertir fuerza o desplazamientos mecánicos pequeños en señales eléctricas.

Las galgas extensométricas reciben su nombre porque al deformarse longitudinalmente (estiradas) cambian su resistencia. La mayoría de estos dispositivos se fabrican de tal modo que la resistencia varíe linealmente con los cambios de longitud. La figura III.5.3.3.1 muestra la configuración típica de una galga extensométrica. La longitud de la galga puede variar desde algunos milímetros hasta varias pulgadas, dependiendo de la longitud del área sobre la que se vaya a promediar la deformación. Una galga debe unirse o pegarse a una superficie que esté sujeta a deformación uniforme, porque ésta se promedia sobre la longitud de la galga.

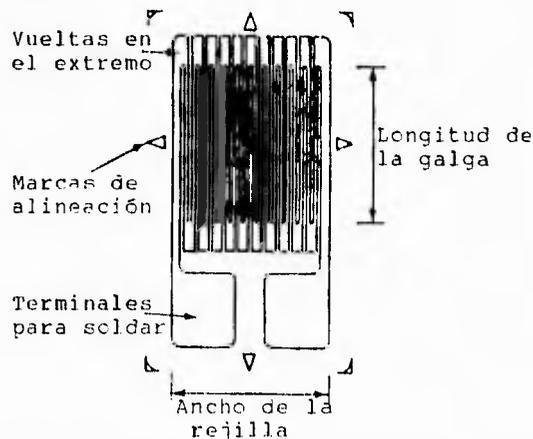


Figura III.5.3.3.1 Configuración típica de una galga extensométrica.

Las galgas extensométricas se fabrican pegando una película de metal muy delgada a una base como la polimida o la resina fenólica reforzada con fibra de vidrio. Se graba el patrón de la galga con un proceso semejante a la del grabado de circuitos impresos. Cada galga se recorta para alcanzar su resistencia final. La galga terminada se fija al área que se va a deformar mediante adhesivos especiales como nitrocelulosa, cianoacrilato, resinas fenólicas o epóxicas. Los coeficientes de expansión térmica del material por medir y la galga extensométrica se deben igualar tanto como sea posible para minimizar los efectos de temperatura.

III.5.4 Transductores de Luz

Estos transductores proporcionan una salida eléctrica utilizable en respuesta a una radiación electromagnética incidente en la porción UV-visible-IR del espectro. La clasificación general de los transductores de radiación luminosa, a los que también se les llama fototransductores, se emplean para detectar la presencia y la intensidad de la luz bajo diversas circunstancias. Se pueden hacer muchos fototransductores mucho más sensibles a la radiación luminosa que el ojo humano. Los tres principales tipos de transductores de luz a energía eléctrica son:

- 1.- Dispositivos fotoemisores
- 2.- Dispositivos fotoconductores y
- 3.- Dispositivos fotovoltaicos

III.5.4.1 Transductores Fotoemisores

Los sensores fotoemisores se denominan así porque contienen materiales cuyas superficies emiten electrones cuando reciben radiación de luz. Los electrones se emiten cuando los fotones de la luz incidente chocan con una superficie llamada fotocátodo y pueden transferir la suficiente energía a los electrones para liberarlos tanto de sus enlaces atómicos como de las fuerzas del material. Debido a que es usual proteger el material fotoemisor en un tubo de vidrio, a los dispositivos fotoemisores también se les llama fototubos. La figura III.5.4.1.1 muestra el principio básico del funcionamiento de los fototubos.

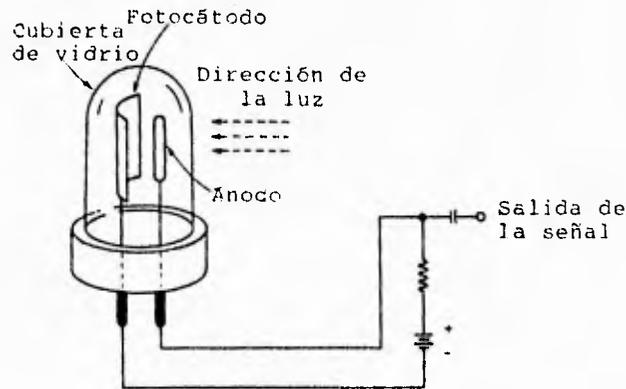


Figura III.5.4.1.1 Funcionamiento del fototubo

La superficie de un cátodo de forma especial se cubre con un material fotoemisor como cesio-antimonio. El cátodo, que se denomina fotocátodo, se protege con un tubo de vidrio sellado junto con otro electrodo llamado ánodo. Se crea un voltaje entre el fotocátodo y el ánodo (teniendo el ánodo el nivel más alto de voltaje). Cuando la luz golpea con el fotocátodo, los electrones emitidos de la superficie se atraen y se

colectan en el ánodo positivo. A mayor intensidad de luz incidente en el fotocátodo, más electrones emite. Por lo tanto la magnitud de la corriente que pasa en los circuitos conectados con los electrodos del tubo es directamente proporcional a la intensidad de la luz que incide en el fotocátodo.

Existen tres tipos de fototubos que se emplean con frecuencia. El primero es el fototubo de vacío, mostrado en la figura III.5.4.1.1. En él existe dentro del tubo de vidrio un vacío. Cuando la luz golpea al fotocátodo del tubo, se emiten electrones en su superficie. Si hay suficiente voltaje entre el ánodo y el fotocátodo, la corriente resultante depende casi linealmente de la intensidad de la luz. De hecho, la respuesta de los fototubos de vacío es lineal sobre un amplio rango de niveles de luz. El tiempo de respuesta de los fototubos con respecto a la luz incandescente es tan rápida que son adecuados para aplicaciones donde se han de observar pulsos de luz de duraciones muy cortas.

El segundo tipo de fototubo es el fototubo lleno de gas, en el que el tubo que aloja al fotocátodo y al ánodo está lleno de un gas inerte (como argón) a una presión muy baja. Cuando los electrones emitidos chocan con los átomos del gas, la colisión ioniza a los átomos de argón y por lo mismo se crea un ion positivo y electrones libres adicionales. Los electrones son atraídos hacia el ánodo y los iones positivos por el cátodo. Como resultado, aparece una corriente mayor entre el ánodo y el fotocátodo. Debido al efecto multiplicador originado por las colisiones, la corriente resultante con frecuencia es lo suficientemente alta para no necesitar amplificación, lo que hace a los fototubos sencillos y baratos, aunque el movimiento relativamente lento de los iones positivos hacia el cátodo hace que la respuesta de los fototubos de gas a las variaciones de la intensidad de la luz sea igualmente lenta.

El tercer fototubo es el tubo fotomultiplicador cuya característica sobresaliente es la detección de intensidades luminosas muy bajas. Ésto se debe a que los tubos fotomultiplicadores en realidad son dispositivos amplificadores. La figura III.5.4.1.2 ilustra el funcionamiento de un tubo fotomultiplicador en el cual los electrones emitidos no pasan de manera directa al ánodo. En lugar de ello, son atraídos (por diferencia de voltajes) a otro electrodo que recibe el nombre de dínodo. Este dínodo emite electrones secundarios cuando llega a él un haz de electrones. Así, cada fotoelectrón original se acelera mediante un campo eléctrico y golpea varios electrones secundarios haciéndolos salir del dínodo. Los electrones se multiplican en número en cada dínodo y la cantidad final se colecta en el ánodo. Esas ampliificaciones permiten que los tubos fotomultiplicadores puedan detectar el evento aún cuando se emita un solo electrón desde el fotocátodo. El tiempo de respuesta de estos dispositivos es muy rápido, puede seguir frecuencias hasta cientos de MHz; sin embargo, no son adecuados para detectar radiación infrarroja.

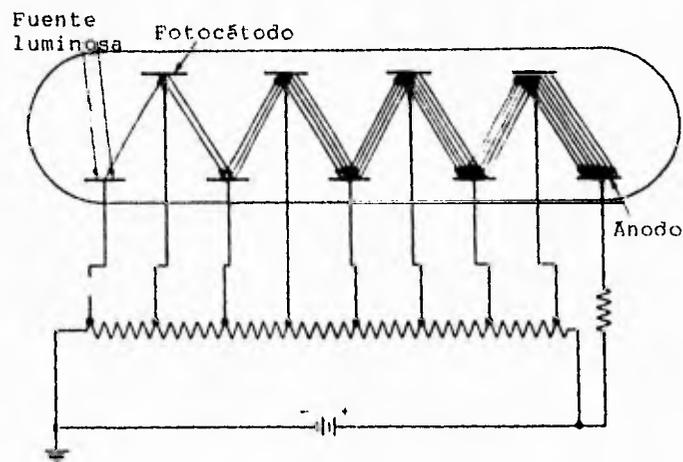


Figura III.5.4.1.2 Funcionamiento del tubo fotomultiplicador.

III.5.4.2 Transductores Fotoconductores

Estos dispositivos son básicamente resistencias sensibles a la luz. También reciben el nombre de resistencias dependientes de luz (LDR), fotoresistencias y detectores sin unión.

Los sensores fotoconductivos se fabrican de materiales semiconductores que reducen su resistencia en respuesta a una iluminación creciente. El material está contenido entre dos electrodos conductores a los que se unen los cables de conexión.

La figura III.5.4.2.1 muestra el principio del transductor fotoconductivo. Se aplica un voltaje en el material semiconductor, cuando la luz incide en el material hay una disminución en la resistencia, produciéndose por lo tanto un aumento en la corriente indicada por el medidor. La figura III.5.4.2.2 muestra la construcción de una celda fotoconductiva.

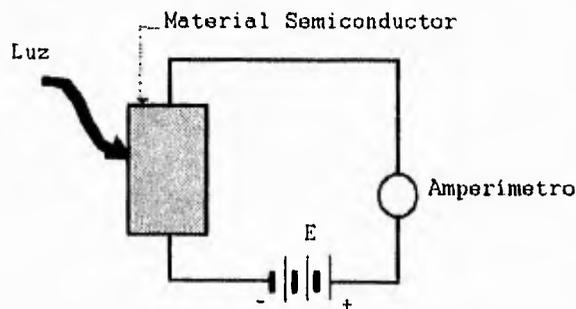


Figura III.5.4.2.1 Principio del transductor fotoconductivo.

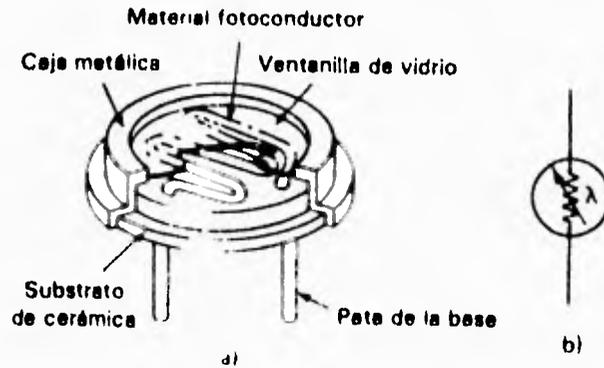


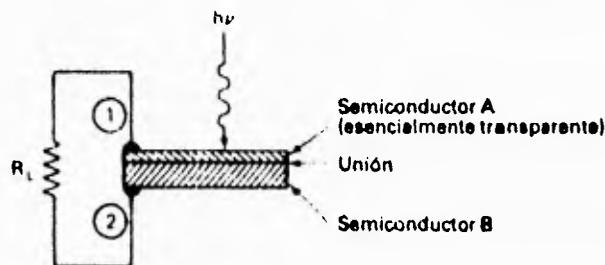
Figura III.5.4.2.2 Celda fotoconductor:
(a) vista de corte;
(b) símbolo.

Estos elementos fotoconductores se emplean frecuentemente como elementos fotosensibles en relevadores fotoeléctricos, interruptores de seguridad, control del diafragma automático de las cámaras fotográficas, parte del control automático de activación de luces, sensores en contadores de partes y en alarmas de intrusión.

III.5.4.3 Transductores Fotovoltaicos

Estos sensores son autogeneradores, no requieren de alimentación externa. Su voltaje de salida es una función de la iluminación sobre dos materiales diferentes (figura III.5.4.3.1). La unión actúa como una barrera de potencial por la que fluyen electrones excitados por los fotones incidentes. Algunos tipos de material exhiben el efecto fotovoltaico como las de selenio-hierro y cobre-óxido de cobre. Los sensores fotovoltaicos semiconductores emplean materiales como el silicio, germanio o

antimoniuro de indio, con una unión P-N como barrera de potencial. La unión se forma introduciendo diferentes tipos de impurezas en los extremos opuestos de un material semiconductor. En una variante de un sensor fotovoltaico semiconductor, la unión se forma por un cristal tipo N depositado sobre un cristal tipo P. La salida del dispositivo depende de la resistencia de carga. El voltaje en circuito abierto se aproxima a una función logarítmica, pero puede aproximarse a un comportamiento más lineal disminuyendo la resistencia de carga. La aplicación más común de los dispositivos fotovoltaicos es el medidor de exposición de la luz en el trabajo fotográfico. El comportamiento logarítmico del dispositivo es una ventaja definitiva en tales aplicaciones por su sensibilidad a una amplia gama de intensidades luminosas.



Notas:

«n o p»: semiconductor A de tipo n sobre el semiconductor B de tipo p; el terminal 1 es -, el 2 es +.

«p o n»: semiconductor A de tipo p sobre el semiconductor B de tipo n; el terminal 1 es +, el 2 es -.

«homounión»: los semiconductores A y B son del mismo material básico.

«heterounión»: los semiconductores A y B son de materiales diferentes.

Figura III.5.4.3.1 Sensor de luz fotovoltaico.

III.5.5 Transductores de Sonido

El sonido se detecta mediante elementos sensibles a la presión; el diafragma plano o alguna variación en su diseño, se utiliza normalmente en la mayoría de los dispositivos sensores de sonido. En algunos casos el elemento de transición proporciona él mismo la función sensora y el diafragma actúa entonces como membrana de aislamiento. El diafragma responde a las variaciones de presión de sonido. El elemento sensor está normalmente configurado como sonda de presión manométrica, esto es, la presión ambiental se admite por el lado referencial del diafragma. Así, la presión del sonido se mide con respecto a la presión estática del ambiente, mientras que las presiones estáticas actuantes en la superficie de entrada o de salida del diafragma están ecualizadas.

Los sensores de presión se denominan comúnmente micrófonos de medición o simplemente micrófonos. Considerados como transductores de presión los micrófonos tienen un rango de medida de presión relativamente bajo pero una respuesta en frecuencia elevada. Este último requisito limita los diseños de transductores utilizables para medidas de presión de sonido a aquellos tipos que tienen elementos sensores rígidos de baja masa con una deflexión muy pequeña y una frecuencia natural elevada, teniendo además elementos de transducción capaces de conseguir los cambios de alta frecuencia de la deflexión del elemento sensor. Los dos transductores más comunes son el piezoeléctrico y el capacitivo.



III.5.5.1 Micrófonos Piezoeléctricos

En los transductores de presión sonora se utilizan cerámicas y cristales de cuarzo. La figura III.5.5.1.1 muestra un diseño típico. El encapsulado cilíndrico permite la sujeción manual, así como la sujeción en una posición fija. También se encuentran diseños con un encapsulado atornillable, para montaje nivelado con la entrada atornillada a la pared de una cámara, conducto o tubería. La incorporación de un preamplificador como en la unidad mostrada es muy común. Éste no solo proporciona una amplitud de señal suficiente para accionar diversos tipos de visualizadores, analizadores y dispositivos de registro, sino que además tienen una impedancia de salida alrededor de 1000 ohms. Los transductores con incorporación de esos preamplificadores de estado sólido precisan de una fuente de alimentación externa que también contiene una red pasiva simple para la extracción de la señal de salida procedente de la conexión entre la fuente de alimentación y el transductor.

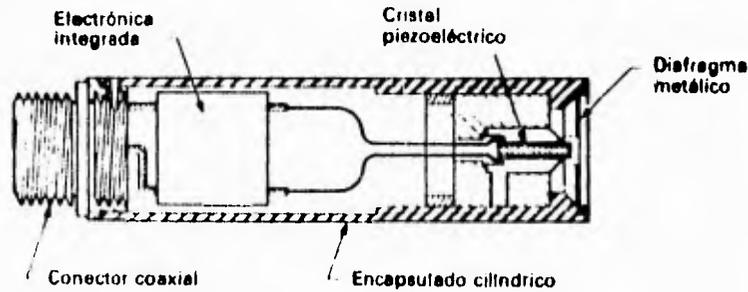


Figura III.5.5.1.1 Transductor de presión sonora.

III.5.5.2 Micrófonos Capacitivos

Los micrófonos capacitivos son transductores de presión sonora diseñados de manera óptima para mediciones acústicas. La figura III.5.5.2.1 muestra un diseño típico. El diafragma metálico actúa como un electrodo, y la armadura posterior actúa como el otro electrodo del elemento sensor, del transductor de capacidad. El diafragma está eléctrica y mecánicamente unido al encapsulado y el encapsulado se utiliza además como terminal de tierra del sensor. La armadura posterior está acoplada mediante un aislante de cuarzo (o rubí sintético) tratado con silicón, que forma la pared interna de la cavidad sensora y proporciona la superficie de referencia acústica. Las perforaciones en la armadura posterior ecualizan la presión dentro de la cavidad. Un conducto capilar ecualiza la cavidad sensora a la presión ambiental de manera controlada. Se utiliza un hilo de plata para ajustar este enlace acústico consiguiéndose un llmite de baja frecuencia pequeño. Los contactos eléctricos con la armadura posterior se realizan a través de la terminal de salida (oro). Una tapa final con una rejilla protectora simétrica se monta atornillada sobre el diafragma.

La unidad ilustrada permite este montaje en un encapsulado que se puede utilizar tanto en operación manual como en posición fija. Y que contiene además un amplificador. Al instalarlo, un contacto del módulo amplificador actúa sobre un contacto eléctrico de la terminal de salida del micrófono. Este amplificador contiene un cable que se conecta a una unidad de visualización o amplificación (que contiene la fuente de alimentación requerida) o a una unidad de fuente de alimentación que contiene un amplificador activador de línea. Los micrófonos capacitivos básicos requieren de un voltaje de polarización estable, aplicado a través de una elevada resistencia sobre los dos electrodos del capacitor con el fin de mantener una carga constante en los electrodos.



Este voltaje de polarización queda proporcionado por la fuente de alimentación al igual que el voltaje requerido por el preamplificador. El preamplificador contiene, además, la impedancia de salida baja para el sistema de medida.



Figura III.5.5.2.1 Corte y diagrama seccional de un micrófono.

III.5.6 Lugares de trabajo

Como se mencionó en los puntos anteriores, se requerirán de tres tipos de transductores: de luz, sonido y fuerza.

Los transductores de luz reaccionarán a diferentes niveles de intensidad luminosa, simulando la reacción del sentido de la vista, por lo cual se tendrán que ubicar en los ojos, ocupando el lugar de la pupila.

Por lo que respecta a los transductores de sonido, éstos deben captar intensidades relativamente elevadas, pudiendo así asemejar el sentido del oído. Por lo anterior, dichos transductores deberán colocarse en el lugar correspondiente a los oídos.

Finalmente, los transductores de fuerza deben responder a impactos aplicados sobre la superficie facial (mejillas).

Los transductores deberán colocarse de tal forma que al recibir algún estímulo (luz, sonido o fuerza) provoquen una reacción semejante a la humana dependiendo de la intensidad con que se presente dicho estímulo.

La figura III.5.6.1 muestra la ubicación de cada transductor.

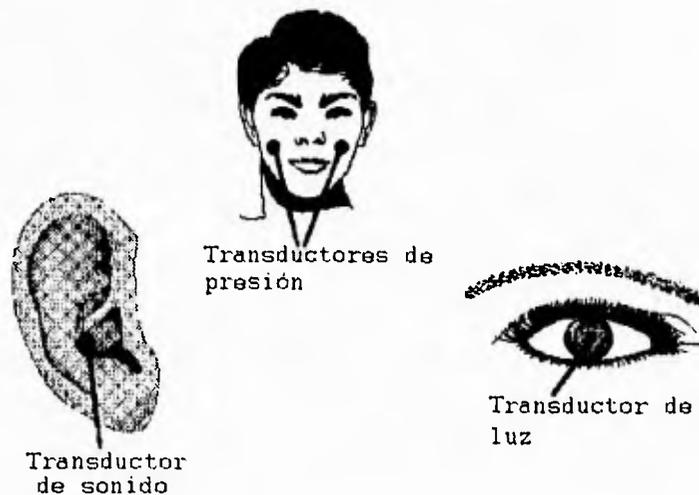


Figura III.5.6.1 Localización de transductores

III.5.7 Selección de los transductores a utilizar

Transductor de luz

Dentro del proyecto se requiere que estos transductores puedan reaccionar dentro de un rango amplio de intensidades luminosas, estando éstas dentro del espectro correspondiente a la luz visible, además de ser lo suficientemente pequeños como para poder ubicarse en el ojo. Además, las fotoresistencias trabajan adecuadamente en un rango de 0 a 50 ° C, es decir, no se ven afectadas a temperatura ambiente.

En base a las características mencionadas anteriormente para los diferentes transductores de luz, se puede observar que los transductores más apropiados para cubrir dichas necesidades son las fotoresistencias; debido a que los transductores fotoemisores abarcan principalmente el espectro correspondiente al infrarrojo, además de tener un ángulo de incidencia muy pequeño y los dispositivos fotovoltaicos proporcionan una reacción a intensidades muy pequeñas.

Transductores de sonido

Las necesidades existentes en el aspecto acústico son, básicamente, el tamaño y la sensibilidad que deben presentar los transductores.

Por ésto y en base a las características mencionadas en puntos anteriores, se puede notar que el dispositivo óptimo para esta aplicación es el micrófono capacitivo, ya que es el más común por su sensibilidad a las vibraciones sonoras, además de tener un tamaño lo suficientemente pequeño como para poder ser ubicado en el lugar elegido.



Transductores de fuerza

Con respecto al transductor de fuerza requerido, es necesario que este pueda ser adherido a la superficie sobre la cual se aplicará la fuerza, en este caso, las mejillas. El transductor que se ajusta a esta necesidad es la galga extensométrica, ya que puede ser de diferentes longitudes, dependiendo del tamaño del área sobre la que se aplicará el estímulo. Esta es una ventaja significativa en la aplicación, ya que no se requiere que la fuerza sea aplicada en un punto preciso, como sería en el caso de los otros dos transductores de fuerza mencionados con anterioridad.

Los dispositivos elegidos para los tres estímulos, son muy sencillos de conseguir, lo que representa otra ventaja sobre los dispositivos no elegidos.



400

CAPÍTULO IV

Desarrollo del Sistema e Implementación de un Prototipo

402

IV.1 DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ACOPLAMIENTO ENTRE EL MCU Y LOS SENSORES.

IV.1.1 Introducción

Para lograr tener el control de las máquinas en la industria electrónica, instrumentación médica, etc., por medio de una computadora, es necesario determinar los valores de las variables tales como la presión, temperatura y fuerza. Para lograr esto, generalmente se requiere realizar varios pasos, los cuales darán como resultado una señal eléctrica que represente el valor de estas variables para posteriormente convertirlas a una forma digital para que la microcomputadora las entienda.

El primer paso envuelve a un sensor o transductor que convierta la presión física, la temperatura, o cualquier otra variable a un voltaje o corriente proporcional. Las señales que provienen del sensor o transductor, generalmente son de magnitud reducida, por lo que tienen que ser amplificadas, y algunas veces filtradas. Esto se puede realizar con algún circuito con amplificadores operacionales. El último paso es convertir la señal a una digital, empleando para esto un convertidor analógico-digital (A/D). Pero esto no es siempre cierto, ya que existen un gran número de sistemas o dispositivos que realizan la misma tarea, por lo que la decisión de emplear uno u otro depende del diseñador, así, como de los requerimientos del sistema.

Con lo mencionado previamente, se pueden describir estos sistemas por medio de un diagrama a bloques como el de la figura IV.1.1:



DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA DE ACOPLAMIENTO.

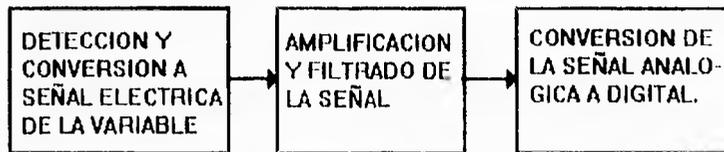


Figura IV.1.1 Diagrama a bloques de los sistemas involucrados en un transductor.

El primer bloque se refiere a la etapa en la que la señal es detectada y convertida a su equivalente eléctrico. La segunda es la parte de amplificación y/o filtrado, en la amplificación se tiene el propósito de aumentar el tamaño de la señal eléctrica para que se pueda trabajar con ella de una forma conveniente, mientras que el proceso de filtrado se utiliza para aislar la señal deseada de todas las demás existentes, por ejemplo del ruido; y el tercer bloque es para convertir esta señal a una digital con sus respectivos niveles para que el microcontrolador interprete su valor, es decir que la señal se convierte a un conjunto de unos y ceros con niveles de voltaje compatibles con los del microcontrolador.

En el diseño de la máscara, las señales que se utilizarán como entrada, únicamente servirán para indicar que se ha superado un cierto nivel, por lo que para llevar a cabo la última parte del diseño de acoplamiento, no es necesario emplear el convertidor Analógico-Digital, ya que este añadiría complejidad al sistema y/o elevaría costos, sin dar un aporte importante.

Antes de llevar a cabo el diseño de los circuitos de acoplamiento para cada uno de los sensores, es necesario especificar los requerimientos del sistema, es decir, que características se desea tengan los circuitos de acoplamiento, para que de esta forma se diseñe correctamente.

Para el circuito de acoplamiento del sensor de fuerza se tienen los siguientes requerimientos o parámetros de diseño:

- El circuito llevará una excitación de DC, para que se pueda llevar de una forma sencilla el manejo de la señal, usando para esto ciertos niveles de voltaje y poder manejar posteriormente la señal en forma digital.
- El sensor y los circuitos deben tener una respuesta entre 1 y 10 Hz, aunque generalmente, la aplicación de fuerza tiene una duración de aproximadamente 0.5 segundos o más. Con ésto se asegura el correcto funcionamiento del sistema.
- Tener un diseño sencillo, basándose en el hecho de que no se requiere de gran precisión ni exactitud en la medición, por lo que no es necesario implementar circuitos sofisticados para lograr ésto.
- Sistema económico, dado que no se requiere de gran exactitud, ni precisión y que el sistema no se va a encontrar en condiciones ambientales extremas.
- Existencia en el mercado, este punto es de gran importancia ya que se debe tener en consideración si el sensor o los dispositivos que se emplearán se encuentran en



el mercado nacional, si éstos no existen se tiene que hacer una nueva selección de los elementos a utilizar.

- Tamaño reducido. Debido a que se está manejando el concepto de máscara animada, resulta ilógico pensar en tener grandes implementaciones de circuitos para lograr esto, ya que sería impráctico y el modelo no sería portátil.
- Que responda cuando se le aplique una fuerza mayor o igual de 4 o 5 psi, que equivaldría aproximadamente a aplicar una fuerza de 350 gr/cm^2 .
- El sistema debe ser estable respecto a cambios de temperatura, éste es un aspecto importante, ya que los sensores de éste tipo suelen ser muy sensibles a la temperatura.

Para el circuito de acoplamiento del sensor de luz se tienen los siguientes parámetros de diseño:

- Se utilizará una excitación con voltaje DC, para poder manejar la señal fácilmente, tanto antes como después de convertirla a señal digital.
- Debe ser de bajo costo.
- Debe ser sensible al rango de luz visible, dado que se trata de una simulación del ojo humano, éste debe responder a la luz visible.

- Debe ser capaz de responder cuando se le aplique una fuente luminosa (lámpara de mano) por lo menos a tres metros de distancia.
- El haz de luz aplicado debe de incidir en cualquiera de los ojos, es decir, que debe apuntar directamente a éstos.
- La respuesta a la frecuencia del sistema debe encontrarse como mínimo entre 5 y 10 Hz, esto es fácil de cumplir, ya que la mayoría de los dispositivos electrónicos superan el rango dado por mucho.
- El sensor, así como los circuitos de acoplamiento empleados en el diseño deben ser fáciles de encontrar en el mercado nacional.
- El sistema debe ser estable a la temperatura normal de la ciudad de México, que oscila entre los 15 a 30 grados centígrados.
- El tamaño del circuito debe ser reducido y ligero, lo cual permitirá que el sistema sea portátil.

Con respecto al circuito de acoplamiento para el sensor de sonido se tienen los siguientes parámetros básicos de diseño:

- Una de las grandes limitantes del sensor de audio, es la disponibilidad en el mercado, ya que existen varios tipos de sensores de este tipo, pero comercialmente únicamente se encuentran dos o tres de ellos.



- Sistema económico, ya que no se requiere de gran calidad en la detección de la señal.
- Este sistema, al igual que los anteriores debe ser de tamaño reducido.
- El sistema de acoplamiento debe tener una respuesta a la frecuencia que se encuentre dentro del rango de frecuencias captables por el oído humano (20 Hz a 20 KHz).
- El sistema debe trabajar correctamente en el rango de temperatura ambiental predominante en la ciudad de México, que es de 15 a 30 grados centígrados.

IV.1.2 Acoplamiento del Sensor de Fuerza.

La forma mas común para convertir la fuerza o presión en una señal eléctrica proporcional a ésta, es mediante el uso de los **strain gauge** (indicadores de deformación).

En la figura IV.1.2.1 se muestra el diagrama a bloques del sistema de acoplamiento del sensor de fuerza que se utilizará en el diseño.





Figura IV.1.2.1 Diagrama de bloques del sistema de acoplamiento del sensor de fuerza.

Un strain gauge es una pequeña resistencia la cual cambia de valor según cambie su longitud. Puede estar hecha de un alambre delgado, una placa delgada o de un material semiconductor. En la figura IV.1.2.2 se muestra una configuración básica para la medición de fuerza o peso mediante el uso de un strain gauge. Uno de los extremos de la barra de acero debe ser fijado en alguna superficie. El strain gauge se coloca en la parte superior de la barra, con lo que el sensor se estirará, aumentando su resistencia. La cantidad en la que la barra se dobla, es directamente proporcional a la fuerza aplicada. Si una corriente pasa a través del strain gauge entonces el cambio de voltaje a través de éste será proporcional a la fuerza aplicada.

Desafortunadamente, la resistencia de los strain gauge también cambia con la temperatura. Por lo que para compensar este problema se montan dos strain gauge al mismo ángulo. Por lo que se emplea el arreglo mostrado en la figura IV.1.2.3 a y b.

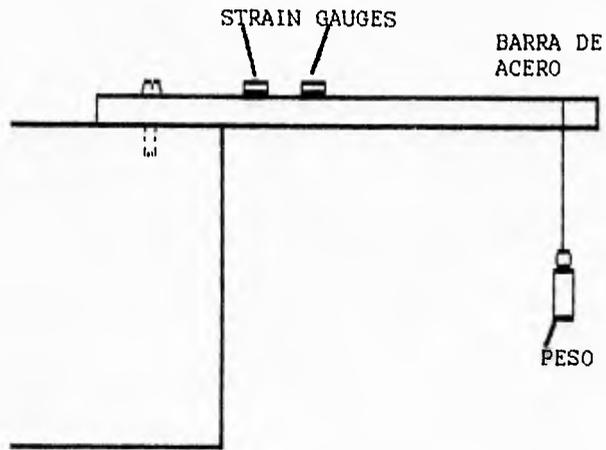


Figura IV.1.2.2 Configuración básica para medición de fuerza o peso

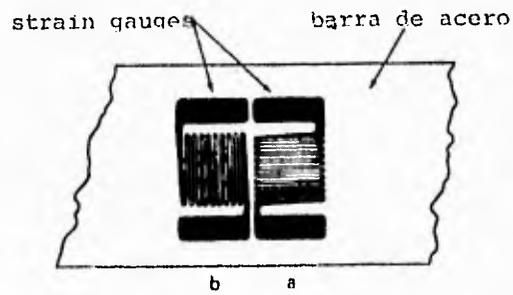


Figura IV.1.2.3 Arreglo de Strain Gauge

Ambos elementos cambiarán su resistencia con la temperatura, pero únicamente el elemento A sufrirá cambios apreciables de su resistencia con respecto a la fuerza aplicada. Cuando estos elementos son conectados a un puente balanceado, cualquier cambio de la resistencia debido a la temperatura no afectará a la salida diferencial del puente. Sin embargo, cuando una fuerza es aplicada, la resistencia del elemento bajo tensión cambiará y producirá un voltaje diferencial a la salida. Esta señal pequeña puede ser aumentada con un amplificador diferencial.

La mayoría de los sensores tienen dos salidas con voltaje de DC presente en ambas terminales conocido como señal de modo común. La señal que se necesita amplificar de estos sensores es la pequeña diferencia de milivolts que existe entre ellos. Si se intentara utilizar un circuito amplificador estándar inversor o no inversor, se amplificaría además de esta pequeña diferencia, la totalidad de la señal de DC, lo que no serviría de mucho. En la figura IV.1.2.4. se muestra un ejemplo sencillo de cómo implementar dicho sistema.

Las resistencias localizadas a la entrada no-inversora fijan la entrada a un voltaje cercano al voltaje de modo común. El amplificador operacional fija la entrada inversora al mismo voltaje. Si las resistencias son cuidadosamente seleccionadas, el resultado es que únicamente la diferencia entre los voltajes $V_2 - V_1$ se amplificará. Y la salida únicamente contendrá la diferencia amplificada entonces se dice que la señal de modo común ha sido eliminada.

Después, esta señal amplificada restante se utiliza como entrada para un comparador, el cual indicará si se ha rebasado el nivel de fuerza requerido para activar las acciones del modelo propuesto.

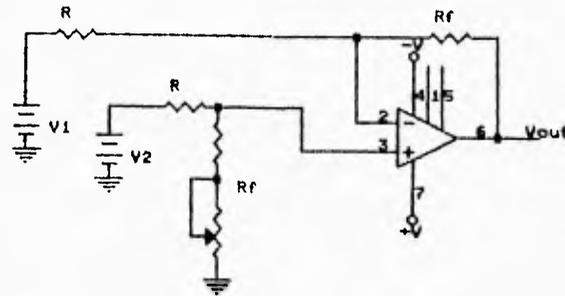


Figura IV.1.2.4 Amplificador Diferencial.

En el circuito comparador, el amplificador operacional efectivamente compara el voltaje de entrada con el voltaje que se encuentra en la terminal inversora y da una salida alta o baja dependiendo del resultado de la comparación. Si el voltaje de entrada es mayor por unos cuantos microvolts con respecto al voltaje de referencia en la entrada inversora, la salida será alta (+13 V). Y si el voltaje de entrada es ligeramente menor al voltaje de referencia, la salida será baja (-13 o 0 V), este valor depende de cómo sea conectado el amplificador operacional. El voltaje de referencia se fija con respecto a las necesidades del sistema. Las comparaciones de voltaje se deben encontrar dentro del rango especificado para el amplificador a utilizar. Este voltaje se utilizará como entrada al microcontrolador por medio de las terminales de algún puerto.

A continuación se presentan los cálculos necesarios para realizar dicho diseño:

En la figura IV.1.2.5 se presenta el modelo para el puente de Wheatstone que se utilizará en el diseño, y la expresión siguiente sirve para obtener el voltaje de salida entre los puntos A y C, que representa el voltaje diferencial entre estas terminales y existirá únicamente cuando el puente se encuentre desbalanceado, es decir, que alguna de las resistencias que componen el puente varíe su valor.

$$V = E \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)$$

En la figura IV.1.2.5. se pueden observar cuatro resistencias, en donde R1 y R2 son comerciales, mientras que las resistencias R3 y R4 son creadas utilizando los strain gauge. Las resistencias R3 y R4 deben tener el mismo valor en el caso de no tener presión. La expresión anterior permite obtener el voltaje de salida en el puente, que existirá únicamente en caso de que el puente esté desequilibrado.

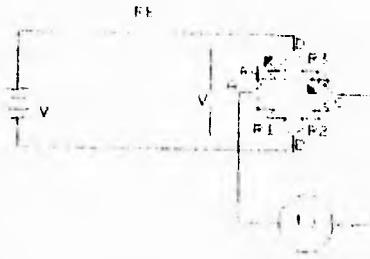


Figura IV.1.2.5 Puente de Wheatstone

Capítulo IV

Cuando uno de los strain gauge se encuentra bajo presión tiene las condiciones mostradas en la fig. IV.1.2.6, es decir que una de las resistencias (strain gauge) del puente tendrá un valor diferente al inicial, mientras que las demás resistencias se mantienen fijas. Para esta figura, se tiene la siguiente expresión:

$$V = E \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)$$

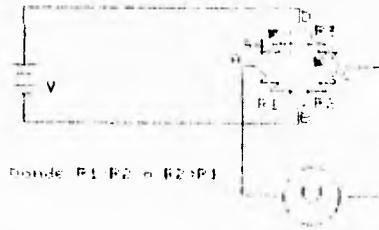


Figura Iv.1.2.6 Puente de Wheatstone desbalanceado.

Por lo que el voltaje de salida del puente en caso de existir inestabilidad será diferente de 0 V. Como se comentó previamente, este voltaje servirá como entrada a un amplificador diferencial, donde los voltajes V1 y V2 se tomarán de los puntos A y C del puente de wheatstone, con lo que se logrará amplificar únicamente la diferencia existente en un determinado equilibrio, en el cual se desea tener una ganancia de

voltaje de 10, con lo que se conseguirá que para un voltaje de 0.5 V como mínimo se lleve a 5 Volts como salida, que será el voltaje de polarización, la figura IV.1.2.7 muestra el circuito a emplear.

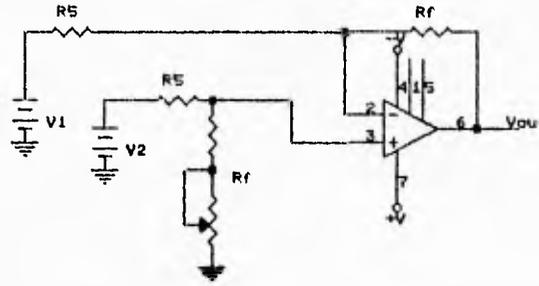


Figura IV.1.2.7 Amplificador con puntos de análisis definidos.

Donde:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \frac{R_f}{R_5}$$

Por lo que para efectos de diseño:

$$+V = 5V$$

$$-V = 0V$$

$$V_2 - V_1 = V$$



Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, la expresión queda:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \frac{R_f}{R_1}$$

$$V_{out} = (V) \frac{R_f}{R_5}$$

Debido a que se requiere una ganancia de voltaje de diez, se tiene que $V_{out} = 10V$, por lo que:

$$10V = (V) \frac{R_f}{R_5}$$

$$\frac{10V}{V} = \frac{R_f}{R_5}$$

$$\frac{R_f}{R_5} = 10$$

$$R_f = 10R_5$$

Considerando que $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, se tiene:

$$R_5 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 10(10) \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega$$



Por lo que el circuito queda como lo muestra la figura IV.1.2.8.

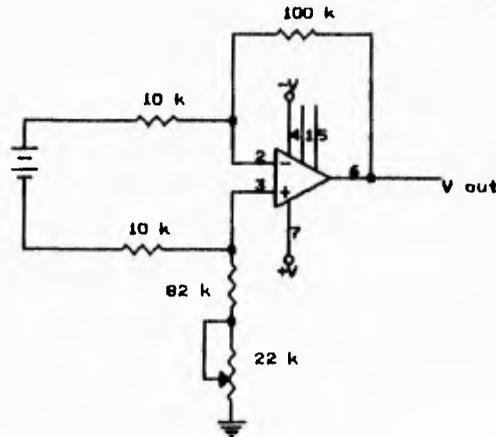


Figura IV.1.2.8 Amplificador con valores de resistencias a emplear.

Esta salida se conecta a un comparador, la cual tendrá un valor de 5.0 V cuando se deforme uno de los strain gauge, ya que la salida del puente debe ser de 0.5V por lo menos, y al pasar este valor por el amplificador diferencial se tiene un voltaje de salida de $V_{out} = 5.0$, por lo que se tiene que fijar la otra entrada del comparador a un voltaje de 3.5; cuando el voltaje del amplificador diferencial sea mayor a este voltaje, la salida será +V (5 V); pero cuando la salida del amplificador diferencial sea menor que éste, la salida del comparador será - V (0 V). Este voltaje se emplea como entrada hacia el microcontrolador.

El circuito completo para el transductor de fuerza quedará como se muestra en la figura IV.1.2.9.

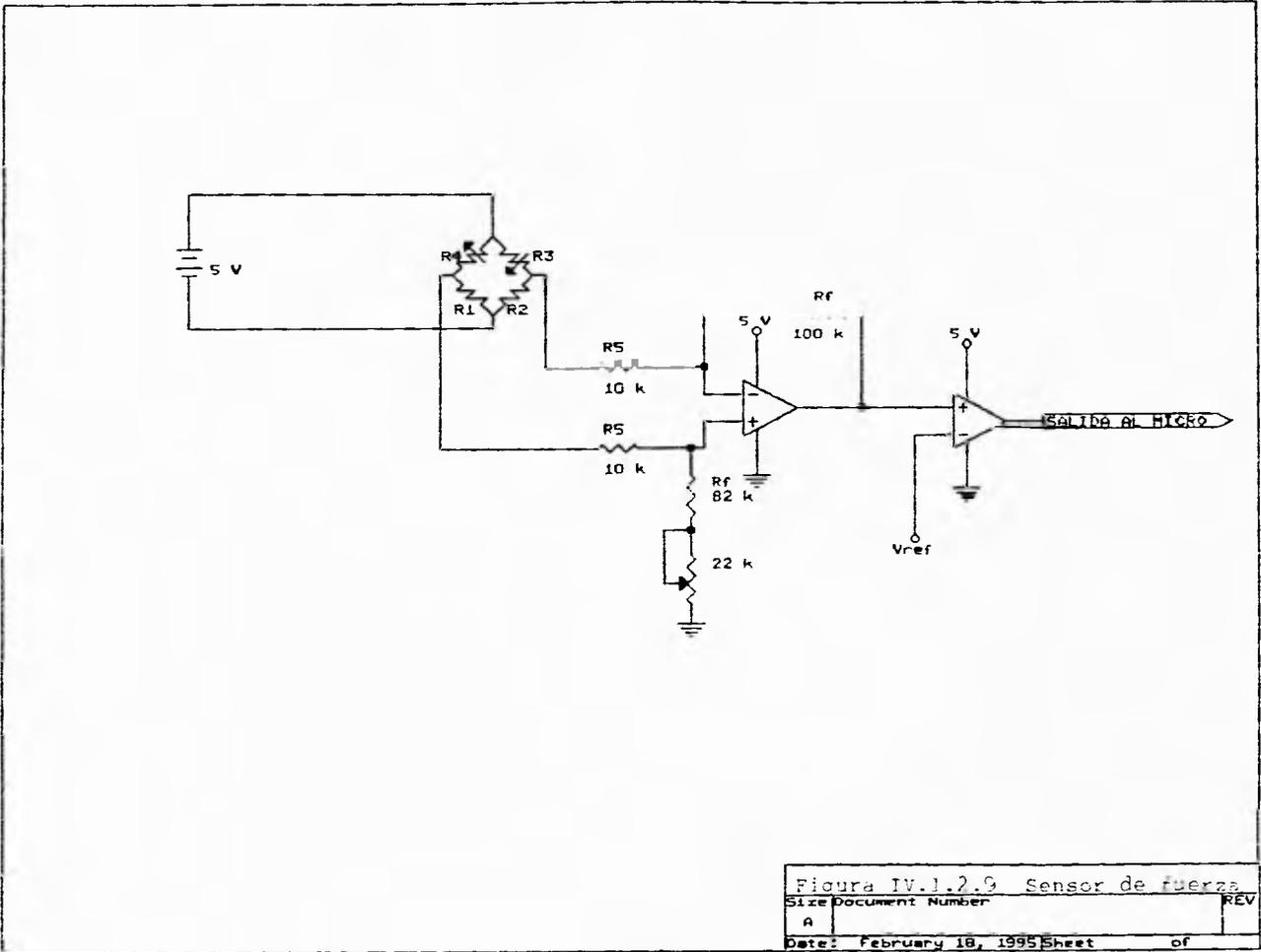


Figura IV.1.2.9 Sensor de fuerza

Size	Document Number	REV
A		
Date:	February 18, 1995	Sheet of

IV.1.3 Acoplamiento del sensor de luz.

Cuando se necesita sensar una fuente luminosa, uno de los recursos más utilizados son las foto resistencias. Para que éstas operen de forma adecuada se debe implementar un circuito conformado con un transistor, el cual puede estar funcionando simultáneamente como un pre-amplificador, si no se implementa uno en caso de ser necesario.

La siguiente etapa está conformada por el comparador, éste tendrá la función de dar un nivel alto de voltaje en el momento en que se supere un cierto voltaje de entrada que depende directamente de la cantidad de luz que reciba la foto resistencia, o de dar un nivel bajo siempre que el voltaje de entrada sea menor al de referencia. El diagrama de bloques de las etapas del diseño se muestra en la figura IV.1.3.1

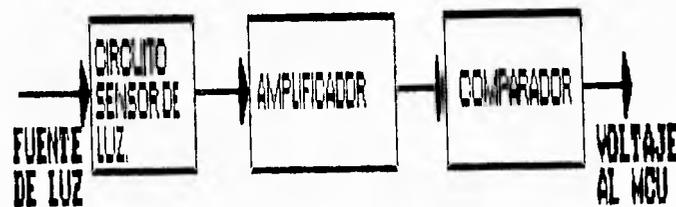


Figura IV.1.3.1 Diagrama de bloques del sensor de luz.

Capítulo IV

El amplificador tiene la finalidad de aumentar la magnitud de la señal para poder utilizarla correctamente. En este caso el circuito del sensor y de amplificación se encuentran juntos, ya que en un mismo circuito se encuentran las dos etapas. El amplificador es de tipo emisor común debido a que la entrada es por la base y la salida es por el colector, recordando las características de este tipo de amplificadores que tienen ganancia de voltaje y corriente considerables. En este caso se utilizan únicamente como interruptores, es decir, que sólo interesa que la salida tenga un cierto nivel, el cual indicará que se ha activado la condición de iluminación. A continuación se describen los cálculos necesarios:

Sabiendo que la foto resistencia varía su valor en el rango de 1 a 6 M Ω , cuando se encuentra con una iluminación directa de aproximadamente 3 metros y cuando se encuentra en condiciones normales de iluminación, respectivamente. En la figura IV.1.3.2, se muestra el diagrama del circuito correspondiente:

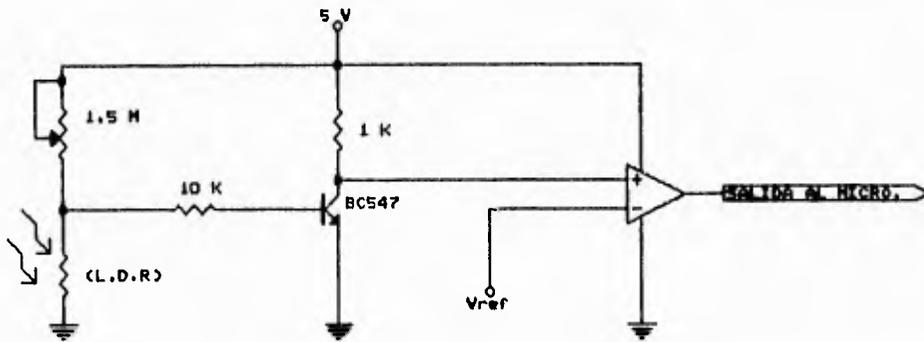


Figura IV.1.3.2 Diagrama del circuito utilizando el sensor de luz.

$R_2 = 6 \text{ M}\Omega$, que representa el valor de la fotoresistencia sin incidencia de luz, además de asignar los siguientes parámetros de diseño:

$$\beta = 100$$

$R_1 = 10 \text{ M}\Omega$ (variable)(se ajusta para obtener el mismo valor de R_2)

$$V_{cc} = 5 \text{ Volts}$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ Volts}$$

$$V_{CEQ} = 1/2 V_{cc} = 2.5 \text{ Volts}$$

De la figura IV.1.3.2, al realizar el divisor de tensión formado por las resistencias R_1 y R_2 , obteniéndose así los valores siguientes:

- Voltaje en el punto A:

$$V_A = \frac{R_2 \times V_{cc}}{R_1 + R_2} = 2.5 \text{ V}$$

Y al realizar el análisis de la malla se obtiene:

$$I_B = \frac{V_A - V_{BE}}{R_B} = \frac{2.5 - 0.7}{10 \text{ k}} = 180 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 18 \text{ mA}$$

Cuando incide luz en la fotoresistencia, su valor es mínimo ($1 \text{ M}\Omega$), por lo que se obtienen los siguientes cálculos:



$$V_A = \frac{R_2 \times V_{CC}}{R_1 + R_2} = 0.7 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{V_A - V_{BE}}{R_B} = \frac{0.7 - 0.7}{10 \text{ k}} = 0 \text{ A}$$

Por lo anterior se observa que el transistor se encuentra en la región de corte, lo cual provoca que el voltaje a la salida sea igual al voltaje de alimentación (5 V).

IV.1.4 Acoplamiento del sensor de audio.

La salida del micrófono, sirve como entrada a un amplificador, como se puede observar en la figura IV.1.4.1, y la salida servirá como entrada de un comparador, de cuya salida se tomará la señal de entrada al microcontrolador a través de uno de sus puentes.



Figura IV.1.4.1 Diagrama de bloques del sensor de audio.

Existen una gran diversidad de formas de realizar los sistemas de acoplamiento para sensor el audio. Partiendo de los requerimientos del diseño, se puede deducir que el sistema debe ser lo más sencillo posible, por lo que se pensó en la utilización de un sensor capacitivo, ya que éste es el que da una gran facilidad en su manejo y se encuentra fácilmente en el mercado. Partiendo de lo anterior se optó por un micrófono capacitivo Electret.

Este tipo de micrófonos, tienen la peculiaridad de estar formados por el micrófono capacitivo y por un FET. Debido a que la señal que se obtiene del micrófono es muy pequeña, se necesita amplificar esta señal, para esto se utiliza el FET, con lo que se obtiene la señal deseada. Esta característica hace que el circuito se simplifique de gran manera.

Estos micrófonos tienen dos terminales, la positiva y negativa, para saber cuál es la tierra o terminal negativa lo que se tiene que hacer es revisar la continuidad con el multímetro entre la cubierta metálica y una de las terminales. La otra terminal será por la que la señal se podrá observar (terminal de salida o positiva). El circuito de conexión para el micrófono se muestra en la figura IV.1.4.2, en el que se puede observar una resistencia, que sirve como polarización del FET. La señal se monta sobre el nivel de DC de la polarización del FET interno del Electret.

Los cálculos obtenidos a partir de la figura IV.1.4.2. son los siguientes:

$$AV = -\frac{R_2}{R_1} = 1000$$

$$R_2 = R_1 (1000)$$



Si $R_1 = 100 \Omega$

$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

La resistencia de 1 k, permite proporcionar un offset de $V_{cc}/2$, en la terminal positiva, para que la señal oscile simétricamente con respecto a ella.

El capacitor de 22 μF , elimina en la salida el offset que se introdujo por medio de la resistencia de 1 k.

La resistencia de 470 Ω , permite polarizar al micrófono, mientras que el capacitor de 10 pF, permite el acoplamiento de la señal del micrófono con el amplificador operacional.

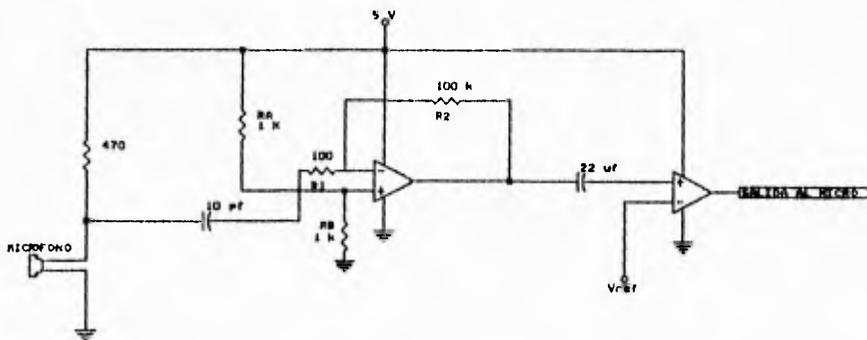


Figura IV.1.4.2 Sensor de ruido

IV.2 ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA

El sistema en general estará alimentado por un voltaje de 5 Volts, pudiendo tener un máximo en la corriente de 3 Amperes.

El sistema que se utiliza es un sistema básico que cuenta con las etapas mostradas en el diagrama de bloques de la figura IV.2.1:

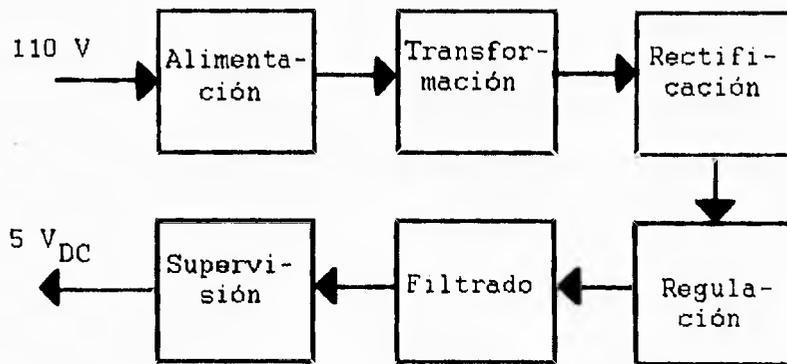


Figura IV.2.1 Diagrama de bloques del sistema de alimentación.

- Etapa de alimentación: Es la toma de la corriente alterna de 110 V, proveniente de cualquier tomacorriente monofásico.



Capítulo IV

- Etapa de transformación: Es donde el voltaje anterior (127 V) se reduce, por medio de un transformador, a un voltaje de 9 V continuando con corriente alterna, pudiendo obtener un máximo valor de corriente de 3 A.

- Etapa de rectificación: En esta etapa se modifica la forma de onda de la corriente alterna a una corriente directa por medio de un puente de diodos, el cual va a modificar la señal original de tal manera que la parte negativa se convierta en positiva, teniendo finalmente una señal puramente positiva.

Conjuntamente con el puente de diodos se utilizan dos capacitores, uno de 2200 μF y uno de 10 μF que sirven para mantener el valor de la señal en 9 V, teniendo, a la salida de éstos, una señal de corriente directa.

- Etapa de regulación: En esta etapa se reduce el voltaje de 9 V a un voltaje de 5 V que, finalmente, será la señal de salida del sistema de alimentación. Para esta etapa se utiliza un regulador LM123A.

-Etapa de filtrado: Se utilizan dos capacitores con el fin de filtrar el posible ruido que tuviera la señal a la salida, para esta etapa se utiliza un capacitor de 10 μF y otro de 0.1 μF . A la salida de estos capacitores se tiene una señal limpia de 5 V con un nivel de corriente máximo de 3 A.

-Etapa de supervisión: En esta última etapa se utiliza un circuito TL7705A, supervisor de voltaje, con el cual se protege la parte que se conecte como carga de la fuente, evitando que un corto dentro de ésta provoque algún daño en la carga.



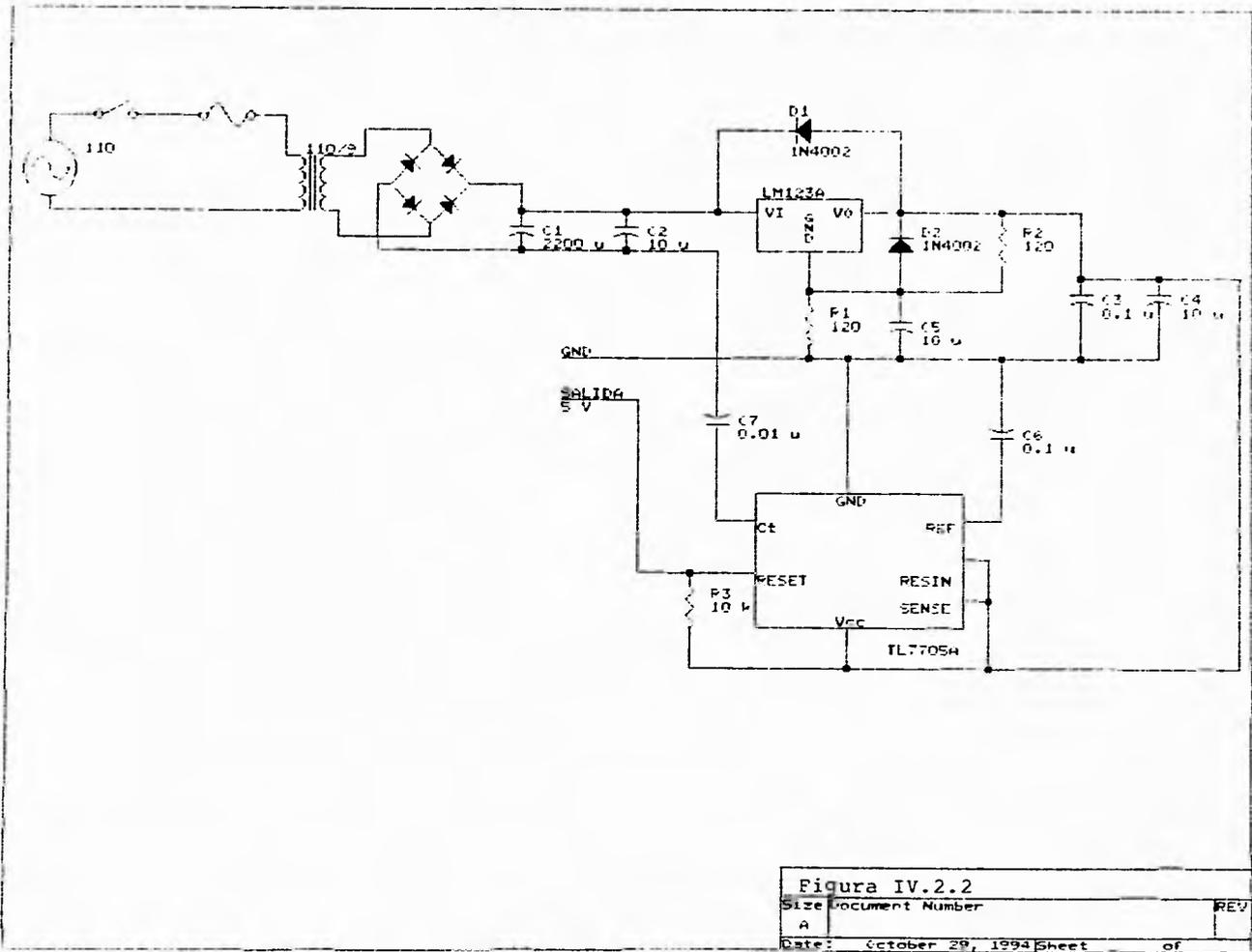


Figura IV.2.2
 Size Document Number REV
 A
 Date: October 29, 1994 Sheet of

En la figura IV.2.2 se pueden ver las etapas descritas, además de los componentes que formarán el sistema de alimentación.

Este sistema alimentará al microcontrolador, junto con sus componentes básicos, además de los sistemas de potencia de los cables musculares.

IV.2.1 Sistemas de potencia.

Para poder manejar los alambres musculares es necesario tener una etapa de potencia que pueda tomar los bits del puerto paralelo del microcontrolador y les dé la corriente y el voltaje suficientes como para que puedan hacer que la aleación responda.

El diagrama de bloques que se presenta en la figura IV.2.1.1 muestra los diferentes elementos que son necesarios para diseñar una etapa de potencia como la que se requiere.

Dentro del bloque del microcontrolador se tomarán los bits del puerto paralelo, que alimentarán, finalmente, a los alambres musculares, además de tomar dos líneas de control que se llevarán hacia el siguiente bloque (nivelación de corriente).

Dentro del bloque de generación de pulsos, se tendrá un reloj que alimente al bloque de nivelación de corriente. Este bloque provocará que no haya un nivel fijo de corriente en los alambres musculares, ya que se tendrá una potencia promedio al provocar cambios en el nivel de voltaje, lo cual hará que los alambres no se sobrecalienten, sino que mantengan una temperatura adecuada para su adecuado funcionamiento. Este bloque estará conectado a la terminal de habilitación del buffer de la siguiente etapa.

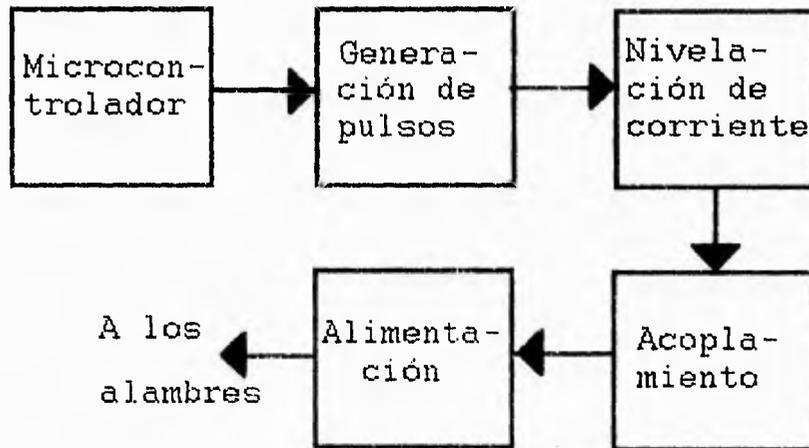


Figura IV.2.1.1 Diagrama de bloques del sistema de potencia.

Existe, además, un bloque de nivelación de corriente creado mediante un buffer de tres estados. Este dispositivo provocará un aumento en la corriente obtenida de las terminales del puerto del microcontrolador, lo cual es necesario para que las siguientes etapas funcionen correctamente.

Al salir de la etapa de nivelación de corriente se llega al bloque de acoplamiento, el cual contiene un optoacoplador para cada una de las señales provenientes del buffer. Ésto es necesario para protección del sistema, ya que el optoacoplador aísla tanto la etapa de nivelación de corriente como la de alimentación.

Finalmente se tiene el bloque de alimentación, en donde se utilizan transistores, funcionando como interruptores, para alimentar a cada uno de los alambres musculares.

En la figura IV.2.1.2 se muestran todos los elementos electrónicos necesarios para la construcción de la etapa de potencia.

El diseño de la etapa de alimentación se realizó mediante los siguientes cálculos matemáticos:

Si el voltaje en la base del transistor es de nivel alto (5 V), implicaría que el voltaje de encendido del diodo del transistor sea 0.7 V, por lo tanto:

$$V_i = R_B \times I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE_{on}}}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{10k} = 430\mu A$$

Considerando que el voltaje $V_{CE\ sat}$ es de 0.2 V, se tendría:

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C \times I_C$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_C} = \frac{5 - 0.2}{1k} = 4.8mA$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{4.8m}{430\mu} = 2.32$$



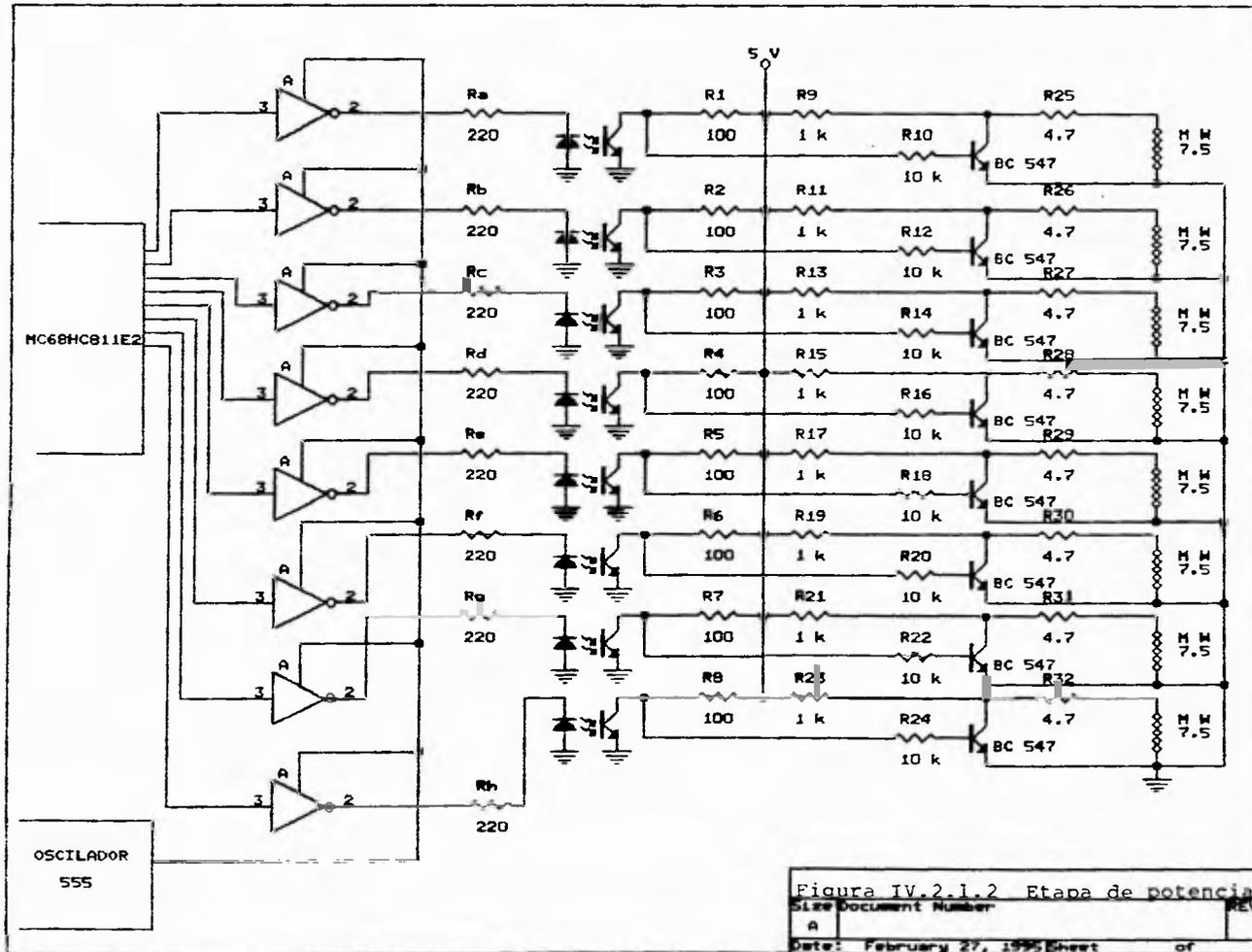


Figura IV.2.1.2 Etapa de potencia

Size	Document Number	REV
A		
Date:	February 27, 1995	Sheet of

Capítulo IV

Considerando que el valor comercial de β es de 100, para una región lineal, con los cálculos anteriores se observa que el valor de β obtenido es un valor de una región no lineal, por lo que:

$$V_o = V_{CE} = V_{CE \text{ sat}} = 0.2 \text{ V}$$

Si el voltaje en la base del transistor tiene un nivel bajo (0 V), el diodo del transistor estaría apagado, por lo tanto:

$$V_i = R_B \times I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_B} = \frac{0 - 0}{10k} = 0A$$

$$I_B = 0 \Rightarrow I_C = 0 \Rightarrow I_E = 0$$

$$V_o = V_{CC} - R_C \times I_C$$

$$V_o = 5 - (1k) \times (0) = 5 \text{ V}$$

Por lo que el transistor estaría en la región de corte, es decir donde el diodo se abre.



IV.3 SELECCIÓN DE LA ESTRUCTURA MECÁNICA

Dado que este proyecto tiene como objetivo demostrar el funcionamiento del Flexinol en una aplicación y ésta tiene que ser una que requiera de movimientos, debe contemplar una parte mecánica.

La aplicación propuesta demanda una estructura mecánica que se pueda utilizar como soporte y que a su vez tenga movilidad. La forma requerida es semejante a un cráneo humano en donde la piel se representaría con una máscara de látex de características especiales como flexibilidad, grosor y resistencia mecánica.

El diseño de esta estructura es tan complejo que podría ser objeto de un trabajo en el área mecánica, de manera que para este proyecto y teniendo en cuenta que el alcance incluye únicamente la utilización del material, el sistema de control por medio de un microcontrolador y una computadora personal y el suministro de energía, solamente se elegirá una estructura de una serie de propuestas realizadas por personas involucradas en el área mecánica.

Una de las propuestas, la más sencilla, se muestra en la figura IV.3.1, en la que la máscara estará soportada por una estructura de alambón de 1/8" y 1/4" de diámetro, entrelazado y con la forma de cráneo que permitirá ejercer los esfuerzos de tensión y contracción necesarios para la simulación. La estructura se fijará a una caja de madera que contendrá el sistema de alimentación para el microcontrolador, el sistema de potencia para los alambres musculares, el propio microcontrolador y los cables de comunicación con la PC.



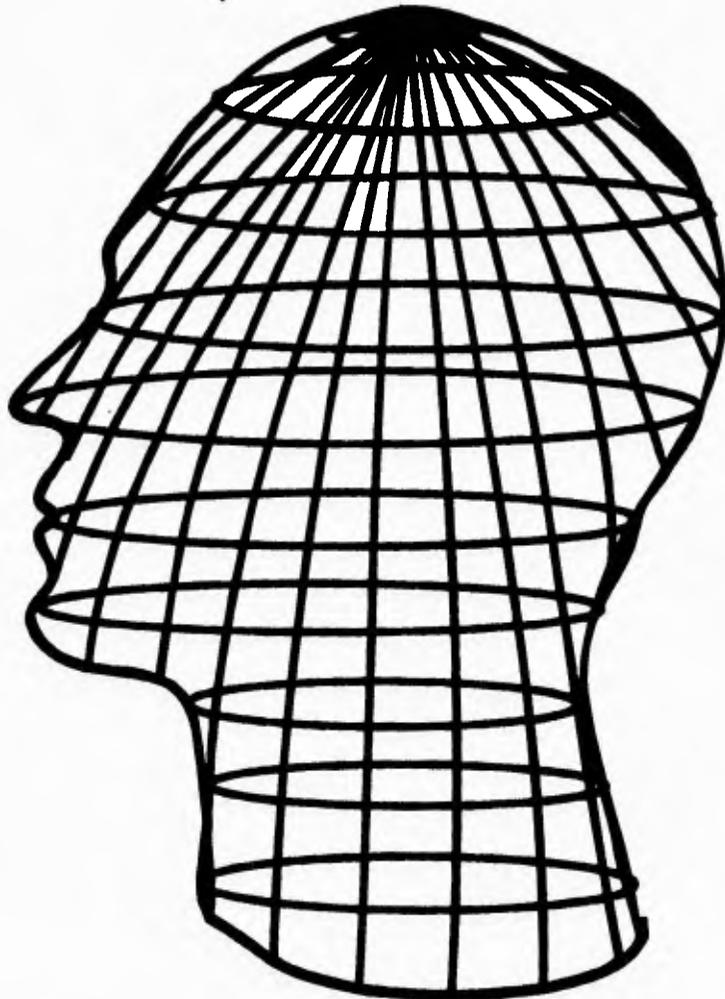


Figura IV.3.1 Base de alambrón

La segunda propuesta consiste en utilizar un "cráneo" en escala 1:1, con prótesis de ojos, dientes, etc. similar a los utilizados en centros de diversiones y cinematografía para darle animación a robots y diferentes personajes que utilizan para sus movimientos motores en diferentes configuraciones. Al igual que en la primera propuesta, el cráneo se fijará a una caja similar a la descrita en dicha propuesta. El diagrama de este tipo de estructura se muestra en la figura IV.3.2.

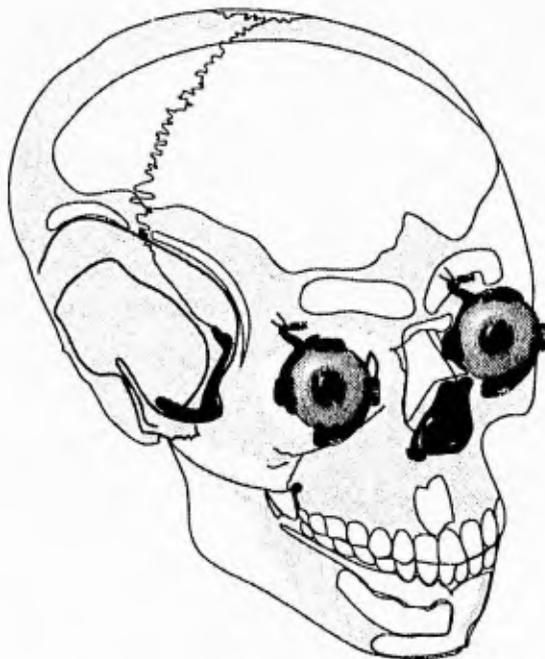


Figura IV.3.2 Base utilizando prótesis

Capítulo IV

Cabe mencionar que el alojamiento de los diferentes sistemas involucrados podría hacerse dentro del mismo cráneo, o, si se realizara la animación de un cuerpo completo se podría utilizar cualquiera de sus cavidades (torác, pecho, piernas, etc.).

De estas dos propuestas la segunda es la que permite realizar los movimientos de tal forma que se acerquen lo más posible a los humanos, ya que no solamente se moverá la "piel" sino también la "estructura ósea" del elemento involucrado. Cabe mencionar que esta propuesta cuenta con la desventaja de ser más costosa que la primera, sin embargo es la óptima para lograr los resultados deseados, por lo que es la que se selecciona para este proyecto.

En ambos casos el Flexinol se fijará a la máscara como se muestra en la figura IV.3.3, utilizando los siguientes materiales:

- a) Plástico vulcanizado, con el cual se cubrirá internamente la porción de la máscara a la cual se quiere dar movimiento, esto es con el fin de proporcionar mayor resistencia mecánica a través de la distribución del esfuerzo ejercido.
- b) Pegamento epóxico, para lograr una mejor adherencia entre el látex y el plástico vulcanizado.
- c) Pequeñas armellas, que se utilizarán para sujetar el alambre muscular al plástico vulcanizado y a su vez funcionarán como terminales para proporcionar la alimentación a los alambres.

Por otro lado, se fijarán los otros extremos de los alambres musculares a la estructura de soporte utilizando los mismos materiales.

No se requiere de ningún elemento adicional a los mencionados que provoque el restablecimiento de la posición en la máscara, ya que la elasticidad del látex ejercerá una fuerza opuesta a la generada por el alambre.

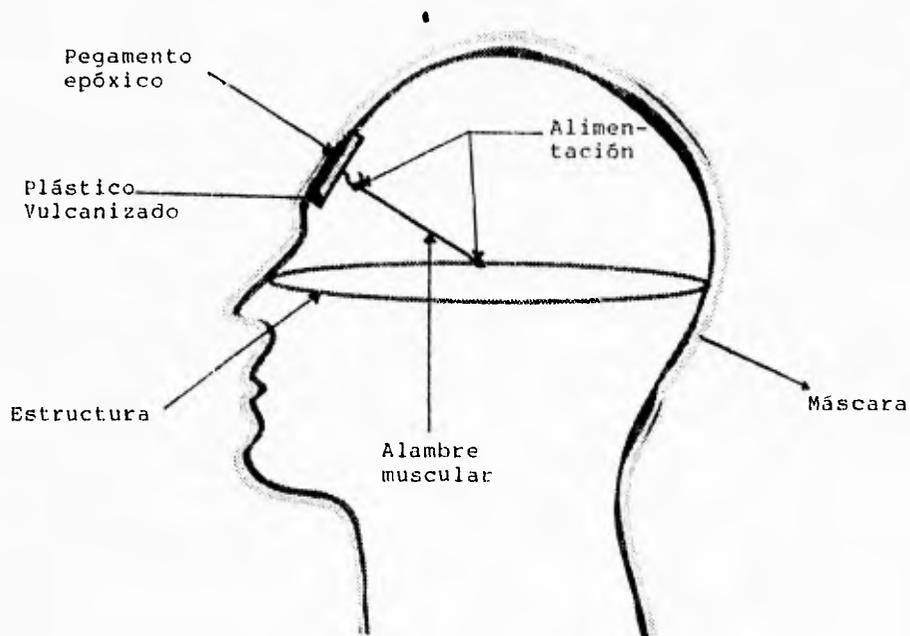


Figura IV.3.3 Fijación de los alambres musculares.

IV.4 DESARROLLO DEL SOFTWARE NECESARIO PARA EL CONTROL Y ADQUISICIÓN DE DATOS PARA CADA UNO DE LOS SUBSISTEMAS

En el segundo capítulo se describieron de forma condensada las herramientas de que se dispondría para llevar a cabo la realización de este proyecto. Se comentaron de forma más o menos detallada la construcción del HC11, su arquitectura, sus partes o subsistemas y su forma de operación.

En este tema toca el turno a la utilización de los diferentes subsistemas del microcontrolador elegido y descrito en el capítulo 2 para poder controlar el sistema de forma local, ejecutando rutinas de revisión, de atención, de monitoreo y de animación de las diferentes partes que constituyen los "músculos" de la cara a la que se pretende dar vida.

Ya se mencionó que el microcontrolador del que se dispuso para el diseño de la aplicación de esta tesis cuenta con varios puertos con terminales de entrada/salida para poder manipular la información que se genera en el exterior de parte de la máscara y la que proviene del usuario a través de la computadora personal.

Es con uno de estos puertos, el puerto B, que se controlarán los puntos de interés que habilitan el suministro de energía a los alambres musculares. El puerto A será la vía de acceso al microcontrolador de las señales emitidas por los circuitos de los sensores que tienen la función de captar los estímulos del medio exterior. Las tres terminales de sólo entrada con las que cuenta dicho puerto serán las encargadas de registrar la presencia de un cambio en las condiciones en las cuales opera la aplicación.

Por otro lado, el microcontrolador tiene la consigna de mantener informado al usuario del estado actual de la máscara enviando las claves que indican una acción a ejecutar, por parte del microcontrolador, a el puerto serial de la PC que se encargará de informar graficamente al usuario los estados en los cuales se encuentre operando la máscara.

La información que fluye de la computadora a la unidad de control se lleva a cabo de forma serial y asincrona a través del puerto serial de la computadora y del SCI o interface de comunicación serial del microcontrolador.

El programa residente en la EEPROM del microcontrolador contendrá el programa principal que se encargará de llevar a cabo las funciones de monitoreo, comparación, elección y ejecución de las acciones pertinentes de acuerdo a las circunstancias que se tengan en un momento dado.

Al inicializar el programa se llevará a cabo una serie de rutinas de prueba en las que se podrá observar que cada uno de los elementos componentes de la máscara están trabajando de manera correcta y confiable. Se irán probando, uno a uno, los ojos, las cejas, la boca, las mejillas, etc.

Una vez realizadas estas rutinas de prueba se entrará en el cuerpo del programa principal en cual se encargará de hacer la secuencia que se describe a continuación.

Revisará, primeramente, el registro que contiene a la bandera que indica si se ha recibido un dato por el puerto serial desde la última vez que fué leído. Si la bandera se encuentra en "uno" lógico se procederá a darle atención al SCI. Esto es, se leerá el registro que almacena el dato de entrada y se comparará con dos cantidades

preestablecidas. Una de estas cantidades indica que el dato que mandará a continuación la computadora es una acción que se quiere ejecutar, de manera que el microcontrolador se limitará a escribir en el puerto B el valor que se desea, dejándolo por espacio aproximado de medio segundo y quitándolo enseguida. En caso de que la cantidad sea otra, el microcontrolador asumirá que el siguiente dato es la dirección del inicio de una de las rutinas que se encuentran definidas en la memoria del microcontrolador.

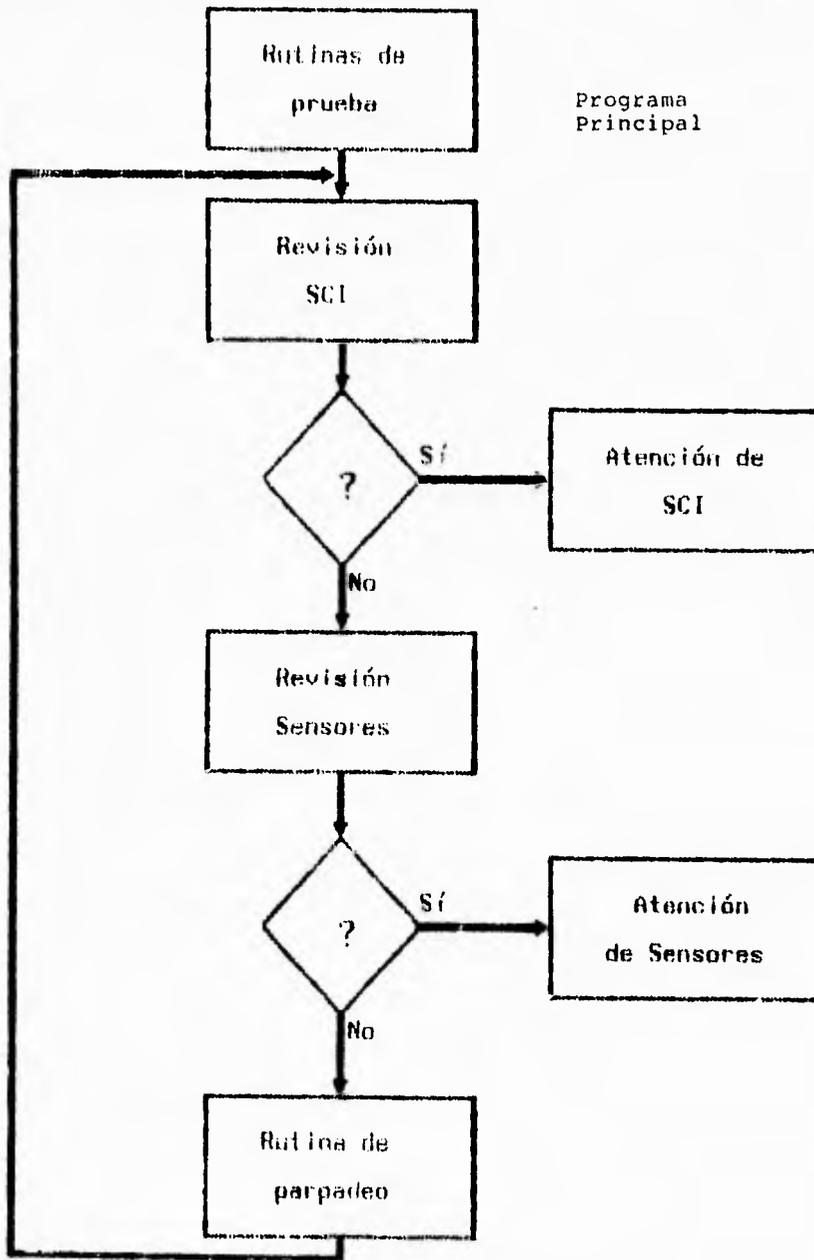
Si el puerto de comunicación serial no registra dato de entrada alguno, se procederá a revisar los sensores. Así, se verificará que el valor de alguno de los tres dígitos binarios del puerto A que corresponden a la entrada de la señal de los sensores, es diferente del cero lógico. De ser así, se ejecutará una rutina de comparación de las combinaciones que se presentan en estos tres dígitos para determinar cual será la rutina que se ejecutará a continuación.

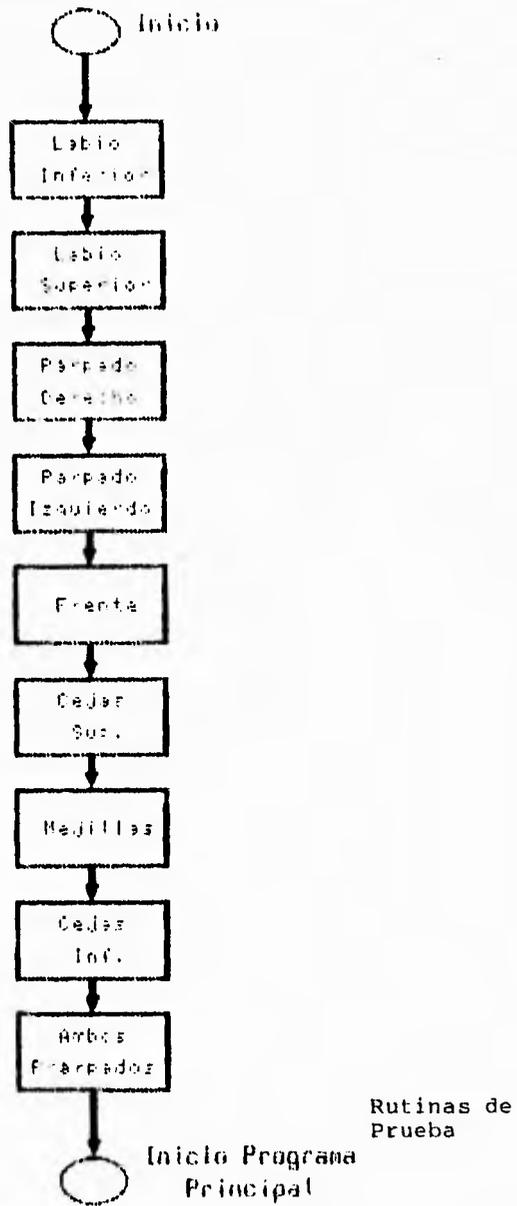
Por otro lado, si los sensores no indican estímulo alguno, se ejecuta una rutina de parpadeo que permite alcanzar mayor realismo a la animación.

Cabe mencionar que antes de ejecutar cualquier rutina o movimiento el microcontrolador manda a la PC una clave que indica que rutina se va a ejecutar y que las acciones que se describen en los párrafos anteriores se realizan continuamente.

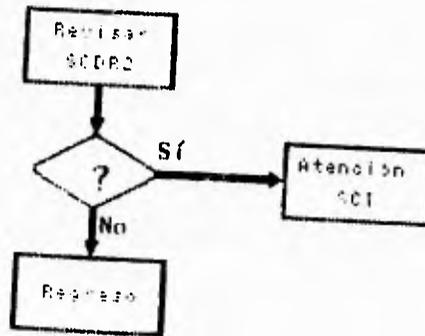
En seguida se muestran los diagramas de flujo del programa principal, de sus rutinas auxiliares y de las rutinas de movimiento indicando de forma general cual es la secuencia de acciones que se siguen para la toma de decisiones y ejecución de tareas.



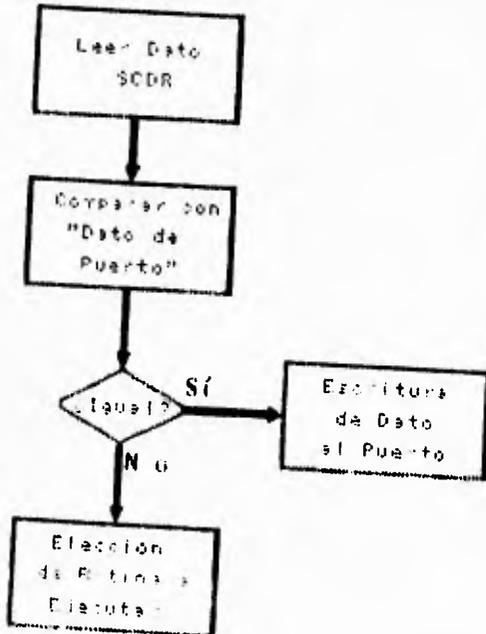




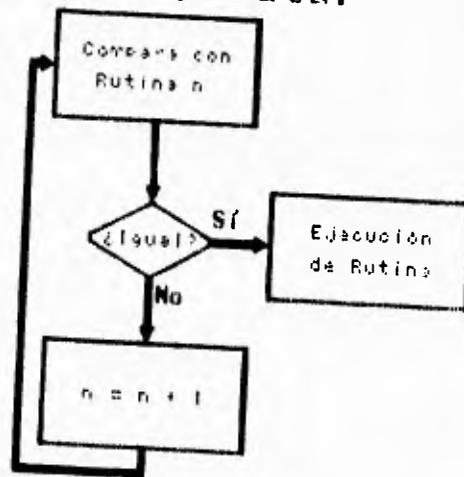
Revisión SCI



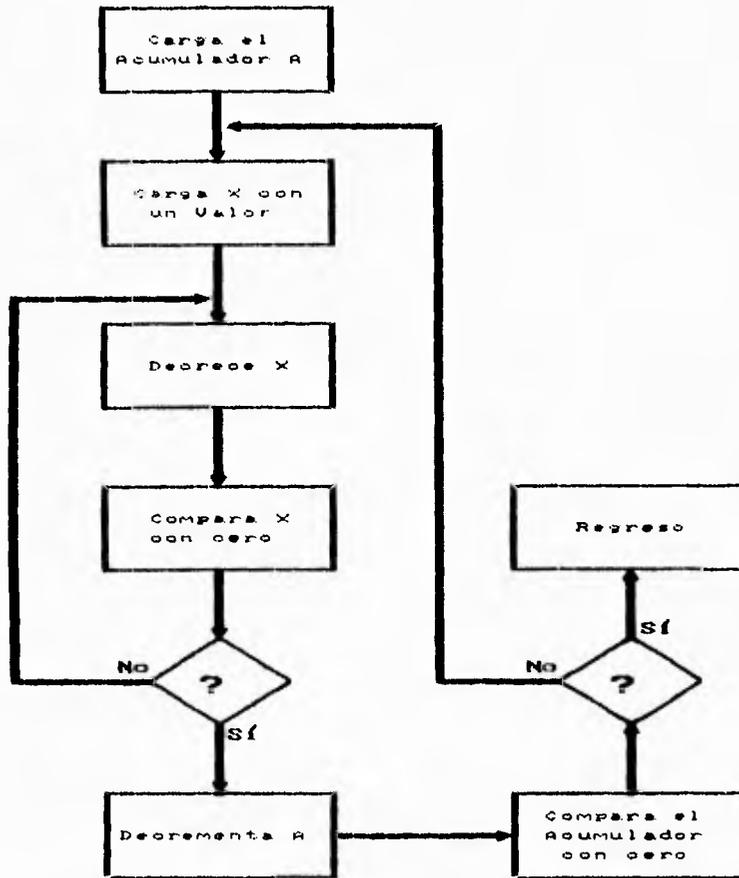
Atención SCI



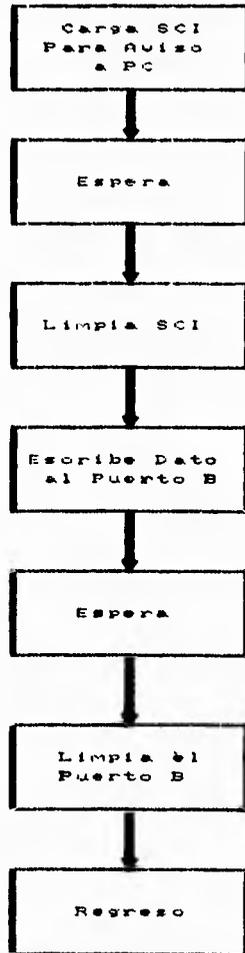
Elección de Rutina a Ejecutar



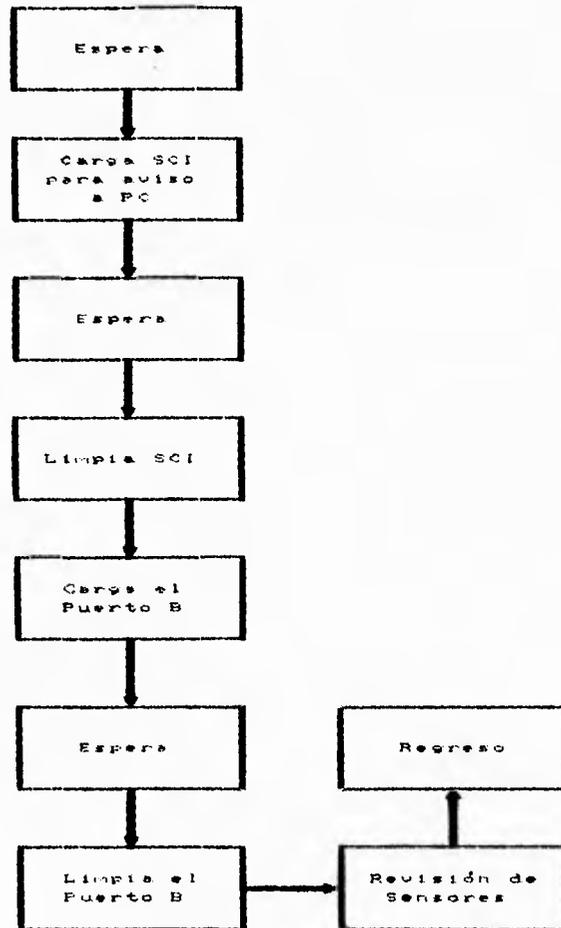
Retardos o Esperas



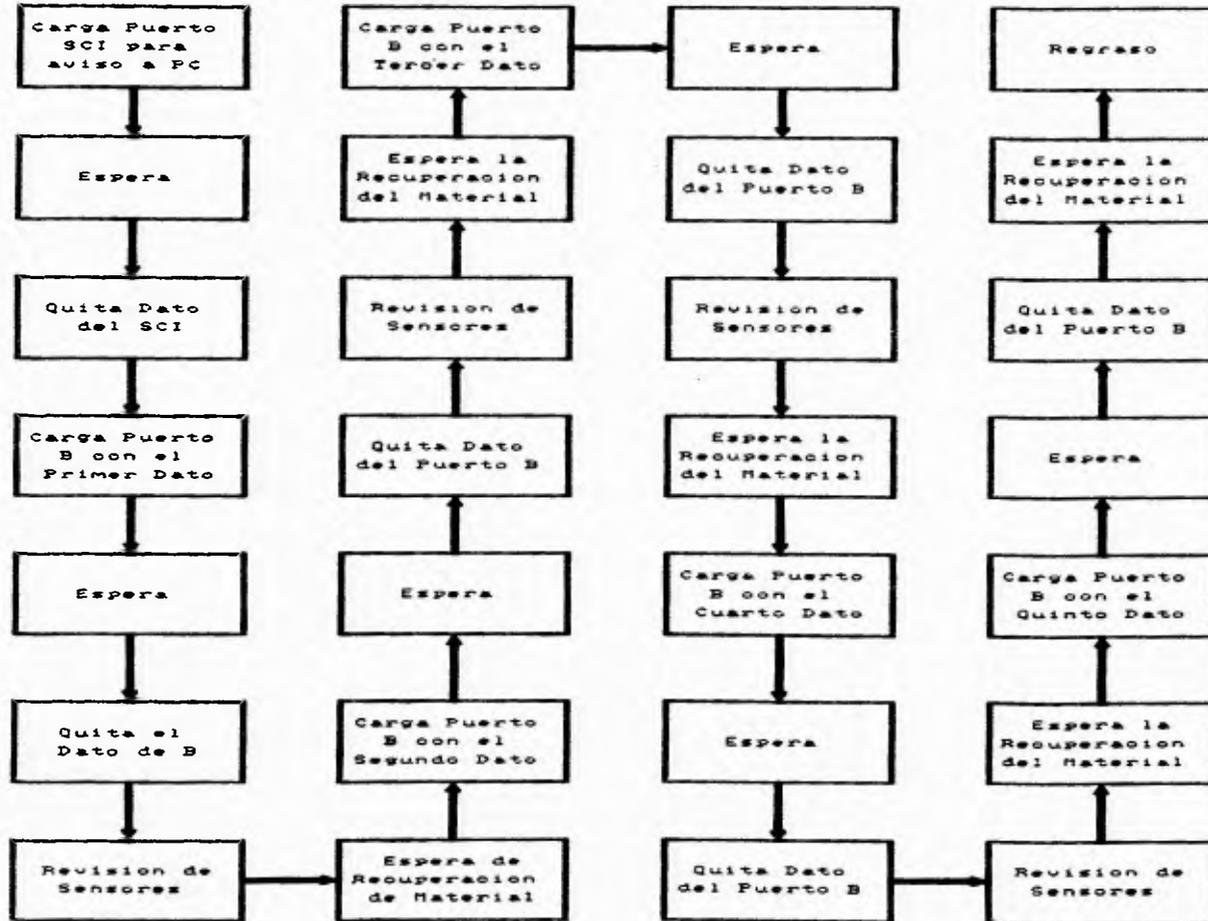
Movimientos Aislados



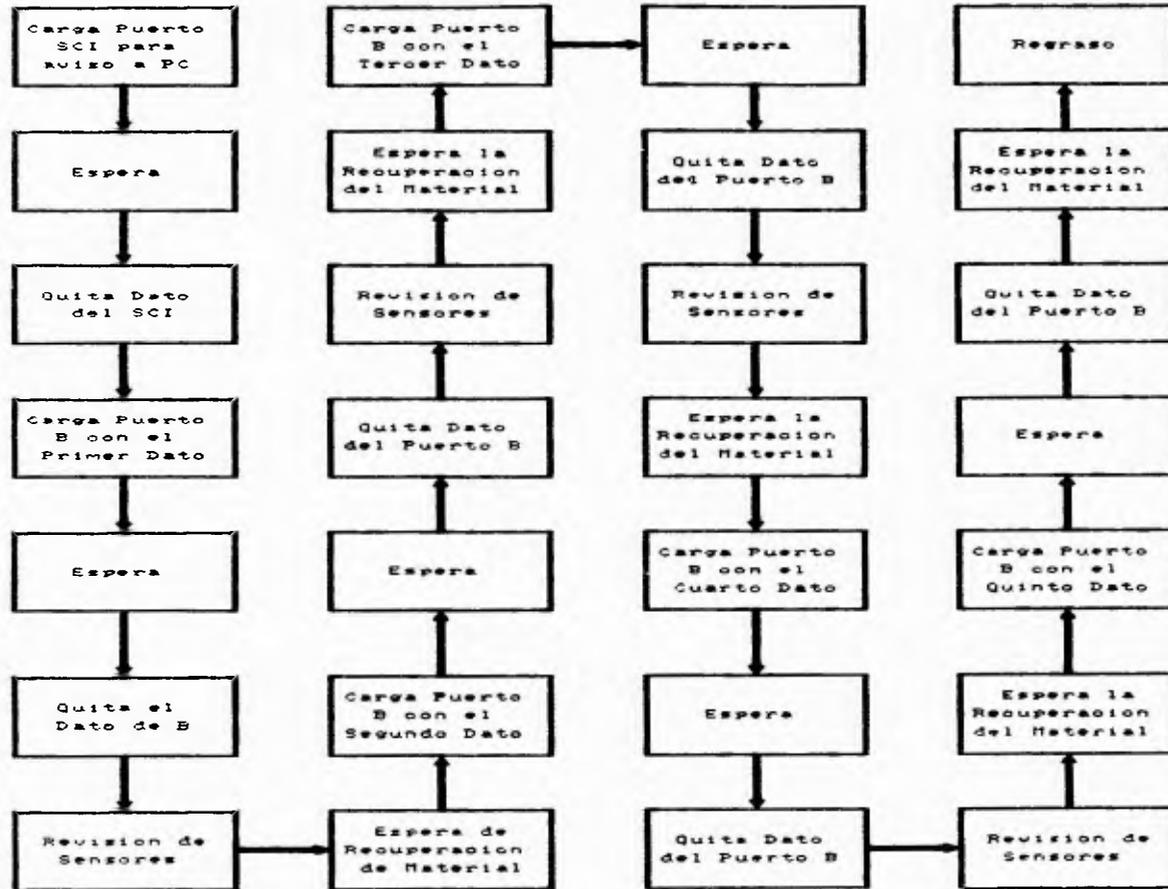
Párpados



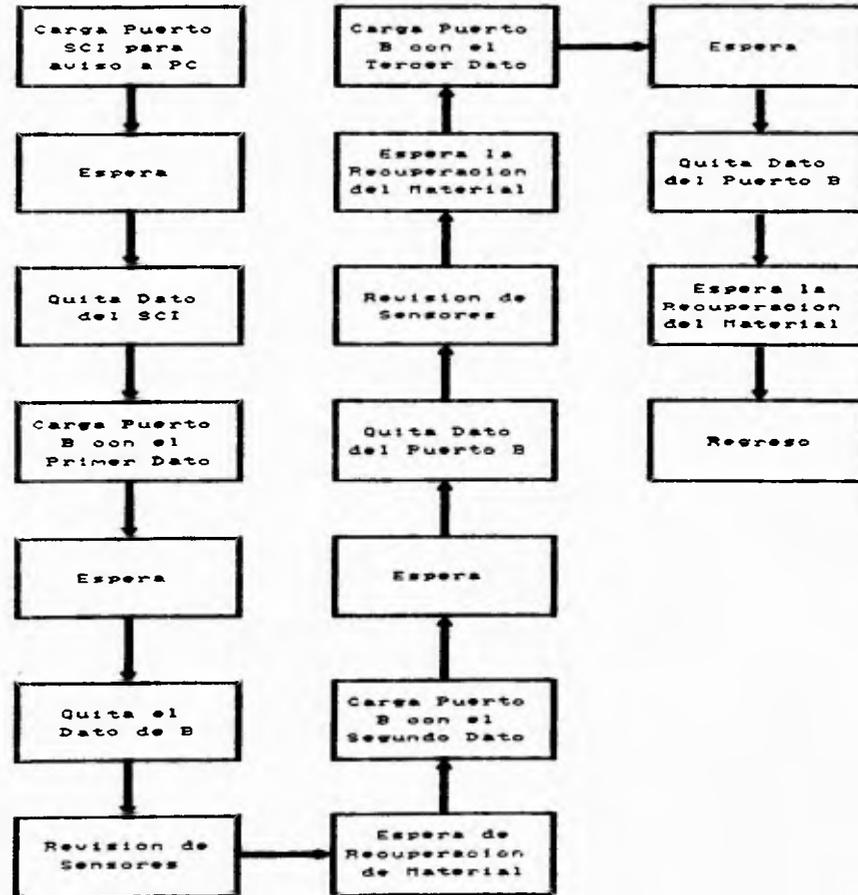
Tacto



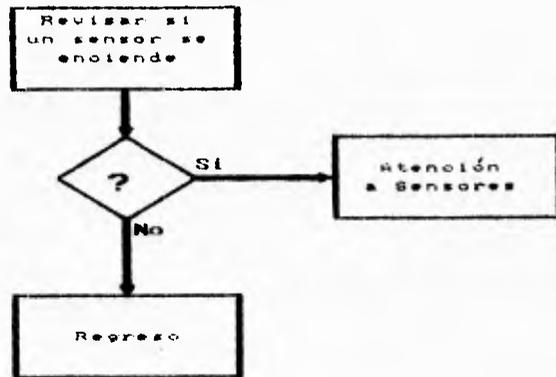
Luz



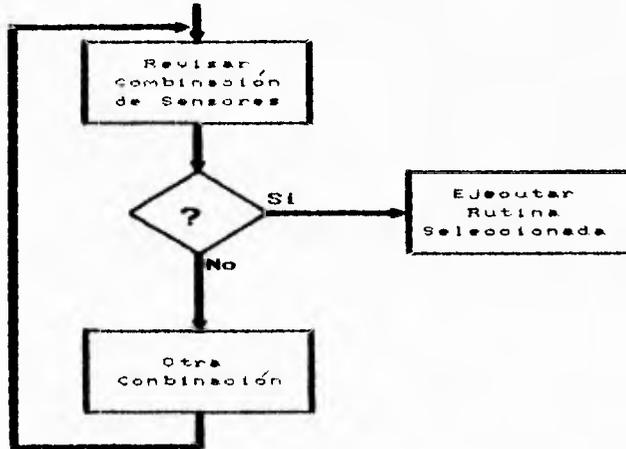
Ruido



Revisión de Sensores



Atencion a Sensores



IV. 5 DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN Y SIMULACIÓN

IV.5.1 Introducción

El diseño de la máscara animada que se ha planteado en párrafos anteriores, debe contar con un sistema que permita al usuario, desde una PC, visualizar el estado en el que se encuentra la máscara, realizar una simulación de los estímulos (luz, tacto y sonido) o movimientos faciales previstos y recibir la información de los sensores ubicados en la máscara.

Para el desarrollo de este programa de interfaz se eligió el lenguaje Visual Basic (VB), en su versión 3.0 para Windows. Como ya se comentó, este lenguaje cuenta con características, tales como el manejo de gráficos, que facilitan su programación y permiten generar aplicaciones para el entorno Windows, lo que proporciona una alta portabilidad y un fácil acceso a este sistema de visualización, ya que basta con que el usuario tenga los conocimientos mínimos del ambiente para poder utilizarlo.

Para el diseño de este sistema se tomaron en consideración los siguientes puntos mínimos:

-El sistema debía contar con una interfaz amigable, es decir que facilitara al usuario su interacción con él, ya sea con el uso de botones o menús de instrucciones que le permitieran realizar la selección entre los movimientos y estímulos disponibles para simular.

Capítulo IV

-El sistema de visualización debía manejar gráficos para representar los diferentes estados en los que se encuentra la máscara.

-Debía ser capaz de enviar al microcontrolador las señales correspondientes a los estímulos y movimientos simulados, al mismo tiempo que presentara en pantalla el gráfico que ilustra la "reacción" de la máscara.

-Por otro lado, debía recibir las señales mediante las cuales el microcontrolador indica que se ha presentado un estímulo externo y de acuerdo a éste presentar en pantalla el gráfico que representa la "reacción" de la máscara.

También se tomó en consideración que para que el usuario interactuara más con el sistema, se requería de una sección en la cual se pudieran programar secuencias de acciones o macros que se puedan utilizar como apoyo para la representación de reacciones de personajes en el ámbito artístico (teatro, cine o televisión) o en la narración de cuentos o historias si el sistema se tiene en algún museo de los denominados interactivos. Para el manejo de dichas macros se requirió del diseño de un Administrador de Macros, en el cual se puedan crear, modificar o borrar dichas secuencias.

IV.5.1.1 Equipo Requerido

Los requerimientos de equipo para poder utilizar este programa de aplicación son los mismos que se necesitan para correr Windows 3.1: una computadora 286 con 2 Mb en RAM, se recomienda monitor a color, disco duro y mouse. Se recomiendan 4 Mb en memoria para optimizar el manejo de los gráficos. Con respecto al software, basta tener

la versión de MS-DOS 3.1 o posterior y contar con Windows 3.1 instalado. No se requiere tener Visual Basic, ya que este lenguaje cuenta con la características de generar programas ejecutables.

IV.5.2 Desarrollo

El siguiente paso fue establecer los movimientos faciales que se representarían en pantalla: los movimientos unitarios (en los que solo se mueve parte de la cara) tales como: parpadeo, cerrar ojo izquierdo, cerrar ojo derecho, abrir boca y alzar cejas y los movimientos colectivos (se mueven dos o más partes de la cara): reacción al tacto (golpe), reacción a la luz y reacción a un sonido fuerte. Una vez definidos, se procedió a trazar bocetos para cada uno de los movimientos y se generaron los gráficos correspondientes utilizando herramientas de presentación, edición y dibujo, tales como Harvard Graphics, Paintbrush y Corel Draw!. Los gráficos que almacenaron utilizando un formato de mapa de bits (.bmp), ampliamente utilizado en Windows y compatible con la mayoría de las aplicaciones de este entorno. Los gráficos generados para los movimientos faciales definidos se mostrarán más adelante.

Posteriormente, se inició el desarrollo del programa mediante el diseño de la ventana principal. Esta ventana, ilustrada en la figura IV.5.2.1 consta de las siguientes partes: una sección de gráficos en la cual se muestra el estado de la máscara de acuerdo al movimiento o estímulo simulado o detectado; la sección denominada Acciones en la cual se elige la acción unitaria a realizar; la sección llamada Estímulos en la cual se selecciona el que se desea simular y la sección denominada Especial en la cual se puede acceder al Administrador de Macros o ejecutar alguna macro. Esta ventana

cuenta con un botón denominado Salir, mediante el cual termina la ejecución de la aplicación.



Figura IV.5.2.1 Ventana principal.

Cuando se elige algún botón de las secciones de Acciones o Estímulos, se ejecutan dos tareas: Mostrar en la sección de gráficos el que corresponde al movimiento o estímulo seleccionado (dichos gráficos se muestran en la figura IV.5.2.2) y activar el control de comunicaciones de Visual Basic.

El despliegue de los gráficos se realiza mediante un control de imagen definido en la ventana principal. Al inicio del programa tiene asignado el gráfico que corresponde a la posición normal de la cara; cuando se activa algún movimiento, este gráfico normal se

sustituye por el correspondiente a la acción o estímulo elegido, se mantiene un cierto tiempo y finalmente se restituye el gráfico de la posición normal.

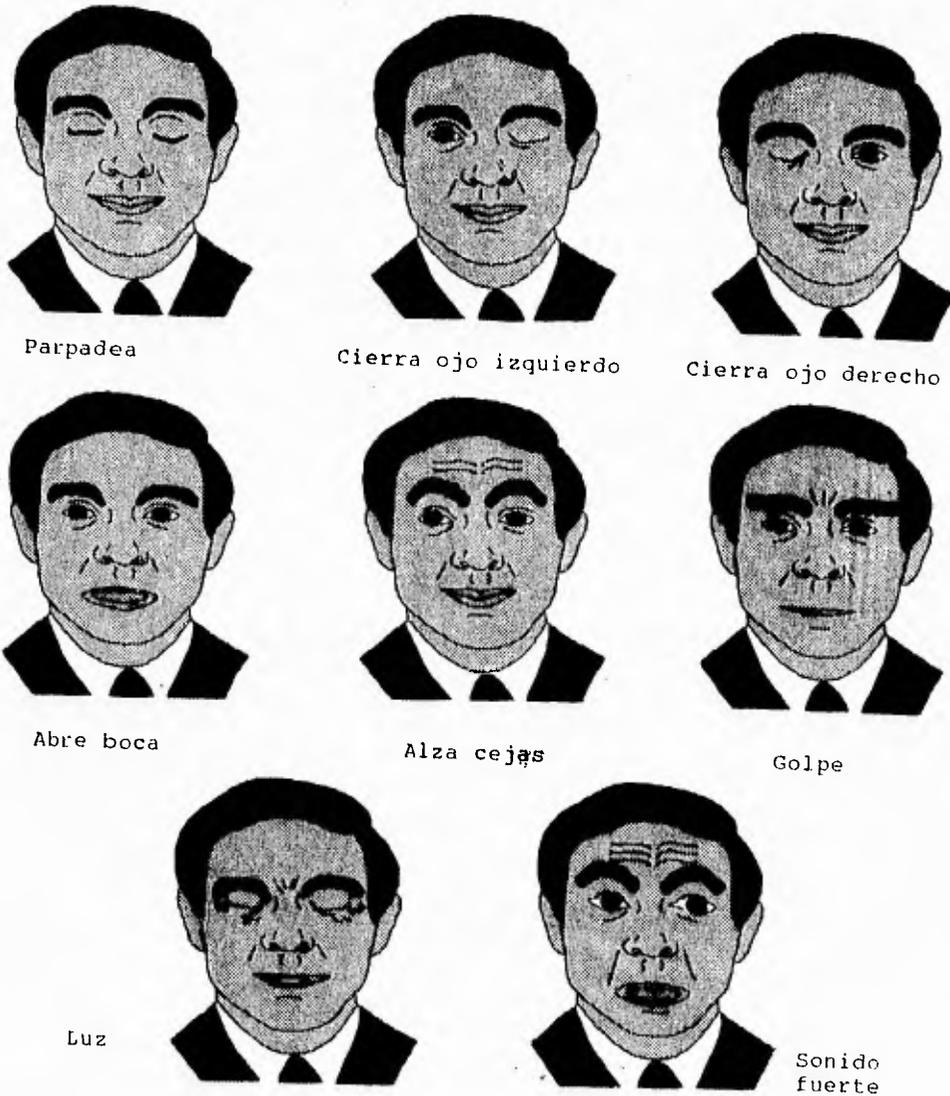


Figura IV.5.2.2 Gráficos de movimientos y estímulos.

El control de comunicaciones es denominado MScComm y se representa en la forma o ventana principal del programa por el botón ). Este control, proporciona a las aplicaciones desarrolladas en VB el manejo de comunicaciones, permitiendo el envío y recepción de datos por medio de un puerto serie.

El control de comunicaciones proporciona dos caminos para el manejo de ellas:

a) El método de manejo de eventos, que se genera cuando un carácter llega u ocurre un cambio en las líneas de Carrier Detect (CD, Detector de acarreo) o Request to Send (RTS, Requisita para enviar). En estos casos se utiliza el evento del control de comunicaciones llamado OnComm para atrapar y manejar estas acciones. Este evento también detecta y maneja los errores de comunicaciones.

b) El método de revisión del control o poleo, en el cual se puede detectar eventos y errores mediante la revisión, después de alguna función crítica del programa, de la propiedad CommEvent del control MScComm en la cual se indica cuál fue el último evento de comunicaciones ocurrido .

Cada control de comunicaciones corresponde a un puerto serial. En este caso, el puerto serial que se utiliza es el Comm2 (Puerto serial 2), con la finalidad de evitar conflictos en computadoras donde el mouse se conecta la puerto serial 1.

Cuando se elige en la ventana del programa alguna acción o simulación de estímulo, se activa el control de comunicaciones para enviar al microcontrolador una cadena de caracteres que identifica la opción elegida; cuando el microcontrolador la recibe ejecuta

las rutinas correspondientes para activar los diferentes "músculos" y generar así las acciones deseadas.

En este diseño el método que se utiliza para manejar las comunicaciones es el de manejo de eventos, ya que cuando el microcontrolador recibe algún estímulo externo envía a la computadora una cadena de caracteres que identifica dicho estímulo. Esta cadena cuando llega al puerto serie genera un evento denominado OnComm para indicar que se han recibido datos; cuando esto ocurre se procede a capturar y decodificar la cadena para identificar el estímulo aplicado y mostrar en pantalla el gráfico correspondiente.

Todo el manejo de las comunicaciones se realiza de una manera transparente para el usuario, además de que éste no puede acceder al control de comunicaciones ya que no se han programado rutinas para eventos (tales como el click, doble click, etc.) aplicados al control MSComm.

Por otro lado, se realizó el diseño del Administrador de Macros definiendo que se requería del uso de archivos para el manejo de los datos. Estos archivos, de acceso aleatorio, constan de registros que tienen un campo para el nombre de la macro y pueden almacenar hasta 20 instrucciones por macro dentro de igual número de campos en los que se almacenan los números asociados a las acciones que puede realizar el sistema. El Administrador de Macros se accesa mediante el botón  de la ventana principal del programa que cuando es presionado genera la ventana mostrada en la figura IV.5.2.3.

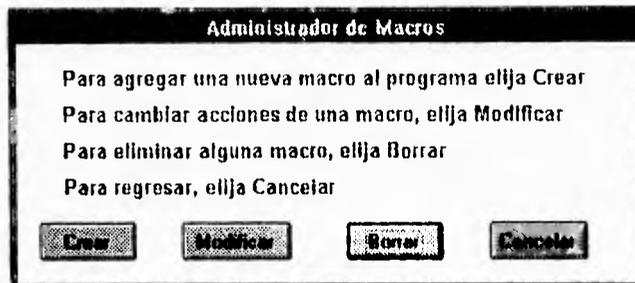


Figura IV.5.2.3 Ventana del administrador de macros.

En esta ventana, se tiene la opción de crear, modificar o borrar macros. Además cuenta con un botón , mediante el cual se regresa a la ventana principal del sistema.

Cuando se presiona el botón  se genera la ventana mostrada en la figura IV.5.2.4, en la cual se realiza la programación de las macros. Esta programación se realiza de una forma muy sencilla: en la lista de acciones disponibles, se selecciona aquella que se desea programar, enseguida se selecciona el cuadro de texto correspondiente al número de acción al que se desea asignar el movimiento. Este procedimiento se realiza cuántas veces sea necesario, pudiéndose modificar las acciones que ya están programadas. Se debe asignar un nombre a la macro con el fin de que pueda ser identificada posteriormente, si el nombre no ha sido definido cuando se da la orden de grabar, se activa la ventana mostrada en la figura IV.5.2.5. Por otro lado, el programa verifica que no exista otra macro con el mismo nombre, en caso de presentarse esta situación, se activa la ventana mostrada en la figura IV.5.2.6.

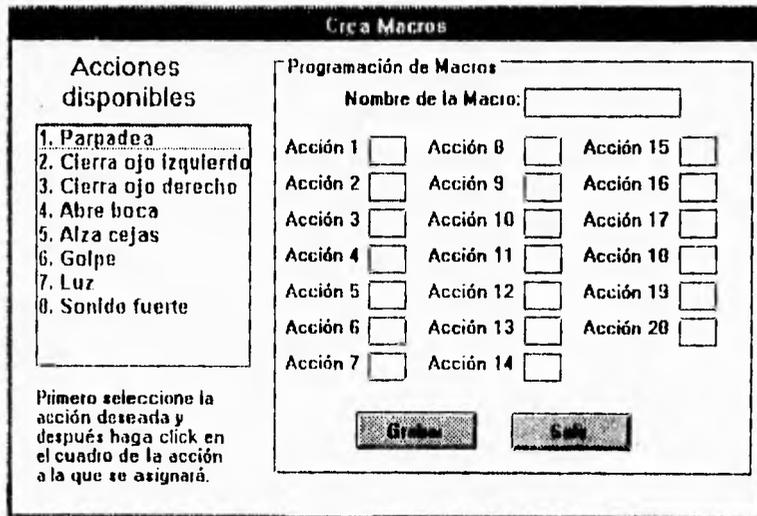


Figura IV.5.2.4 Ventana de creación de macros.

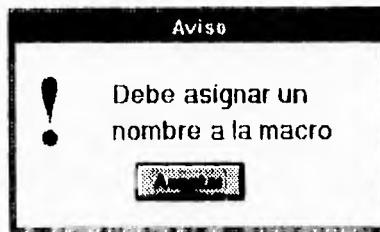


Figura IV.5.2.5 Advertencia de nombre no asignado

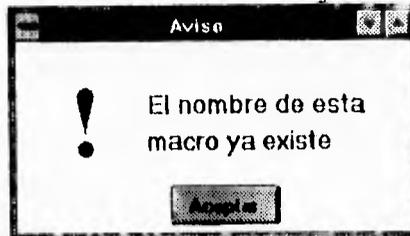


Figura IV.5.2.6 Advertencia de nombre ya existente.

La grabación de la macro se realiza mediante el botón , el cual al ser presionado abre el archivo denominado MACROS.DAT, verifica que no exista una macro con el mismo nombre, guarda la nueva macro y limpia todos los cuadros de texto de ventana, con el fin de quedar disponible para una nueva grabación. El botón  permite regresar a la ventana del Administrador de Macros, si ya no se desea grabar o se han terminado de programar las macros.

La modificación de una macro se activa utilizando el botón  del Administrador de Macros. Cuando se presiona dicho botón, se presenta la ventana mostrada en la figura IV.5.2.7. En esta ventana, se muestra una lista con los nombres de las macros existentes en el archivo MACROS.DAT, en la cual se elige la que se desea cambiar. Cuando se selecciona alguno de los nombres se presenta, en los cuadros de texto de la sección denominada Modificar Macro, las acciones programadas en dicha macro. El procedimiento para cambiar alguna de las acciones de la macro es similar al de creación: seleccionar primero la acción en el cuadro correspondiente y después el cuadro de texto al que se cambiará el contenido. También es posible modificar el nombre de la macro; el programa se encargará de verificar que tenga un nombre y que éste no exista; de presentarse alguna estas situaciones, se mostrarán las ventanas ilustradas en las figura IV.5.2.5 y IV.5.2.6 respectivamente.

La modificación de la macro se realiza mediante el uso del botón , el cual al ser accionado abre el archivo MACROS.DAT, verifica el nombre de la macro, sobrescribe la nueva información a la anterior, actualiza la lista de macros (en caso de que se haya modificado el nombre de alguna) y limpia todos los cuadros de texto para permitir la modificación de otra macro. Al igual que en la creación, el botón

 permite regresar al Administrador de Macros cuando se han terminado las modificaciones o ya no se desea usar esta opción.

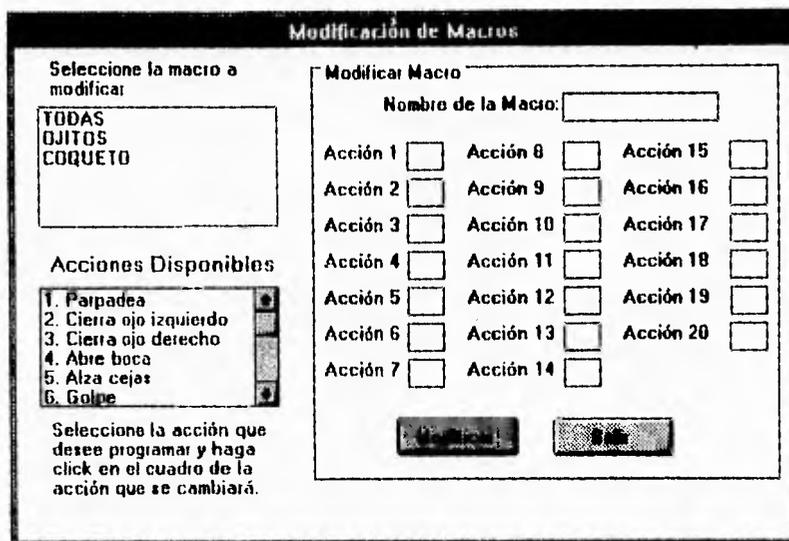


Figura IV.5.2.7 Ventana de modificación de macros.

Se pueden eliminar macros que ya no se desean conservar mediante el uso del botón de  del Administrador de Macros. Cuando se presiona dicho botón, se presenta la ventana ilustrada en la figura IV.5.2.8. En esta ventana se muestra la lista de las macros almacenadas en el archivo, en la cual se selecciona aquella que se desea eliminar. El procedimiento de eliminación se inicia con el botón , el cual al ser presionado confirma, mediante el cuadro de la figura IV.5.2.9, la macro a borrar.

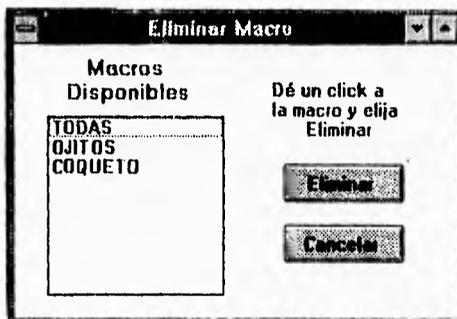


Figura IV.5.2.8 Ventana de eliminación de macros.

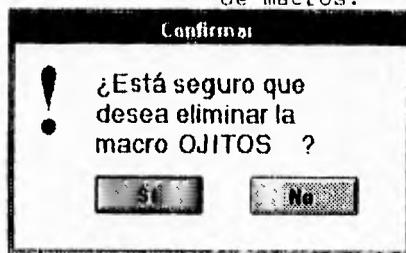


Figura IV.5.2.9 Ventana de confirmación para eliminar macros.

En caso de presionar el botón  se procede a eliminar el registro correspondiente del archivo MACROS.DAT, utilizando un archivo de transición denominado BORRAR.DAT, el cual en casos extremos (eliminación, daño, etc.) puede utilizarse para sustituir el archivo MACROS.DAT copiándolo con este último nombre con los comandos correspondientes del Administrador de Archivos de Windows o del sistema operativo. Cuando el registro ha sido eliminado, se procede a regresar al usuario a la ventana de eliminación y a realizar la actualización de la lista de macros. En caso de no querer borrar el archivo indicado, basta con presionar el botón  para regresar a la ventana de eliminación.

Al igual que en las opciones de Crear y Modificar, el botón  permite regresar al Administrador de Macros.

Por último, en la ventana principal, dentro de la sección Especial se cuenta con el botón de , el cual al presionarse muestra la ventana ilustrada en la figura IV.5.2.10.

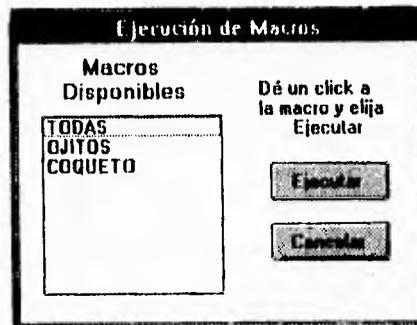


Figura IV.5.2.10 Ventana de ejecución de macros.

Esta ventana muestra una lista de las macros existentes; en la cual se selecciona la macro que se desea ejecutar. La ejecución de la macro se inicia con el botón  y los movimientos se visualizan en la sección de gráficos de la ventana principal del sistema. Cuando se ejecuta una macro, el programa obtiene del registro los números asociados a cada una de las acciones y de acuerdo a ese número muestra el gráfico en la pantalla y envía al microcontrolador la cadena de caracteres asociada al movimiento utilizando el control MSComm. El botón  proporciona el regreso a la ventana principal del sistema.

IV.5.3 Conclusiones

Durante el desarrollo de este sistema de visualización y simulación, se trataron de cubrir los puntos planteados en la introducción de este apartado, sin embargo, es factible realizar mejoras en él que permitan una mejor explotación del material para el que fue creado.

Dentro de estas modificaciones se pueden considerar la creación de nuevos botones para más acciones y a su vez, éstas necesitarían que se diseñaran nuevos gráficos para su representación en la pantalla.

Por otro lado se pueden requerir macros más complejas en las cuales 20 acciones no resulten suficientes, en este caso, sería bueno contar con una herramienta dentro del programa que permitiera ligar macros, es decir, hacer macros de macros (a las que se pueden denominar supermacros) lo que proporcionaría un total de 400 acciones por cada supermacro (20 macros de 20 acciones cada una).

Al ser este un programa creado expreso para la utilización de los cables musculares, se puede tomar como base para el desarrollo de nuevos programas para aplicaciones que utilicen dichos cables y que requieran ser controlados por una microcomputadora.

IV.6 INTEGRACIÓN DEL SISTEMA

En los puntos anteriores se han diseñado y descrito los diferentes subsistemas que intervienen en el proyecto. Estos subsistemas se han tratado de forma independiente en cada caso, pero siempre considerando los requisitos para formar parte integral del sistema completo, es decir, tomando en cuenta compatibilidad de cada una de las señales que se manejan en las distintas partes.

Toca ahora la descripción de cómo se integran todos estos elementos así como de los problemas que se presentan al realizar dicha integración.

En primer lugar, se utiliza una computadora personal en la cual el usuario visualiza el estado actual de la máscara y que a su vez puede utilizar como simulador de dichos estímulos mediante el uso de los diferentes botones de la pantalla y para programar y ejecutar movimientos aislados y/o secuencias de éstos.

La computadora recibirá, por parte del microcontrolador, un dato por el puerto serie que corresponde a un cierto estado llevando a cabo las rutinas, en pantalla, que representan los movimientos de la máscara. Por otro lado, es por el mismo puerto que la computadora enviará los datos correspondientes a la simulación de los estímulos o la secuencia programada por el usuario al mismo tiempo que muestra en pantalla las acciones a realizar.

La computadora personal se conecta al microcontrolador mediante un cable DB25 y un circuito RS232.



A su vez, el microcontrolador será el encargado de monitorear los estímulos externos captados por los sensores que se encuentran situados en la máscara y de ejecutar una rutina determinada para cada uno de ellos, enviando también el estado en el cual se encuentra la máscara para ser visualizado en la pantalla de la computadora por el usuario. Como ya se mencionó, además de tomar estas acciones, el microcontrolador ejecuta los movimientos que son ordenados por el usuario desde la computadora.

Para llevar a cabo las tareas que le corresponden, el microcontrolador recibe las señales de los sensores por las tres terminales de entrada del puerto A y envía las señales de habilitación de los alambres musculares por las terminales del puerto B. Cabe mencionar que el sistema puede hacerse más complejo de manera que se tuvieran más puntos de control, lo que provocaría que se emplearan mayor cantidad de terminales de salida de los puertos disponibles o que se multiplexaran las salidas.

Las señales de habilitación son recibidas por inversores de tres estados en los cuales el tercer estado se controla por medio de un circuito astable que permite limitar la potencia consumida por los alambres para preservar la integridad del material. Cada uno de los inversores está conectado a un opto-acoplador que permite aislar la etapa de potencia para protección del microcontrolador. Esta etapa consta de un arreglo de transistores conectados en configuración de emisor común que operan en las regiones de corte y saturación, permitiendo el paso de la corriente por el alambre muscular que corresponde a la porción de la máscara que se desea activar.

Tanto el microcontrolador, los sensores y la etapa de potencia cuentan con un sistema de alimentación de 5 V.C.D. y 3 A que les proporciona la energía requerida para su funcionamiento.



Además se cuenta con la máscara, en la cual se encuentran ubicados los alambres musculares que le proporcionan el movimiento y los sensores de los estímulos externos. Cuando los sensores detectan alguna señal, ésta llega al microcontrolador por medio de un circuito de acoplamiento que permite tener niveles de voltaje adecuados para ser procesados por él.

La figura IV.6.1 muestra el diagrama de bloques del sistema completo.

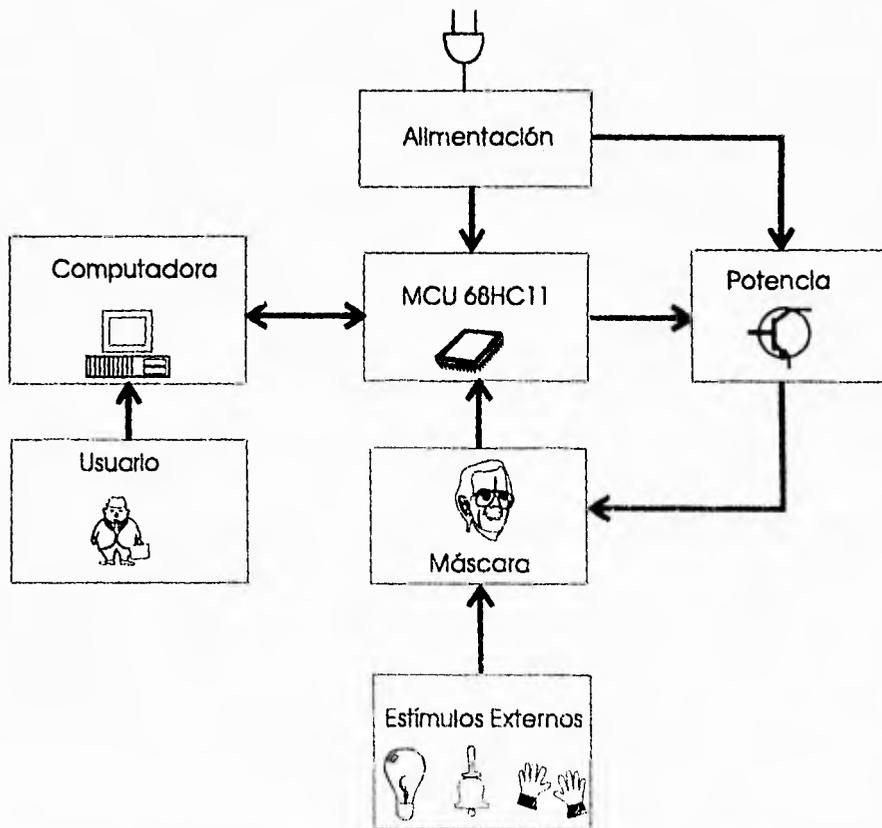


Figura IV.6.1 Diagrama de bloques del sistema completo

En la figura IV.6.2 se muestra el diagrama eléctrico completo del sistema.

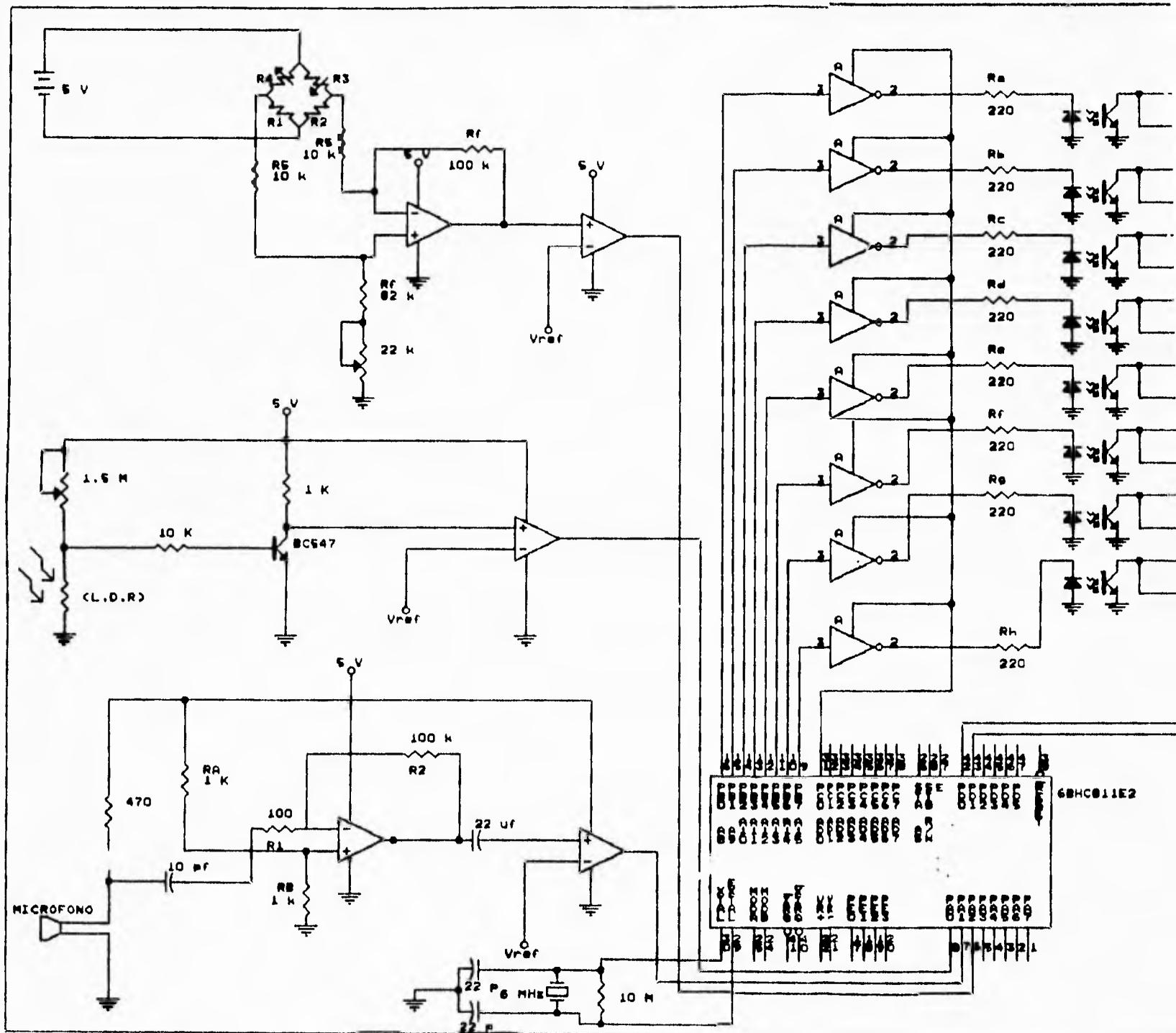
Para lograr la integración del sistema se deberá desarrollar cada uno de los subsistemas de forma independiente, probando su funcionamiento por separado, corrigiendo las fallas que se presenten durante las pruebas y haciendo las modificaciones pertinentes de manera que el desempeño sea el adecuado, evitando con esto posibles problemas al hacer el acoplamiento con los demás.

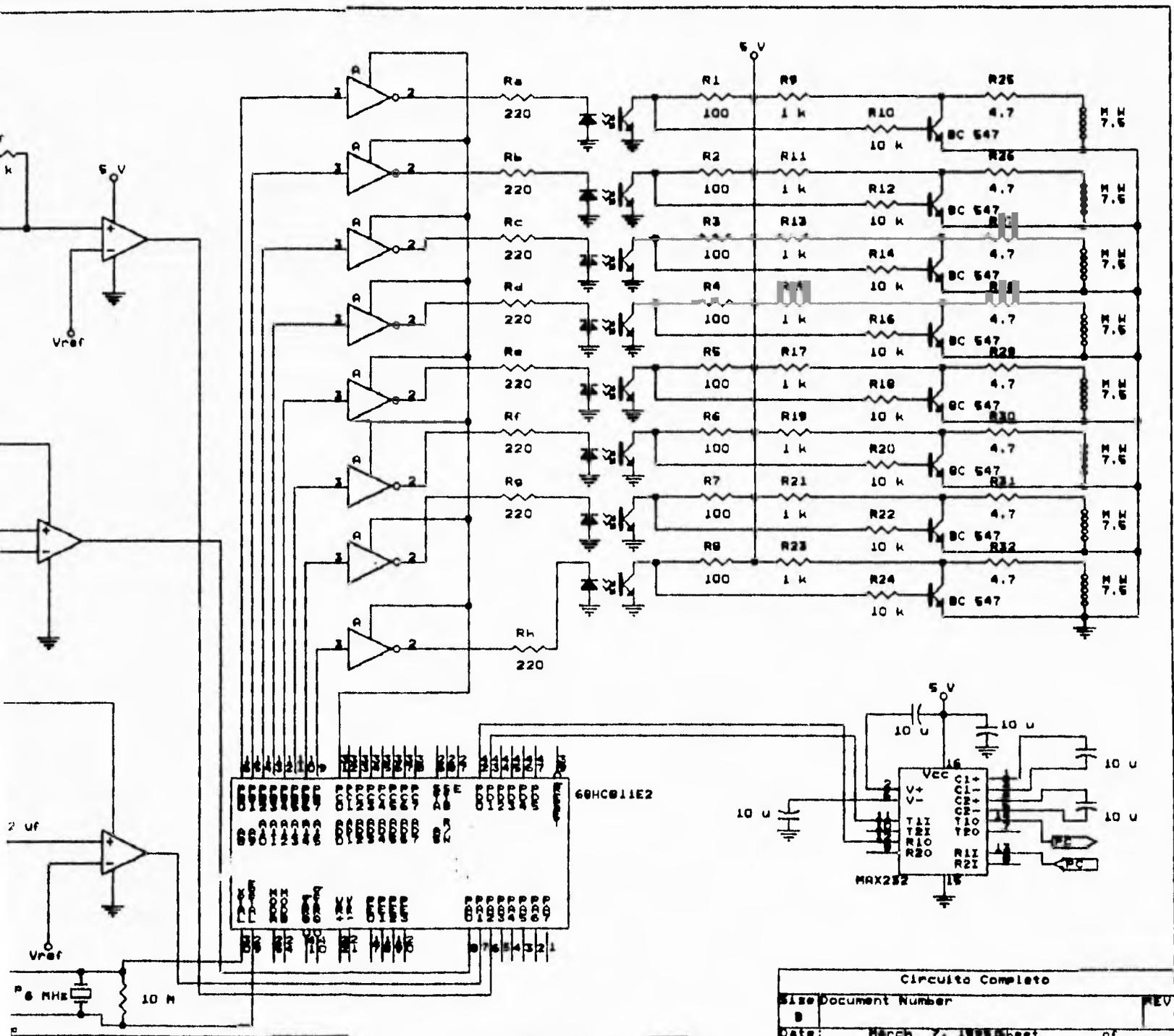
La integración del sistema se efectuará de la siguiente manera:

En primer lugar se acoplarán la computadora personal y el microcontrolador. Debido a que los programas de la computadora y del microcontrolador se hicieron y probaron de manera independiente, deberá probarse de antemano el circuito de interfaz RS-232, que cambia los niveles de voltaje de la salida del puerto serial de la PC de +10V y -10V a los niveles que maneja el microcontrolador y su puerto de comunicación serial asíncrona de 0V y 5V, para que los problemas que se pudiesen presentar en la comunicación no sean causados por un mal funcionamiento de ésta.

Una vez que se tiene la certeza de que, eléctricamente, los circuitos de comunicación trabajan adecuadamente se procederá, mediante el uso de un programa simulador para el HC11, a ejecutar un programa de prueba que se cargará a la memoria RAM del microcontrolador que permita verificar que éste recibe la información en forma correcta y que ejecuta las acciones correspondientes.







Circuits Complete
 Size Document Number REV
 B
 Date: March 7, 1988 Sheet of

Después de haber concluido con las pruebas mencionadas en el párrafo anterior, se procederá a llevar a cabo pruebas con el programa de la aplicación cargado en la memoria EEPROM del HC11 y enviando datos desde el simulador que sustituyan los diferentes estímulos que transmitiría el programa de la computadora personal.

También se deberá comprobar que las señales provenientes de los sensores y sus circuitos de acoplamiento, probados por separado con anterioridad, sean recibidas correctamente por el microcontrolador y que éste, ejecute las rutinas correspondientes.

Cuando el programa del microcontrolador ha sido plenamente probado, se podrá realizar la siguiente acción que consistirá en efectuar pruebas del programa de la PC en conjunto con el programa del HC11. El procedimiento anterior facilitará identificar los posibles puntos de conflicto en el funcionamiento del sistema.

Normalmente, cuando se lleva a cabo el proceso de realización de un nuevo proyecto, se sigue una secuencia lógica que facilita el desarrollo final del sistema a construir.

En las etapas de desarrollo de un sistema se cuenta con una donde se definen los objetivos del proyecto, una de análisis de los problemas que tienen que ser resueltos para alcanzar los objetivos, una de propuesta de solución de dichos conflictos, una de diseño, una de construcción y evaluación de un prototipo y una de conclusiones.

A través de los capítulos que se han revisado hasta el momento, se han cubierto las etapas mencionadas casi en su totalidad; la etapa de evaluación del diseño propuesto originalmente, se cubre en este punto y sólo restan la implementación de un prototipo (del que se hablará posteriormente) y la de conclusiones.

Dentro de la etapa a la que se ha llamado integración del sistema, se encuentra la evaluación del proyecto. A pesar de que cada subsistema ha sido evaluado por separado es, hasta que se integra el sistema completo, que se pueden realizar pruebas al conjunto y determinar si se tienen que llevar a cabo ajustes o cambios en él.

En el proceso de integración que se ha mencionado se exponen los pasos a seguir para hacer funcionar el sistema de manera confiable. Sin embargo, es normal que, a lo largo de cualquier procedimiento similar, el diseñador se enfrente con distintas dificultades que no necesariamente indican que el diseño sea incorrecto o poco adecuado, también puede significar que se requieren ciertas consideraciones adicionales en cuanto a la confiabilidad de los circuitos integrados y los arreglos propuestos por los fabricantes de ellos o, que simplemente, se cuenta con material o equipo defectuoso.

Para poder distinguir entre los problemas causados por una u otra parte de los componentes o para poder identificar las razones por las cuales no se consigue un funcionamiento óptimo, es recomendable eliminar al máximo la presencia de puntos de conflicto que dificulten el monitoreo durante las pruebas que se realicen.

Los pasos de los que se ha hablado han quedado establecidos en los primeros párrafos de esta sección del trabajo.

De cualquier manera, no siempre se pueden evitar por completo las causas que provocan el mal funcionamiento y, en consecuencia, se tendrán que enfrentar diversas situaciones anómalas.

El proyecto de tesis que se desarrolla no queda exento de estar en esta situación y cabe la posibilidad de que se presenten algunos problemas adicionales a los enfrentados a lo largo del desarrollo aislado de cada una de sus partes.

En general, cuando se tienen en un diseño elementos o circuitos que funcionan bajo las reglas de la lógica binaria, no se encuentran problemas siempre y cuando el sistema cuente con una alimentación confiable, un aislamiento adecuado y circuitos integrados de buena calidad. Los circuitos integrados normalmente ejecutarán las tareas para los cuales fueron construidos y, si el diseño es correcto, se reducirá la probabilidad de que se encuentren dificultades.

En la práctica no siempre se hacen todas las consideraciones pertinentes debido a que el tiempo y los costos constituyen factores importantes que limitan los recursos que se dedican a todas las etapas de un proyecto. Como sea, los problemas que se encuentran se tendrán que resolver durante la puesta a punto de los prototipos y a medida que se adquiera experiencia, se estará en mejor posición para evitar o reducir las posibilidades de encontrarse con situaciones adversas.

IV.7 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO.

IV.7.1 Diseño.

Uno de los propósitos de este trabajo es dejar de manifiesto que el Flexinol es una alternativa para construir sistemas anteriormente no realizables por cuestiones de espacio, mantenimiento, etc. El diseño del sistema expone los puntos favorables de la aleación pero, sin duda alguna, una forma de sustentar las aseveraciones que se han hecho a lo largo de esta tesis es demostrando, físicamente, la operación del material objeto de estudio. Con esta finalidad se desarrolló la implementación de un prototipo que es una variación del diseño original por medio del cual, sin llegar a construir el diseño propuesto en primera instancia, se tendrá la oportunidad de evaluar el software necesario para que el usuario interactúe con el sistema y el software requerido para que el microcontrolador reciba y ejecute las órdenes y atienda los estímulos del exterior, además de observar directamente el desempeño del material como un nuevo horizonte en la generación de movimientos.

Existen diferentes razones para no realizar el sistema como se plantea en la parte de diseño. A pesar de que se haya tomado en cuenta el factor económico para la elección de los elementos que conforman las diferentes partes del él, esto no significa que la realización de éste tenga un bajo costo en cuanto a un trabajo de tesis se refiere. Por otro lado, como ya se ha comentado, existen partes del proyecto original que, para llevarlas a cabo, se necesita del trabajo interdisciplinario de manera que el resultado final sea el esperado; no queda por demás que se comente que el factor tiempo es otro más que se tiene que tomar en cuenta y que influye de manera notable en un trabajo de esta naturaleza.

Para esta implementación se contemplaron los siguientes cambios:

1. Material de contracción: En el diseño original se utilizó la aleación de Niquel-Titanio fabricado en forma de alambre con un diámetro de 150 μm , sin embargo, ya que el manejo del material no es tan sencillo como se pensaba en un principio, se decidió sustituirlo por pistones (actuadores) fabricados con la misma aleación y disponibles en el mercado.

Los pistones tienen la capacidad de contraerse aproximadamente 19 mm. y pueden levantar, según sus especificaciones, hasta 450 gr. mientras que su peso es tan sólo 10 gr. Están formados por un cilindro metálico que en su interior contiene un alambre muscular en forma de espiral que tiene sujeto, a uno de sus extremos, una placa metálica con dos orificios que se desliza hacia adentro y afuera del cilindro y una placa plástica con un orificio en el otro. En esta placa se encuentra fijo el extremo de un resorte que rodea el cilindro metálico y que tiene como función el dar protección contra sobre esfuerzos provocados por exceso de corriente o peso.

La placa metálica deslizante y el cilindro metálico actúan como terminales de alimentación para el alambre con memoria de forma en el interior del pistón. La figura IV.7.1.1 ilustra la configuración de un pistón eléctrico y sus especificaciones se mencionan en el Apéndice C.



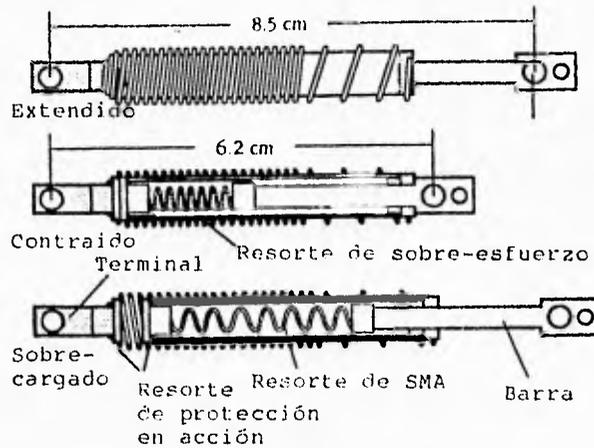


Figura IV.7.1.1 Configuración de un pistón eléctrico.

Estos actuadores fueron elegidos por la facilidad que presentan para aplicarles el voltaje y para su fijación, por el espacio que ocupan, el peso con que cuentan y la fuerza que son capaces de ejercer, además de ser relativamente más económicos respecto a los alambres independientes y tener la seguridad de ser un producto probado previamente.

2. Presentación: Al igual que el material que proveerá el movimiento sufrió cambios substanciales derivados de circunstancias que a continuación se describen.

En la sección en la cual se plantearon las alternativas que se consideraron para la elección de la estructura mecánica, se llegó a la conclusión de que un "cráneo" metálico con una mandíbula provista de movimiento y soportada en una base de madera que alojaría los demás elementos del sistema sería la mejor elección.

En forma práctica se tiene que, si el proyecto se desarrolla físicamente para una institución educativa, un museo interactivo, para el área cinematográfica o de entretenimiento, se contarán con recursos suficientes para construir, en su totalidad el prototipo resultado del diseño de la aplicación con todos los componentes propuestos idealmente. Incluso, el grado de complejidad de dicha aplicación, su presentación y el realismo alcanzado con ella, se verían mejorados sobre todo si se considera que el desarrollar estos proyectos con tecnologías actuales es sumamente costoso.

Sin embargo, para alcanzar los objetivos propuestos por este trabajo de tesis, se ha dejado claro que el desarrollo completo del proyecto es, en sentido práctico, no realizable.

En lo que a la presentación se refiere, como ya se ha comentado, existirán cambios. Estos cambios consistirán en lo siguiente:

La aplicación no estará basada en la animación de una máscara de látex propiamente. Se ha encontrado que, en el mercado común, solamente se tienen disponibles máscaras de este material con características muy pobres. Esto es, el látex con el cual están fabricadas es grueso en extremo lo que dificulta un movimiento real y uniforme. Dichas máscaras son también muy rígidas y no tienen todas las partes de la cara bien definidas por lo que las secciones no se pueden mover independientemente como se desea.

La estructura mecánica de soporte es sumamente cara y requiere de personal especializado para su construcción. Finalmente, la base en la cual se situarían los

demás elementos resulta poco conveniente si las demás partes no son las elegidas en la propuesta de diseño.

De aquí que se haya pensado en un forma alternativa para cumplir las expectativas de probar el funcionamiento del material y proponerlo como un nuevo camino que seguir. Después de considerar, de manera abstracta, algunas opciones, se decidió que se desarrollaría un prototipo que fuera, de alguna manera, similar a la máscara. Es decir, se eligió la idea de simular algunos de los movimientos que presentaría el diseño original para reproducirlos de manera más sencilla.

La forma simplificada de la máscara estará constituida por una base de madera sobre la cual se instalarán dos cejas hechas de un material ligero y liso llamado comercialmente estireno, una boca cuyos labios se implementarán con el mismo material, un par de ojos que se fijarán en dos orificios en la base de madera (construidos con esferas de unicel y recubiertos con plástico para simular los párpados) y todo se cubrirá con un material esponjado que proporcione volumen y textura a las facciones de la cara.

La presentación contará con cuatro movimientos que son: el cierre y apertura independiente de los ojos, el cierre y apertura de la boca y el movimiento vertical hacia arriba de las cejas.

Los movimientos se lograrán con la utilización de los pistones eléctricos descritos con anterioridad, que estarán fijos en la madera y cuyo movimiento estará asistido con el uso de resortes para una recuperación más rápida.

En párrafos posteriores se describe con más detalle el diseño, construcción y funcionamiento de la implementación.

Los puntos se limitaron a solo cuatro, debido a que con este número de actuadores se pueden simular los movimientos mínimos para los fines que se persiguen.

3. Alimentación: De las características eléctricas de los pistones se puede ver que consumen, cuando trabajan en el rango recomendado, una corriente de aproximadamente 5 A.

Si se toma en cuenta que se tendrán cuatro pistones para lograr los movimientos mencionados, se tendrá que poder suministrar la corriente total requerida en un momento dado. Utilizando un factor de 0.8 para esta corriente, la fuente deberá ser capaz de proveer alrededor de 16 Amperes.

Es por esta razón que el diseño original de los circuitos de alimentación y de potencia tiene que ser modificado. Empleando transistores de potencia para controlar el suministro de la corriente y haciendo uso de un arreglo de resistencias que facilite el limitar la misma, la fuente de alimentación de energía empleada para excitar los pistones eléctricos será una batería automotriz que es capaz de proveer altas corrientes a voltajes más o menos pequeños.

El cálculo del arreglo de resistencias así como la disposición de los transistores y sus elementos asociados se muestran más adelante.



4. Sensores: En el caso de éstos, se pueden distinguir algunas diferencias sustanciales. En el diseño original se contemplan 3 sensores que son: una galga extensométrica o strain gauge, una foto resistencia y un micrófono.

Se encontró que las galgas eran relativamente difíciles de conseguir comercialmente además de tener un precio elevado por lo que se optó por utilizar algún dispositivo que sustituyera, de alguna manera, la acción de éstas. La propuesta, para que fuera lo más simple posible, fue el uso de uno o más microinterruptores que se colocarían cubiertos por una superficie que permitiera establecer una zona de sensibilidad.

La localización de el o los microinterruptores sería similar a la que originalmente tendrían las galgas, es decir, en las mejillas.

Los sensores de luz y sonido no sufrieron cambios ya que éstos no presentan mayores problemas y se encuentran en el mercado con regular facilidad.

Las fotoresistencias se colocarán cerca de los ojos, mientras que el micrófono ocupará un lugar cercano al que tendrían las orejas.

Mayores detalles de los arreglos propuestos para los sensores se muestran en las figuras que corresponden a los párrafos que tratan el tema, un poco más adelante.

5. Microcontrolador: Otro cambio notable que presenta la implementación de un prototipo respecto al diseño original, es el microcontrolador que se utilizará para controlar las acciones del sistema.



En el planteamiento inicial se llegó a la conclusión de que el microcontrolador que mejor se adaptaría para llevar a cabo las tareas destinadas a ese subsistema, sería el MC68HC811E2. Sin embargo, se enfrentaron algunas dificultades en cuestión de precio y tiempo ya que, en el mercado nacional, solamente se podía conseguir junto con una tarjeta de evaluación, lo que elevaba considerablemente el precio estimado. Por otro lado, para adquirirlo de forma individual se tendría que esperar un lapso de tiempo que entorpecía el desarrollo del trabajo que se realizaba. De ahí que se tuviera que optar por otra alternativa que cumpliera suficientemente con los requerimientos del sistema. Esta opción fue el MC68HC11A1 que se encontró con mayor facilidad y que proporciona prácticamente las mismas ventajas del propuesto en un principio con la única excepción, de que su capacidad de memoria es más reducida lo cual limita la complejidad del programa que se pueda desarrollar. De cualquier manera, para cumplir con el propósito de demostrar el funcionamiento del material y del programa de la aplicación, la capacidad de éste, era suficiente.

6. Programas: Respecto al software desarrollado para el microcontrolador y la PC, cabe mencionar que los cambios que se tuvieron que llevar a cabo fue en la rutina de retardo del microcontrolador y en eliminar algunas rutinas que no se utilizaría en la demostración, que se ejecuta al accionar los "músculos" y durante los periodos de recuperación de los mismos dado que el ciclo de trabajo del pistón es mucho mayor que el de los alambres, como se puede consultar en tabla de características de los pistones. A pesar de que el programa original del microcontrolador considera ocho puntos de control y la implementación solamente cuatro, no es necesario modificarlo, ya que los cuatro puntos sobrantes no estarán conectados y esto no afecta el desempeño del sistema.



IV.7.2 Implementación.

Una vez que se establecieron los cambios requeridos en el diseño original para lograr la implementación del prototipo, se procedió a diseñar las nuevas partes.

Como ya se mencionó anteriormente, se utilizará una base de madera en la cual se fijarán las partes de la cara, los pistones, resortes, hilos y cables que permitirán generar los movimientos.

Las cejas están elaboradas con estireno. El movimiento de ellas se da de forma simultánea mediante el uso de un solo pistón sujeto, mediante hilo nylon, a los extremos interiores de las mismas y ubicado dentro de la estructura de la nariz. Para agilizar la recuperación de los pistones a su posición original, los mismos extremos de las cejas se encuentran sujetos, en su parte superior, a un par de resortes situados en la parte posterior de la tabla y que ejercen una fuerza en sentido contrario a la de los pistones. La figura IV.7.2.1 muestra este arreglo.

Los ojos tienen movimientos independientes. El globo ocular se encuentra simulado con una esfera de unicel de 6 cm de diámetro y para representar el párpado superior se cubrió la mitad de la superficie de la esfera con un material plástico y liso, que permite un fácil deslizamiento. Para el movimiento de los ojos, la cubierta plástica está sujeta, por medio de hilo nylon, a un pistón y a un resorte opuestos entre sí, lo que permite la restauración de la posición del párpado del ojo. La figura IV.7.2.2 ilustra la disposición antes descrita.

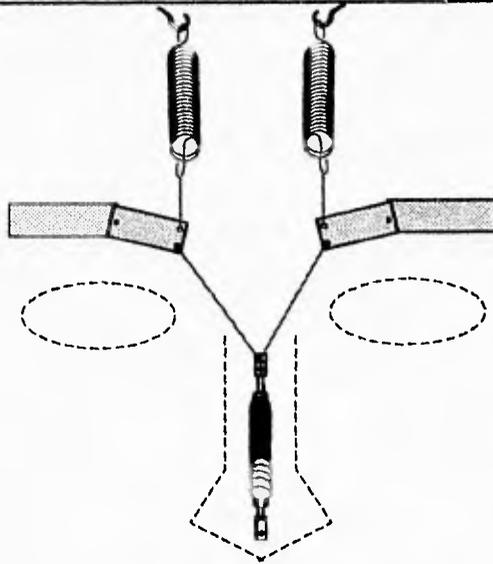


Figura IV.7.2.1 Ubicación de actuadores en las cejas.

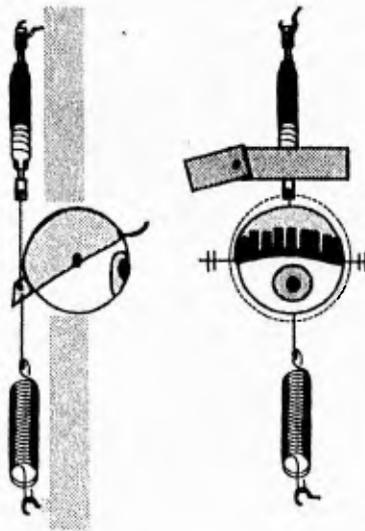


Figura IV.7.2.2 Configuración de los ojos

Capítulo IV

En el caso de la boca, se colocó una base de estireno para reducir los efectos de la fricción provocada por la madera y unas guías para limitar el desplazamiento del labio inferior construido también con estireno. El movimiento de la boca se consigue de manera análoga a la de las otras partes: un resorte sujeto a la parte superior del labio y fijado al reverso de la tabla, que facilita la restitución de la posición de éste cuando el pistón, sujeto a la parte inferior, deja de ejercer su acción. La figura IV.7.2.3 muestra la configuración de la boca.

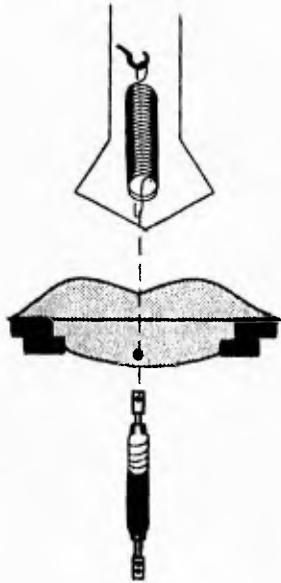


Figura IV.7.2.3 Configuración de la boca

Para lograr un mayor realismo en la implementación, toda la superficie facial se recubrirá con un material afelpado, que permita darle volumen, color y textura.

Como ya se explicó, se tendrán sensores de luz, tacto y sonido en este prototipo. La figura IV.7.2.4 muestra la ubicación de dichos sensores.

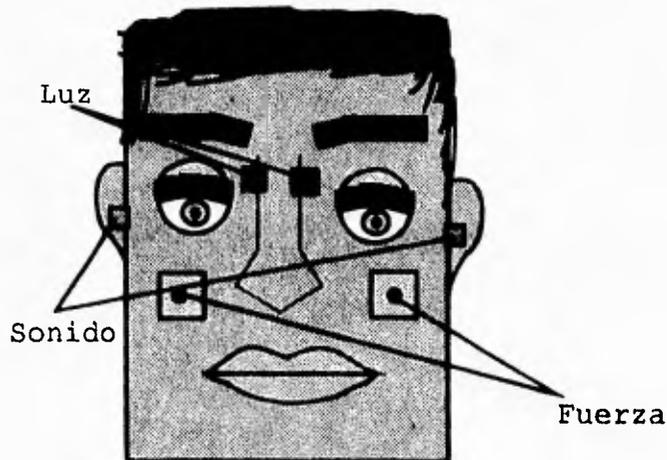


Figura IV.7.2.4 Ubicación de los sensores

El circuito utilizado para el microinterruptor que sustituirá a las galgas extensométricas se muestra en la figura IV.7.2.5, este circuito es una configuración básica del MC-14106B (Schmitt Trigger) y permite evitar los rebotes cuando el interruptor es presionado. El valor de la resistencia se obtiene a partir de la relación:

$$t_w = RCLn \frac{V_{DD}}{V_T^+}$$

donde t_w es el tiempo de duración del pulso, V_{DD} es el voltaje de alimentación; V_T^+ es el voltaje de salida y es aproximadamente igual a $V_T^+ = \frac{2}{3} V_{DD}$.

Fijando el capacitor a $10 \mu F$, teniendo un voltaje de alimentación de $5 V$ y considerando que el tiempo de duración del pulso de salida sea $30 ms$, se tiene:



$$30 \times 10^{-3} = R(10 \times 10^{-6}) \ln \frac{5}{\frac{10}{3}}$$

$$\frac{30 \times 10^{-3}}{(10 \times 10^{-6}) \ln \frac{15}{10}} = R$$

$$R = \frac{3 \times 10^3}{0.4055} = 7.4 \text{ k}\Omega$$

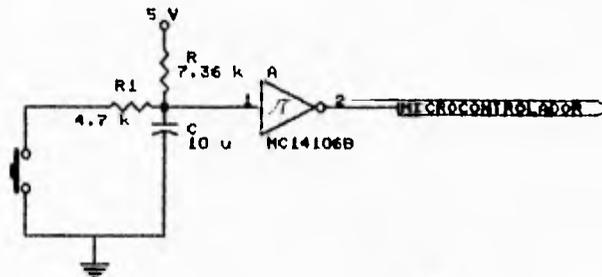


Figura IV.7.2.5 Circuito sensor de tacto

El circuito de alimentación para el subsistema de potencia que permite la excitación de los pistones consta de un arreglo de resistencias cuyos cálculos obedecen a las corrientes máximas y mínimas que tendrán que suministrarse, según el número de pistones que trabajen simultáneamente. Dado que se están manejando corrientes de 5 A por cada pistón, se deben utilizar transistores de potencia capaces de soportarlas. El circuito descrito se muestra en la figura IV.7.2.6 y su análisis es el siguiente:

Para obtener el voltaje V_{cc} a la entrada de la resistencia de colector de cada transistor se utiliza la siguiente fórmula:

$$V_{cc} = \frac{V_{DD}(R_A)}{0.47 + R_A}$$

donde R_A es el paralelo de la resistencia de 2.2Ω con la resistencia 1Ω en serie con los pistones .

Para el cálculo de la corriente que circula por el pistón, se tiene la fórmula:

$$I = \frac{V_{cc}}{R_B}$$

donde R_B es la resistencia equivalente entre la de colector y el pistón

Utilizando $V_{DD} = 12 \text{ V}$ y analizando para los casos extremos, se tiene que:

Cuando se usa un pistón, $R_A = 1 \Omega$, por lo que:

$$V_{cc} = \frac{12(1)}{0.47 + 1} = \frac{12}{1.47} = 8.16 \text{ V}$$

$$I = \frac{8.16}{2} = 4.08 \text{ A}$$

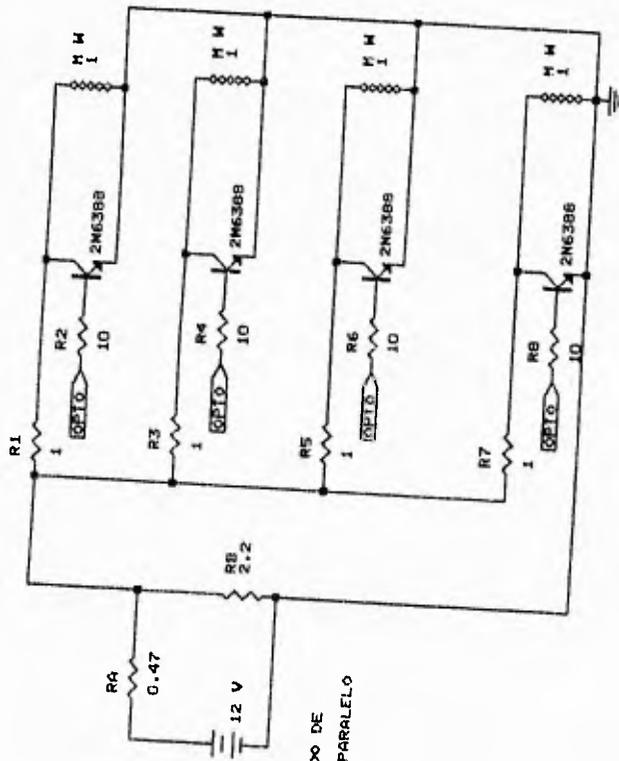
Cuando se usan los cuatro pistones $R_A = 0.41 \Omega$ y se tiene que:

$$V_{cc} = \frac{12(0.41)}{0.47 + 0.41} = \frac{4.92}{0.88} = 5.5 \text{ V}$$

$$I = \frac{5.5}{2} = 2.75 \text{ A}$$

Puesto que los cálculos anteriores se realizaron considerando los casos extremos (mínimo y máximo número de pistones trabajando) se puede observar que los valores de voltaje y corriente obtenidos se encuentran dentro del rango especificado por el fabricante (Apéndice C)





RA ES EL RESULTADO DE
10 RESISTENCIAS EN PARALELO

CONCLUSIONES

A través del desarrollo de este trabajo de tesis se han enfrentado distintas situaciones que hicieron rectificar los caminos elegidos y las soluciones adoptadas en algunas ocasiones, y la ratificación de las medidas seleccionadas en otras.

En los párrafos que siguen se expondrán las conclusiones a las que se llegaron, después de llevar a cabo el diseño, pruebas del material e implementación del prototipo, como evaluación de los objetivos planteados en la propuesta del trabajo.

Los objetivos que se establecieron incluyeron el diseño de un sistema que utilizara un material de tecnología de punta para sustituir el uso de motores ahorrando energía, espacio y mantenimiento y, probar que el material que se propone es una posible solución para algunos sistemas que, por razones de dimensiones, no son realizables con la tecnología actual.

En un principio, se obtuvo información sobre el material por medio de una compañía que se dedica a la comercialización de este tipo de aleaciones en los Estados Unidos. Ya que es un material que se ha desarrollado en forma práctica en los últimos años, la información se limitaba a características generales del material específico que tal compañía promociona. Se recurrió al Instituto de Investigación de Materiales de la UNAM en donde actualmente se realizan estudios sobre las aleaciones con memoria de forma y del cual se recabaron artículos y libros que tratan dicho material a nivel molecular.

Conclusiones

De lo anterior se desprende la primera conclusión: al ser esta aleación, relativamente nueva en aplicaciones comerciales, es difícil obtener información que permita utilizar correctamente el material sin tener que llevar a cabo pruebas exhaustivas sobre su comportamiento y características.

Durante las pruebas de laboratorio efectuadas, se tuvieron problemas en la medición de resistencia debido al diámetro de los alambres que se consiguieron, así como la falta de equipo adecuado como sujetadores, fuentes suficientemente confiables, etc. y en la medición de la contracción que sufre el material obtenido, debido a las características de dimensión y forma que posee y adopta.

Se concluye, entonces, que para poder utilizar el material de la manera más adecuada se requiere de recursos que permitan un estudio más profundo de la aleación o que, en su defecto, se encuentre en el mercado en una forma más sencilla de usar.

En cuanto al empleo del material para la sustitución de motores se comentó, desde un principio, que el Flexinol presenta limitaciones respecto a la velocidad de generación de movimiento. En los motores se lograron obtener varios miles de ciclos por minuto mientras que los dispositivos menos complejos contruídos con esta aleación, alcanzan cuando mucho, sesenta ciclos por minuto.

Por lo anterior, se puede decir que la utilización de este material, se encuentra limitada a aplicaciones en las que no se requiera llevar a cabo movimientos a velocidades elevadas. Sin embargo, las aplicaciones que, normalmente necesitarían de un motorreductor para realizar tareas a baja velocidad, se ven favorecidas gracias a la característica mencionada.



Generalmente el uso de motores eléctricos involucra el tener un espacio lo suficientemente grande como para poder contener al motor y sus elementos anexos. Si se evalúa el espacio que se requiere para colocar un motor de cierta capacidad junto con su moto-reductor, si aplica, se podrá llegar a la conclusión de que, el espacio que demanda el material que se utiliza en la aplicación propuesta por el trabajo es menor que el espacio que requeriría un motor y su moto-reductor de manera que pudiera llevar a cabo los movimientos que se pretenden obtener. En los diagramas que se anexan a lo largo del trabajo, se pueden identificar las dimensiones con las que cuentan los diferentes dispositivos.

Además de lo que se ha comentado en el párrafo anterior se puede mencionar que los motores cuentan con una masa relativamente grande mientras que para poder efectuar cambios de posición con el Flexinol, se puede lograr ocupando espacios reducidos gracias a las dimensiones del material.

Por otro lado, se ha manifestado a través de las páginas previas, que si el material se utiliza cuidando las condiciones en las que es empleado, es decir, con una contracción de entre el 3 y 5%, entonces se podrá tener un tiempo de vida de los alambres que supere aquél que tenga un motor convencional. Adicional a esto, se tiene que debido que el número de partes móviles con las que cuenta un dispositivo construido con Flexinol es menor que las que tiene un motor, el mantenimiento del dispositivo fabricado será mucho menor y más sencillo que el que se le tenga que dar a los motores y, por lo tanto, la duración del dispositivo que maneje la aleación será mayor.

A su vez, el consumo de energía que tiene un motor es menor que el que tiene el material como se ha manifestado en los capítulos anteriores. En este aspecto el

Conclusiones

material que se propone es mucho menos eficiente que el uso de motores o de algún otra alternativa.

Se pudo visualizar durante el desarrollo del trabajo que, a pesar de que el material efectivamente llevaba a cabo contracciones, éstas no eran aprovechadas de la manera más eficiente debido a las formas de sujeción.

Finalmente se puede concluir que el material, aunque tiene ciertas limitaciones en cuestiones de velocidad de respuesta y de consumo de energía, presenta diversas ventajas sobre los motores en aspectos de espacio ya que se pueden realizar sistemas y aplicaciones que antes no eran posibles; de peso, debido a la pequeña masa con la que cuenta el material y su alta resistencia mecánica y, por último, cabe mencionar que, a pesar de las dificultades que se encontraron, el material abre nuevas perspectivas para la solución de algunas aplicaciones y de necesidades que surgen al ritmo del avance tecnológico en el cual estamos inmersos y que, en países más industrializados, están siendo desarrolladas e implementadas en situaciones reales como las que ya se han mencionado. Se cree, sin duda alguna, que siendo éste un material innovador en el entorno en que nos desenvolvemos, pone al alcance nuevos diseños que promuevan el avance en la creación de tecnologías alternativas que, a la larga, faciliten las labores del ser humano.

BIBLIOGRAFÍA

Muscle Wires Project Book

Mondo - Tronics Inc.

1994

The frontiers of High Temperature

J. K. Tien et al.

An Introduction to Martensite and Shape Memory

C. M. Wayman and T. W. Duering

Comparative study of Mechanical Properties of Various Ni -Ti Based Shape Memory

Alloys in View of Dental and Medical Applications

L. Jordan, K. Goubaa, M. Masse and G. Bouquet

Materials Transactions

Jim, Vol. 33 No. 4 (1992)

Journal de Physique IV

(The Mechanism of Shape - Memory)

(Mechanical and Electrical Properties of a Ni - Ti Shape Memory Alloy).

(Property Data Base for the Development of Shape Memory Alloy Applications)

(Theory and Modeling of the Martensitic Transformation).

Colloque 4, Supplement au Journal de Physique III, Vol. I, november 1991

Bibliografía

Materials Science Forum Vols 56-58 (1990)

Effects of Several Factors on the Ductility of the Ductility of the Ti - Ni Alloy

Transtech Publications

Switzerland

Microcomputer Interfacing

Bruce A Artwick

Prentice Hall

Computer Interfacing (Conection to the Real World)

Cripps, Martin

Edit. Arnold

pgs 22 - 45

Microprocesor and Interfacing

Hall, Douglas

Mc. Graw Hill

pgs. 311 - 320

Métodos Experimentales para Ingenieros

Holman, Jack Phillipz

Mc.Graw Hill

1981

2°. Edición



Transducers Theory And Applications

John A. Alloca

Allen Stuart

Redton Publishing Co. 1981

E C G

Semiconductors Master Replacement Guide

14a. Ed, 1989

Motorola

Fast and LS TTL Data Book

4a. Ed, 1989

Programming in MS Visual Basic 3.0

Workbook

Microsoft Corporation 1994

U. S. A.

Understanding Visual Basic 3 for Windows

Jim Boyce

Ed. New Riders Publishing, Indianapolis, Indiana.

U. S. A

1a. Ed, 1994

pp. 428



Bibliografía

Manual de Referencia

2a. Edición

Herbert Schildt

Mc. Graw Hill

España, 1991

Informática; Presente y Futuro

Donald H. Sanders

3a. Edición

Mc. Graw Hill

México, 1988

Informática Básica Serie Informática de Gestión

E. Alcalde M. García S. Peñuelas

Mc. Graw Hill

México, 1992

pp 247

Introduction to Lisp and Symbol Manipulation.

Sharam Hekmatpour

Prentice Hall

United Kingdom, 1988

pp 303

Electronic Instruments and Measurements

Larry D. Jones - A. Foster Chin

Prentice Hall

U.S.A, 1991

pp 579

Guía para Mediciones Electrónicas y Prácticas de Laboratorio

Stanley Wolf - Richard F. M. Smith

Prentice Hall

México, 1992

548 pp

Sensores y Analizadores

Harry N. Norton

Colección Electrónica Informática

Ed. Gustavo Gil, S.A.

Barcelona, 1984

589 pp

Object Oriented Programming (An Introduction)

Greg Voss

Mc. Graw Hill

U. S. A. 1991

584 pp

Bibliografía

Object Oriented Design with Applications

Grady Broock

The Benjamin Cummings Publishing Company.

U. S. A. 1991

580 pp

Designing Object Oriented Software

Rebecca Wirfs - Brook Brian Wilkeson - Lauren Wiener

Prentice Hall

U. S. A, 1991

341 pp

Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición.

Cooper D. William - Helfrick E. Albert

Prentice Hall 1991

2a. Ed.

Computer Organization

Hamacher Carl V. - Vranesic G. Svonko - Zaky G. Safwat

Mc. Graw Hill

2nd Edition



Dicopel Guía de compras

G-10, 1993

Manual del Microcontrolador HC11

Motorola

Manual del Usuario

Avocet

Theory and Applications: Intel and Motorola Microprocessors

Rafiquzzman

Prentice Hall, 1992

1a. Edición

Microcomputers and Microprocessors

John Uffenbeck

Prentice Hall, 1991

Revista PC Magazine

Septiembre 28, 1993, Vol. 12, No. 16

Marzo 29, 1994, Vol. 13 No. 6

Revista BYTE

Enero 1993, Vol 18, No.1

Enero 1994, Vol. 19, No.1



APÉNDICES

502

APÉNDICE A

Referencias de Artículos sobre Aleaciones con Memoria de Forma:

Tema	Autor
-The from tiers of High Temperature.	J. K. Tien et al.
-An Introduction to martensite and Shape Memory.	C. M. Wayman and T. W. Duering
-Comparative study of mechanical properties of various Ni -Ti Based Shape Memory alloys in view of dental and medical applications.	L. Jordan, K. Goubaa M. Masse and G. Bouquet
-Materials Transactions.	Jim, Vol. 33 No. 4 (1992)
-Journal de Physique IV (The mechanism of shape - memory) (Mechanical and electrical properties of a Ni - Ti shape memory alloy). (Property Data Base for the development of Shape Memory alloy applications) (Theory and Modeling of the martensitic transformation).	Colloque 4, supplement an Journal de physique III, Vol. I, november 1991



Apêndice A

-Materials science forum Vols 56-58 (1990)

Transtech Publications

Effects of several factors on the ductility of
the ductility of the ti - ni alloy.

Switzerland

APÉNDICE B

Set de Instrucciones del MCU68HC11:

Carga, almacenamiento y transferencia:

Function	Mnemonic	IMM	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
Clear Memory Byte	CLR			X	X	X	
Clear Accumulator A	CLRA						X
Clear Accumulator B	CLRB						X
Load Accumulator A	LDAA	X	X	X	X	X	
Load Accumulator B	LDAB	X	X	X	X	X	
Load Double Accumulator D	LDD	X	X	X	X	X	
Pull A from Stack	PULA						X
Pull B from Stack	PULB						X
Push A onto Stack	PSHA						X
Push B onto Stack	PSHB						X
Store Accumulator A	STAA	X	X	X	X	X	
Store Accumulator B	STAB	X	X	X	X	X	
Store Double Accumulator D	STD	X	X	X	X	X	
Transfer A to B	TAB						X
Transfer A to CCR	TAP						X
Transfer B to A	TBA						X
Transfer CCR to A	TPA						X
Exchange D with X	XGDX						X
Exchange D with Y	EGDY						X

Operaciones aritméticas:

Function	Mnemonic	IMM	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
Add Accumulators	ABA						X
Add Accumulator B to X	ABX						X
Add Accumulator B to Y	ABY						X
Add with Carry to A	ADCA	X	X	X	X	X	
Add with Carry to B	ADCB	X	X	X	X	X	
Add Memory to A	ADDA	X	X	X	X	X	
Add Memory to B	ADDB	X	X	X	X	X	
Add Memory to D (16 Bit)	ADDD	X	X	X	X	X	
Compare A to B	CBA						X
Compare A to Memory	CMPA	X	X	X	X	X	
Compare D to Memory	CMPII	X	X	X	X	X	
Compare D to Memory (16 Bit)	CPD	X	X	X	X	X	
Decimal Adjust A (for BCD)	DAA						X
Decrement Memory Byte	DEC			X	X	X	
Decrement Accumulator A	DECA						X
Decrement Accumulator B	DECB						X
Increment Memory Byte	INC			X	X	X	
Increment Accumulator A	INCA						X
Increment Accumulator B	INCB						X
Two's Complement Memory Byte	NEG			X	X	X	
Two's Complement Accumulator A	NEGA						X
Two's Complement Accumulator B	NEGU						X
Subtract with Carry from A	SBCA	X	X	X	X	X	
Subtract with Carry from B	SBCB	X	X	X	X	X	
Subtract Memory from A	SUIA	X	X	X	X	X	
Subtract Memory from B	SUBB	X	X	X	X	X	
Subtract Memory from D (16 Bit)	SUBD	X	X	X	X	X	
Test for Zero or Minus	TST			X	X	X	
Test for Zero or Minus A	TSTA						X
Test for Zero or Minus B	TSTB						X



Multiplicación y división:

Function	Mnemonic	INH
Multiply (A ← B × D)	MUL	X
Fractional Divide (D ← X ÷ X; r ← D)	FDIV	X
Integer Divide (D ← X ÷ X; r ← D)	IDIV	X

Operaciones lógicas:

Function	Mnemonic	IMM	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
AND A with Memory	ANDA	X	X	X	X	X	
AND B with Memory	ANDB	X	X	X	X	X	
Bits) Test A with Memory	BITA	X	X	X	X	X	
Bits) Test B with Memory	BITB	X	X	X	X	X	
Ones Complement Memory Byte	COM			X	X	X	
Ones Complement A	COMA						X
Ones Complement B	COMB						X
OR A with Memory (Exclusive)	EORA	X	X	X	X	X	
OR B with Memory (Exclusive)	EORB	X	X	X	X	X	
OR A with Memory (Inclusive)	ORAA	X	X	X	X	X	
OR B with Memory (Inclusive)	ORAB	X	X	X	X	X	

Prueba de datos y manipulación de bits:

Function	Mnemonic	IMM	DIR	EXT	INDX	INDY
Bits) Test A with Memory	BITA	X	X	X	X	X
Bits) Test B with Memory	BITB	X	X	X	X	X
Clear Bits) in Memory	BCLR		X		X	X
Set Bits) in Memory	BSET		X		X	X
Branch if Bits) Clear	BRCLR		X		X	X
Branch if Bits) Set	BRSET		X		X	X

Corrimientos y rotación:

Function	Mnemonic	IMM	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
Arithmetic Shift Left Memory	ASL			X	X	X	
Arithmetic Shift Left A	ASLA						X
Arithmetic Shift Left B	ASLB						X
Arithmetic Shift Left Double	ASLD						X
Arithmetic Shift Right Memory	ASR			X	X	X	
Arithmetic Shift Right A	ASRA						X
Arithmetic Shift Right B	ASRB						X
(Logical Shift Left Memory)	(LSL)			X	X	X	
(Logical Shift Left A)	(LSLA)						X
(Logical Shift Left B)	(LSLB)						X
(Logical Shift Left Double)	(LSLD)						X
Logical Shift Right Memory	LSR			X	X	X	
Logical Shift Right A	LSRA						X
Logical Shift Right B	LSRB						X
Logical Shift Right D	LSRD						X
Rotate Left Memory	ROL			X	X	X	
Rotate Left A	ROLA						X
Rotate Left B	ROLB						X
Rotate Right Memory	ROR			X	X	X	
Rotate Right A	RORA						X
Rotate Right B	RORB						X

Pila y registro indice:

Function	Mnemonic	IMM	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
Add Accumulator B to X	ABX	:					X
Add Accumulator B to Y	ABY						X
Compare X to Memory (16 Bit)	CPX	X	X	X	X	X	
Compare Y to Memory (16 Bit)	CPY	X	X	X	X	X	
Decrement Stack Pointer	DES						X
Decrement Index Register X	DEX						X
Decrement Index Register Y	DEY						X
Increment Stack Pointer	INS						X
Increment Index Register X	INX						X
Increment Index Register Y	INY						X
Load Index Register X	LDX	X	X	X	X	X	
Load Index Register Y	LDY	X	X	X	X	X	
Load Stack Pointer	LDS	X	X	X	X	X	
Pull X from Stack	PULX						X
Pull Y from Stack	PULY						X
Push X onto Stack	PSHX						X
Push Y onto Stack	PSHY						X
Store Index Register X	STX	X	X	X	X	X	
Store Index Register Y	STY	X	X	X	X	X	
Store Stack Pointer	STS	X	X	X	X	X	
Transfer SP to X	TSX						X
Transfer SP to Y	TSY						X
Transfer X to SP	TAX						X
Transfer Y to SP	TAY						X
Exchange D with X	XGDX						X
Exchange D with Y	XGDY						X

Registro de condición de código:

Function	Mnemonic	INH
Clear Carry Bit	CLC	X
Clear Interrupt Mask Bit	CLI	X
Clear Overflow Bit	CLV	X
Set Carry Bit	SEC	X
Set Interrupt Mask Bit	SEI	X
Set Overflow Bit	SEV	X
Transfer A to CCR	TAP	X
Transfer CCR to A	TPA	X

Salto:

Function	Mnemonic	REL	DIR	INDX	INDY	Comments
Branch if Carry Clear	BCC	X				C = 0 ?
Branch if Carry Set	BCS	X				C = 1 ?
Branch if Equal Zero	BEQ	X				Z = 1 ?
Branch if Greater Than or Equal	BGE	X				Signed -
Branch if Greater Than	BGT	X				Signed -
Branch if Higher	BHI	X				Unsigned -
Branch if Higher or Same (same as BCC)	BHS	X				Unsigned -
Branch if Less Than or Equal	BLE	X				Signed -
Branch if Lower (same as BCS)	BLO	X				Unsigned -
Branch if Lower or Same	BLS	X				Unsigned -
Branch if Less Than	BLT	X				Signed -
Branch if Minus	DMI	X				N = 1 ?
Branch if Not Equal	BNE	X				Z = 0 ?
Branch if Plus	BPL	X				N = 0 ?
Branch if Bit(s) Clear in Memory Byte	BRCLR		X	X	X	Bit Manipulation
Branch Never	BRN	X				3-cycle NDP
Branch if Bit(s) Set in Memory Byte	BRSET		X	X	X	Bit Manipulation
Branch if Overflow Clear	BVC	X				V = 0 ?
Branch if Overflow Set	BVS	X				V = 1 ?

Salto:

Function	Mnemonic	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
Jump	JMP	X	X	X	X	

Llamadas a subrutinas y regresos:

Function	Mnemonic	REL	DIR	EXT	INDX	INDY	INH
Branch to Subroutine	BSR	X					
Jump to Subroutine	JSR		X	X	X	X	
Return from Subroutine	RTS						X

Manejo de interrupciones:

Function	Mnemonic	INH
Return from Interrupt	RTI	X
Software Interrupt	SWI	X
Wait for Interrupt	WAI	X

No operación, paro y prueba:

Function	Mnemonic	INH
No Operation (2-cycle delay)	NOP	X
Stop Clocks	STOP	X
Test	TEST	X



APÉNDICE C

Hojas de especificaciones:

Oscilador 555

- Timing From Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Functionally Interchangeable With the Signetics NE555, SA555, SE555, SE555C; Have Same Pinout

SE555C FROM TI IS NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS

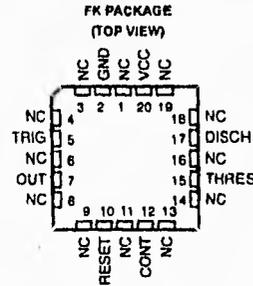
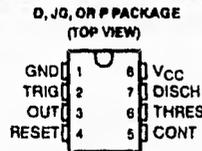
description

These devices are precision monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. RESET can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. Whenever the output is low, a low-impedance path is provided between DISCH and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The SA555 is characterized for operation from -40°C to 85°C. The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C.



NC—No internal connection

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGE					CHIP FORM (Y)
	V _{THRES} max V _{CC} = 15 V	SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (P)	
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D			NE555P	NE555Y
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D			SA555P	
55°C to 125°C	10.6 V	SE555D	SE555FK	SE555JG	SE555P	
	11.2 V	SE555CD	SE555CFK	SE555CJG	SE555CP	

The J package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR).



Oscilador 555

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (See Note 1)	18 V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	V_{CC}
Output current	± 225 mA
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range:	
NE555	0°C to 70°C
SA555	-40°C to 65°C
SE555, SE555C	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A = 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG (SE555, SE555C)	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
JG (SA555, NE555C)	825 mW	6.6 mW/°C	528 mW	429 mW	N/A
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A

recommended operating conditions

	NE555		SA555		SE555		SE555C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	16	4.5	16	4.5	18	4.5	18	V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}		V
Output current	± 200		± 200		± 200		± 200		mA
Operating free-air temperature, T_A	0	70	-40	65	-55	125	-55	125	°C



Oscilador 555

electrical characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555, SA555, SE555C			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2		
THRES current (see Note 2)			30	250		30	250	nA	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	4.8	5	6.2	4.5	5	5.6	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2		
TRIG current	TRIG at 0 V		0.5	0.9		0.5	2	μA	
RESET voltage level		0.3	0.7	1	0.3	0.7	1	V	
RESET current	RESET at V_{CC}		0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
	RESET at 0 V		-0.4	-1		-0.4	-1.5		
DISCH switch off-state current			20	100		20	100	nA	
COHT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.6	10	10.4	9	10	11	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4		
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OL} = 10\text{ mA}$		0.1	0.16		0.1	0.25	V
		$I_{OL} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	
		$I_{OL} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5	
		$I_{OL} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OL} = 5\text{ mA}$		0.1	0.2		0.1	0.35	
		$I_{OL} = 8\text{ mA}$		3.15	0.25		0.15	0.4	
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	13	13.3		12.75	13.3	V	
		$I_{OH} = -200\text{ mA}$		2.5			12.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	3	3.3		2.75	3.3		
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		10	12		10	15	mA
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		3	5		3	6	
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9	10		9	13	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		2	4		2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 12. For example, when $V_{CC} = 5\text{ V}$, the maximum value is $R = R_A + R_B = 3.4\text{ M}\Omega$, and for $V_{CC} = 15\text{ V}$, the maximum value is $10\text{ M}\Omega$.

operating characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$ and 15 V

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	E 555			NE555, SA555, SE555C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial error of timing interval‡	Each timer, monostable§	0.5%		1.5%	1%		3%	
	Each timer, astable¶	1%			2.25%			
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable§	30		100	60		ppm/°C	
	Each timer, astable¶	90			150			
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable§	0.05		0.2	0.1		%/V	
	Each timer, astable¶	0.15			0.3			
Output pulse rise time	$C_L = 15\text{ pF}$	100		200	100		ns	
Output pulse fall time	$T_A = 25^\circ\text{C}$	100		200	100			

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

§ Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

¶ Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.



electrical characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	8.6	10	11.2	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.4	3.3	4.2	
THRES current (see Note 2)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	30	250		nA
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	4.5	5	5.8	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	1.1	1.67	2.2	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	0.3	0.7	1	
TRIG current	TRIG at 0 V	0.3	0.7	1	μA
RESET voltage level	RESET at V_{CC}	0.1	0.4		mA
	RESET at 0 V	-0.4	-1.5		
DISCH switch-off state current			20	100	nA
CONT voltage (on-en circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.6	3.3	4	
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OL} = 10\text{ mA}$	0.1	0.25	V
		$I_{OL} = 50\text{ mA}$	0.4	0.75	
		$I_{OL} = 100\text{ mA}$	2	2.5	
		$I_{OL} = 200\text{ mA}$	2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OL} = 5\text{ mA}$	0.1	0.35	
		$I_{OL} = 8\text{ mA}$	0.15	0.4	
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	12.75	13.3	V
		$I_{OH} = -200\text{ mA}$	12.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	2.75	3.3	
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	10	15	mA
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	3	6	
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	13	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 12. For example, when $V_{CC} = 5\text{ V}$, the maximum value is $R = R_A + R_B = 3.4\text{ M}\Omega$, and for $V_{CC} = 15\text{ V}$, the maximum value is $10\text{ M}\Omega$.

operating characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V and }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Initial error of timing interval [†]	Each timer, monostable [‡]		1%	3%	
	Each timer, astable [§]		2	25%	
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable [†]		0.1	0.5	%V
	Each timer, astable [§]		0.3		
Output pulse rise time	$C_L = 15\text{ pF}$		100	300	ns
Output pulse fall time			100	300	

[†] Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

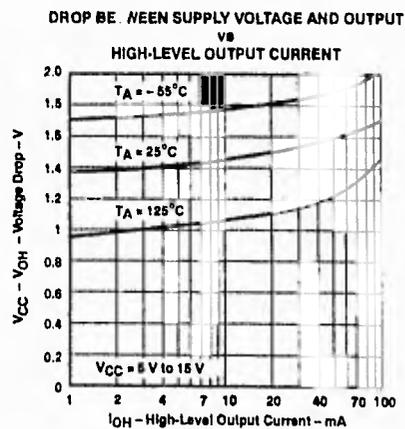
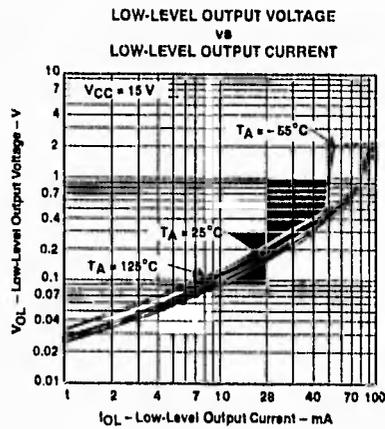
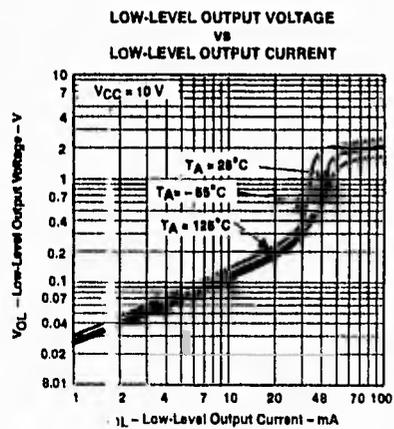
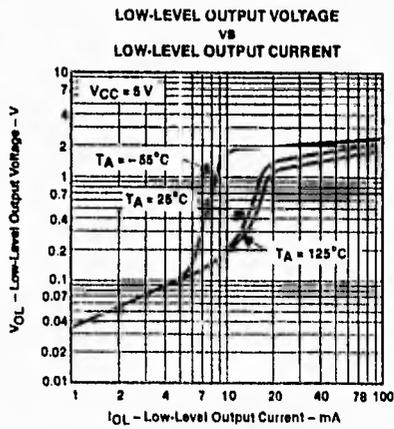
[‡] Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

[§] Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.



Oscilador 555

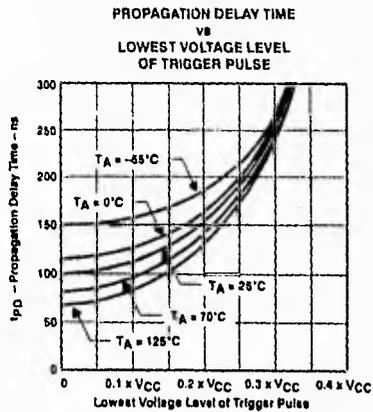
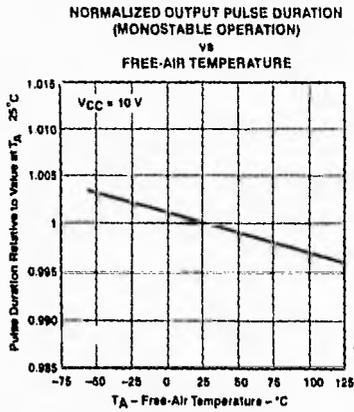
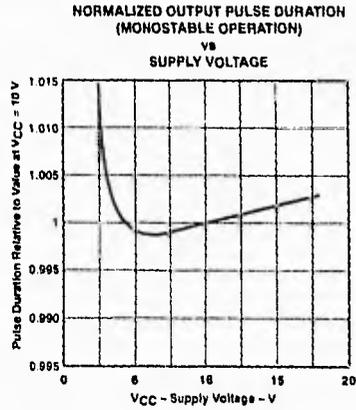
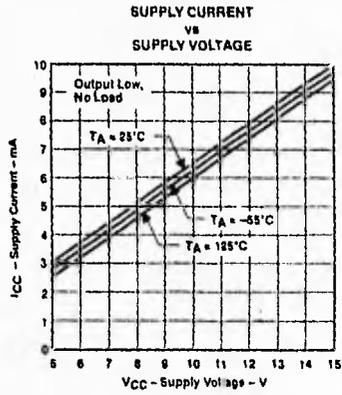
TYPICAL CHARACTERISTICS†



† Data for temperatures below 0°C and above 78°C are applicable for SE555 circuits only.



TYPICAL CHARACTERISTICS†



Transistor 2N6388

NTE Replacement Guide FROM 2N5295 TO 2N6721

PART NUMBER	REPLACEMENT	NTE NUMBER	REPLACEMENT	NTE NUMBER	REPLACEMENT	PART NUMBER	REPLACEMENT	NTE NUMBER	REPLACEMENT	PART NUMBER	REPLACEMENT	NTE NUMBER	REPLACEMENT	PART NUMBER	REPLACEMENT	NTE NUMBER	REPLACEMENT
2N5295	152	2N5414	5593	2N5653	467	2N5914A	229	2N6067	294	2N6197	163	2N6348	264	2N5296	153	2N5415	5594
2N5296	153	2N5415	5594	2N5654	468	2N5915	230	2N6068	295	2N6198	164	2N6349	265	2N5297	154	2N5416	5595
2N5297	154	2N5416	5595	2N5655	469	2N5916	231	2N6069	296	2N6199	165	2N6350	266	2N5298	155	2N5417	5596
2N5298	155	2N5417	5596	2N5656	470	2N5917	232	2N6070	297	2N6200	166	2N6351	267	2N5299	156	2N5418	5597
2N5299	156	2N5418	5597	2N5657	471	2N5918	233	2N6071	298	2N6201	167	2N6352	268	2N5300	157	2N5419	5598
2N5300	157	2N5419	5598	2N5658	472	2N5919	234	2N6072	299	2N6202	168	2N6353	269	2N5301	158	2N5420	5599
2N5301	158	2N5420	5599	2N5659	473	2N5920	235	2N6073	300	2N6203	169	2N6354	270	2N5302	159	2N5421	5600
2N5302	159	2N5421	5600	2N5660	474	2N5921	236	2N6074	301	2N6204	170	2N6355	271	2N5303	160	2N5422	5601
2N5303	160	2N5422	5601	2N5661	475	2N5922	237	2N6075	302	2N6205	171	2N6356	272	2N5304	161	2N5423	5602
2N5304	161	2N5423	5602	2N5662	476	2N5923	238	2N6076	303	2N6206	172	2N6357	273	2N5305	162	2N5424	5603
2N5305	162	2N5424	5603	2N5663	477	2N5924	239	2N6077	304	2N6207	173	2N6358	274	2N5306	163	2N5425	5604
2N5306	163	2N5425	5604	2N5664	478	2N5925	240	2N6078	305	2N6208	174	2N6359	275	2N5307	164	2N5426	5605
2N5307	164	2N5426	5605	2N5665	479	2N5926	241	2N6079	306	2N6209	175	2N6360	276	2N5308	165	2N5427	5606
2N5308	165	2N5427	5606	2N5666	480	2N5927	242	2N6080	307	2N6210	176	2N6361	277	2N5309	166	2N5428	5607
2N5309	166	2N5428	5607	2N5667	481	2N5928	243	2N6081	308	2N6211	177	2N6362	278	2N5310	167	2N5429	5608
2N5310	167	2N5429	5608	2N5668	482	2N5929	244	2N6082	309	2N6212	178	2N6363	279	2N5311	168	2N5430	5609
2N5311	168	2N5430	5609	2N5669	483	2N5930	245	2N6083	310	2N6213	179	2N6364	280	2N5312	169	2N5431	5610
2N5312	169	2N5431	5610	2N5670	484	2N5931	246	2N6084	311	2N6214	180	2N6365	281	2N5313	170	2N5432	5611
2N5313	170	2N5432	5611	2N5671	485	2N5932	247	2N6085	312	2N6215	181	2N6366	282	2N5314	171	2N5433	5612
2N5314	171	2N5433	5612	2N5672	486	2N5933	248	2N6086	313	2N6216	182	2N6367	283	2N5315	172	2N5434	5613
2N5315	172	2N5434	5613	2N5673	487	2N5934	249	2N6087	314	2N6217	183	2N6368	284	2N5316	173	2N5435	5614
2N5316	173	2N5435	5614	2N5674	488	2N5935	250	2N6088	315	2N6218	184	2N6369	285	2N5317	174	2N5436	5615
2N5317	174	2N5436	5615	2N5675	489	2N5936	251	2N6089	316	2N6219	185	2N6370	286	2N5318	175	2N5437	5616
2N5318	175	2N5437	5616	2N5676	490	2N5937	252	2N6090	317	2N6220	186	2N6371	287	2N5319	176	2N5438	5617
2N5319	176	2N5438	5617	2N5677	491	2N5938	253	2N6091	318	2N6221	187	2N6372	288	2N5320	177	2N5439	5618
2N5320	177	2N5439	5618	2N5678	492	2N5939	254	2N6092	319	2N6222	188	2N6373	289	2N5321	178	2N5440	5619
2N5321	178	2N5440	5619	2N5679	493	2N5940	255	2N6093	320	2N6223	189	2N6374	290	2N5322	179	2N5441	5620
2N5322	179	2N5441	5620	2N5680	494	2N5941	256	2N6094	321	2N6224	190	2N6375	291	2N5323	180	2N5442	5621
2N5323	180	2N5442	5621	2N5681	495	2N5942	257	2N6095	322	2N6225	191	2N6376	292	2N5324	181	2N5443	5622
2N5324	181	2N5443	5622	2N5682	496	2N5943	258	2N6096	323	2N6226	192	2N6377	293	2N5325	182	2N5444	5623
2N5325	182	2N5444	5623	2N5683	497	2N5944	259	2N6097	324	2N6227	193	2N6378	294	2N5326	183	2N5445	5624
2N5326	183	2N5445	5624	2N5684	498	2N5945	260	2N6098	325	2N6228	194	2N6379	295	2N5327	184	2N5446	5625
2N5327	184	2N5446	5625	2N5685	499	2N5946	261	2N6099	326	2N6229	195	2N6380	296	2N5328	185	2N5447	5626
2N5328	185	2N5447	5626	2N5686	500	2N5947	262	2N6100	327	2N6230	196	2N6381	297	2N5329	186	2N5448	5627
2N5329	186	2N5448	5627	2N5687	501	2N5948	263	2N6101	328	2N6231	197	2N6382	298	2N5330	187	2N5449	5628
2N5330	187	2N5449	5628	2N5688	502	2N5949	264	2N6102	329	2N6232	198	2N6383	299	2N5331	188	2N5450	5629
2N5331	188	2N5450	5629	2N5689	503	2N5950	265	2N6103	330	2N6233	199	2N6384	300	2N5332	189	2N5451	5630
2N5332	189	2N5451	5630	2N5690	504	2N5951	266	2N6104	331	2N6234	200	2N6385	301	2N5333	190	2N5452	5631
2N5333	190	2N5452	5631	2N5691	505	2N5952	267	2N6105	332	2N6235	201	2N6386	302	2N5334	191	2N5453	5632
2N5334	191	2N5453	5632	2N5692	506	2N5953	268	2N6106	333	2N6236	202	2N6387	303	2N5335	192	2N5454	5633
2N5335	192	2N5454	5633	2N5693	507	2N5954	269	2N6107	334	2N6237	203	2N6388	304	2N5336	193	2N5455	5634
2N5336	193	2N5455	5634	2N5694	508	2N5955	270	2N6108	335	2N6238	204	2N6389	305	2N5337	194	2N5456	5635
2N5337	194	2N5456	5635	2N5695	509	2N5956	271	2N6109	336	2N6239	205	2N6390	306	2N5338	195	2N5457	5636
2N5338	195	2N5457	5636	2N5696	510	2N5957	272	2N6110	337	2N6240	206	2N6391	307	2N5339	196	2N5458	5637
2N5339	196	2N5458	5637	2N5697	511	2N5958	273	2N6111	338	2N6241	207	2N6392	308	2N5340	197	2N5459	5638
2N5340	197	2N5459	5638	2N5698	512	2N5959	274	2N6112	339	2N6242	208	2N6393	309	2N5341	198	2N5460	5639
2N5341	198	2N5460	5639	2N5699	513	2N5960	275	2N6113	340	2N6243	209	2N6394	310	2N5342	199	2N5461	5640
2N5342	199	2N5461	5640	2N5700	514	2N5961	276	2N6114	341	2N6244	210	2N6395	311	2N5343	200	2N5462	5641
2N5343	200	2N5462	5641	2N5701	515	2N5962	277	2N6115	342	2N6245	211	2N6396	312	2N5344	201	2N5463	5642
2N5344	201	2N5463	5642	2N5702	516	2N5963	278	2N6116	343	2N6246	212	2N6397	313	2N5345	202	2N5464	5643
2N5345	202	2N5464	5643	2N5703	517	2N5964	279	2N6117	344	2N6247	213	2N6398	314	2N5346	203	2N5465	5644
2N5346	203	2N5465	5644	2N5704	518	2N5965	280	2N6118	345	2N6248	214	2N6399	315	2N5347	204	2N5466	5645
2N5347	204	2N5466	5645	2N5705	519	2N5966	281	2N6119	346	2N6249	215	2N6400	316	2N5348	205	2N5467	5646
2N5348	205	2N5467	5646	2N5706	520	2N5967	282	2N6120	347	2N6250	216	2N6401	317	2N5349	206	2N5468	5647
2N5349	206	2N5468	5647	2N5707	521	2N5968	283	2N6121	348	2N6251	217	2N6402	318	2N5350	207	2N5469	5648
2N5350	207	2N5469	5648	2N5708	522	2N5969	284	2N6122	349	2N6252	218	2N6403	319	2N5351	208	2N5470	5649
2N5351	208	2N5470	5649	2N5709	523	2N5970	285	2N6123	350	2N6253	219	2N6404	320	2N5352	209	2N5471	5650
2N5352	209	2N5471	5650	2N5710	524	2N5971	286	2N6124	351	2N6254	220	2N6405	321	2N5353	210	2N5472	5651
2N5353	210	2N5472	5651	2N5711	525	2N5972	287	2N6125	352	2N6255	221	2N6406	322	2N5354	211	2N5473	5652
2N5354	211	2N5473	5652	2N5712	526	2N5973	288	2N6126	353	2N6256	222	2N6407	323	2N5355	212	2N5474	5653
2N5355	212	2N5474	5653	2N5713	527	2N5974	289	2N6127	354	2N6257	223	2N6408	324				

LM123A/LM123/LM323A/LM323 3-Amp, 5-Volt Positive Regulator

General Description

The LM123 is a three-terminal positive regulator with a preset 5V output and a load driving capability of 3 amps. New circuit design and processing techniques are used to provide the high output current without sacrificing the regulation characteristics of lower current devices.

The LM123A and LM323A offer improved precision over the standard LM123 and LM323. Parameters with tightened specifications include output voltage tolerance, line regulation, and load regulation.

The 3 amp regulator is virtually blowout proof. Current limiting, power limiting, and thermal shutdown provide the same high level of reliability obtained with these techniques in the LM100 1 amp regulator.

No external components are required for operation of the LM123 if the device is more than 4 inches from the filter capacitor; however, a 1 μ F solid tantalum capacitor should be used on the input. A 0.1 μ F or larger capacitor may be used on the output to reduce load transient spikes created by fast switching digital logic, or to swamp out stray load capacitance.

An overall worst case specification for the combined effects of input voltage, load currents, ambient temperature, and

power dissipation ensure that the LM123 will perform satisfactorily as a system element.

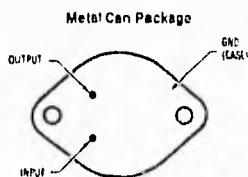
For applications requiring other voltages, see LM150 series adjustable regulator data sheet.

Operation is guaranteed over the junction temperature range -55°C to +150°C for LM123A/LM123, -40°C to +125°C for LM323A, and 0°C to +125°C for LM323. A hermetic TO-3 package is used for high reliability and low thermal resistance.

Features

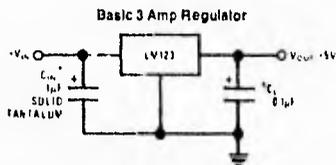
- Guaranteed 1% initial accuracy (A version)
- 3 amp output current
- Internal current and thermal limiting
- 0.01% typical output impedance
- 7.5V minimum input voltage
- 30W power dissipation
- 100% electrical burn-in

Connection Diagram



Order Number LM123AK STEEL, LM123K STEEL, LM323AK STEEL or LM323K STEEL
See NS Package Number K02A

Typical Applications



*Required if LM123 is more than 4" from filter capacitor.

*Regulator is stable with no load capacitor into resistive loads.



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 4)

Input Voltage	20V
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	
LM123A, LM123	-55°C to +150°C
LM323A	-40°C to +125°C
LM323	0°C to +125°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C
ESD Tolerance (Note 5)	2000V

Preconditioning

Sum-In in Thermal Limit 100% All Devices

LM123A/LM123 Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM123A			LM123			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{IN} = 7.5\text{V}, I_{OUT} = 0\text{A}$	4.95	5	5.05	4.7	5	5.3	V
	$7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$ $0\text{A} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}, P \leq 30\text{W}$	4.85		5.15	4.6		5.4	V
Line Regulation (Note 3)	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$		5	10		5	25	mV
Load Regulation (Note 3)	$T_j = 25^\circ\text{C}, V_{IN} = 7.5\text{V}$ $0\text{A} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}$		25	50		25	100	mV
Quiescent Current	$7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$ $0\text{A} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}$		12	20		12	20	mA
Output Noise Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$ 10 Hz $\leq f \leq$ 100 kHz		40			40		μVrms
Short Circuit Current Limit	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{IN} = 15\text{V}$ $V_{IN} = 7.5\text{V}$		3	4.5		3	4.5	A
			4	6		4	5	A
Long Term Stability				35			35	mW
Thermal Resistance Junction to Case (Note 2)			2			2		$^\circ\text{C/W}$



LM323A/LM323 Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM323A			LM323			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{IN} = 7.5\text{V}, I_{OUT} = 0\text{A}$	4.95	5	5.05	4.8	5	5.2	V
	$7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$ $0\text{A} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}, P \leq 30\text{W}$	4.85		5.15	4.75		5.25	V
Line Regulation (Note 3)	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$		5	10		5	25	mV
Load Regulation (Note 3)	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_{IN} = 7.5\text{V}$ $0\text{A} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}$		25	50		25	100	mV
Quiescent Current	$7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$ $0\text{A} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}$		12	20		12	20	mA
Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40			40		μVrms
Short Circuit Current Limit	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{IN} = 15\text{V}$ $V_{IN} = 7.5\text{V}$		3	4.5		3	4.5	A
			4	6		4	5	A
Long Term Stability				35			35	mW
Thermal Resistance Junction to Case (Note 2)			2			2		$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Unless otherwise noted, specifications apply for $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ for the LM123A and LM123, $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ for the LM323A and $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ for the LM323. Although power dissipation is internally limited, specifications apply only for $P \leq 30\text{W}$.

Note 2: Without a heat sink, the thermal resistance of the TO-3 package is about 35°C/W . With a heat sink, the effective thermal resistance can only approach the specified values of 2°C/W , depending on the efficiency of the heat sink.

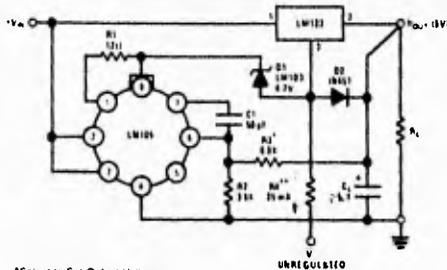
Note 3: Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Pulse testing is required with a pulse width $\leq 1\text{ ms}$ and a duty cycle $\leq 5\%$.

Note 4: Refer to RET5123K drawing for LM123K, and to RET5123AK for LM123AK military specifications.

Note 5: Human body model, $1.5\text{ k}\Omega$ in series with 100 pF .

Typical Applications (Continued)

Adjustable Output 5V-10V 0.1% Regulation

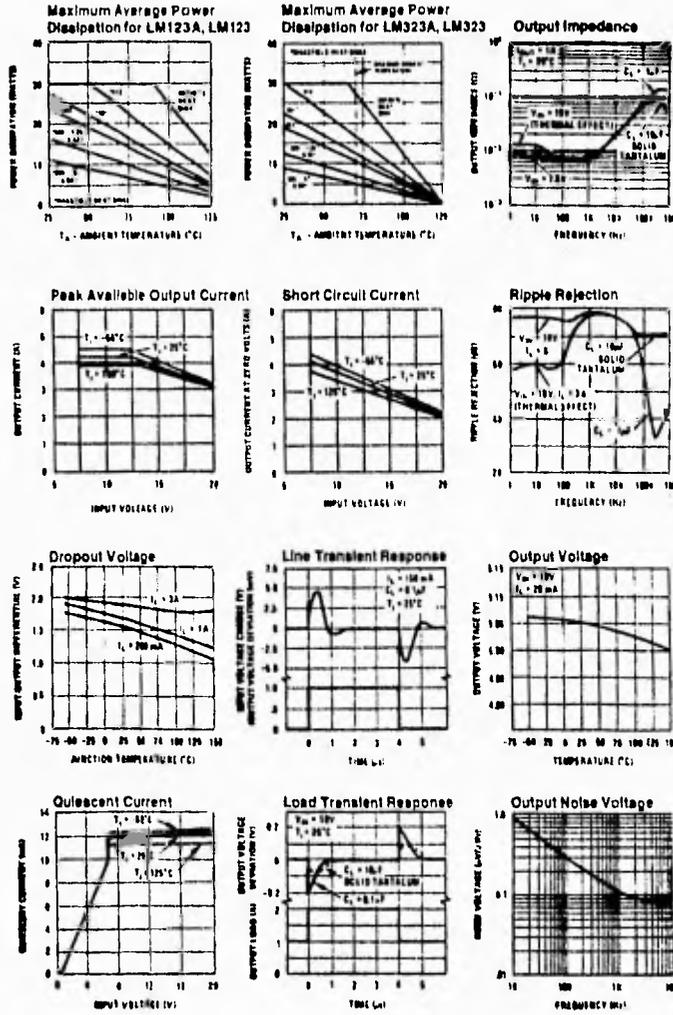


*Select to Set Output Voltage
**Select to Draw 25 mA from V-

TLIN2271-4



Typical Performance Characteristics



TL-1077



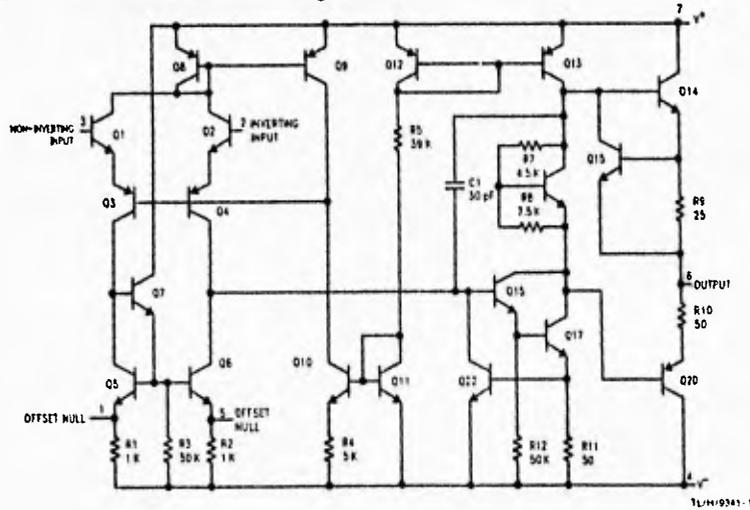
LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

General Description

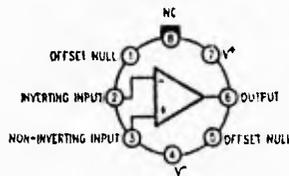
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations. The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

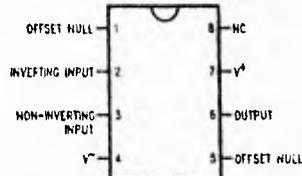


Metal Can Package



Order Number LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line or S.O. Package



Order Number LM741J, LM741AJ, LM741CJ,
LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	± 22V	± 22V	± 22V	± 18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	± 30V	± 30V	± 30V	± 30V
Input Voltage (Note 2)	± 15V	± 15V	± 15V	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	± 10				± 15			± 15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	30		20	200		20	200	nA
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	60		60	500		60	500	nA
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$			0.210		1.5			0.8		μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							± 12	± 13		V
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$				± 12	± 13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	32									V/mV V/mV
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$	10			25			15			V/mV V/mV
											V/mV



Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

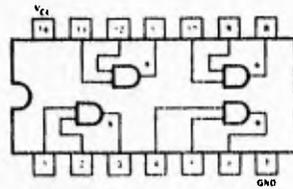
Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10k\Omega$ $R_L \geq 2k\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10k\Omega$ $R_L \geq 2k\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ C$ $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	10 10	25 40	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_S \leq 10k\Omega, V_{CM} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega, V_{CM} = \pm 12V$				70 90	90		70 90	90		dB dB
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 15V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10k\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		μs %
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$					1.7 2.8			1.7 2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80 150	150		50 85		50 85	85		mW mW
	LM741A $V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{MIN}$ $T_A = T_{MAX}$			165 135							mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{MIN}$ $T_A = T_{MAX}$			150 150							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{MIN}$ $T_A = T_{MAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and $T_{j,max}$ (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$

Thermal Resistance	Cer(dip (J))	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

- Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.
- Note 4: Calculated value from BW (MHz) = $0.35/\text{Rise Time}(\mu s)$.
- Note 5: For military specifications see RETS741A for LM741 and RETS741AX for LM741A.
- Note 6: Human body model, 15 k Ω in series with 100 pF.





OPEN COLLECTOR OUTPUTS
 J Suffix -- Case 632-08 (Ceramic)
 N Suffix -- Case 646-06 (Plastic)

SN54/74LS09

QUAD 2-INPUT AND GATE
 LOW POWER SCHOTTKY

GUARANTEED OPERATING RANGES

SYMBOL	PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply Voltage	5.4 7.4	4.5 4.75	5.0 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	5.4 7.4	-55 0	25 70	°C
V _{OH}	Output Voltage -- High	5.4, 7.4		8.5	V
I _{OL}	Output Current -- Low	5.4 7.4		4.0 8.0	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	5.4		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		7.4		0.8		
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
I _{OH}	Output HIGH Current	5.4, 7.4		100	µA	V _{CC} = MIN, V _{OH} = MAX
V _{OL}	Output LOW Voltage	5.4, 7.4	0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA, V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		7.4	0.35	0.5		
I _{IH}	Input HIGH Current			20	µA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
I _{IL}	Input LOW Current			0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW			4.8 8.8	mA	V _{CC} = MAX

AC CHARACTERISTICS: T_A = 25°C

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
t _{PLH}	Turn Off Delay, Input to Output		20	35	ns	V _{CC} = 5.0 V
t _{PHL}	Turn On Delay, Input to Output		17	35	ns	C _L = 15 pF, R _L = 2.0 kΩ



6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- Most Economical Optoisolator
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- UL Recognized, File Number E54915
- VDE approved per standard 0683/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883: 6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

**4N25
4N26A
4N26
4N27
4N28**

**6-PIN DIP
OPTOISOLATORS
TRANSISTOR OUTPUT**



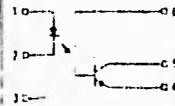
**CASE 730A-02
PLASTIC**

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation in T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector	P _D	120	mW
Derate above 25°C		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V _{ECB}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation in T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED	P _D	150	mW
Derate above 25°C		1.76	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Surge Voltage (†) (Peak at Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac
Total Device Power Dissipation in T _A = 25°C	P _D	256	mW
Derate above 25°C		2.94	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1.16" from case)	T _{sol}	260	°C

†† Isolation surge voltage is an internal device defect test voltage. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are removed.

SCHEMATIC



1 LED ANODE
2 LED CATHODE
3 N.C.
4 EMITTER
5 COLLECTOR
6 BASE



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	V _F	—	1.15	1.5	Volts
			1.3	—	
			1.05	—	
Reverse Leakage Current (V _R = 3 V)	I _R	—	—	100	μA
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	C _J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR					
Collector-Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, I _A = 25°C)	I _{CEO}	—	1	50	nA
			1	100	
(V _{CE} = 10 V, I _A = 100°C)	I _{CEO}	—	1	—	μA
Collector-Base Dark Current (V _{CB} = 10 V)	I _{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)	V _{BR(CEO)}	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA)	V _{BR(CBO)}	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage (I _E = 100 μA)	V _{BR(CEC)}	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain (I _C = 2 mA, V _{CE} = 5 V)	h _{FE}	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)	C _{CE}	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{CB} = 0)	C _{CB}	—	19	—	pF
Emitter-Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{EB} = 0)	C _{EB}	—	9	—	pF
COUPLED					
Output Collector Current (I _B = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	I _C	—	2	7	mA
			1	5	
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 2 mA, I _B = 50 mA)	V _{CE(sat)}	—	0.15	0.5	Volts
Turn-On Time (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V, R _L = 25 Ω)	t _{ON}	—	—	—	μs
Turn-Off Time (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V, R _L = 100 Ω)	t _{OFF}	—	—	—	μs
Rise Time (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V, R _L = 100 Ω)	t _r	—	—	—	μs
Fall Time (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V, R _L = 100 Ω)	t _f	—	—	—	μs
Isolation Voltage (t = 1 sec)	V _{ISO}	7000	—	—	Volt/ps
Isolation Resistance (V = 100 V)	R _{ISO}	10 ¹¹	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	C _{ISO}	—	52	—	pF

TYPICAL CHARACTERISTICS

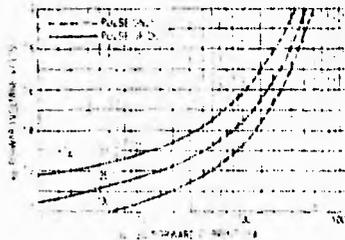


Figure 1 LED Forward Voltage versus Forward Current

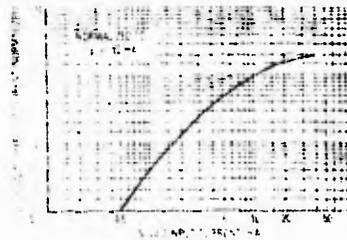


Figure 2 Output Current versus Input Current



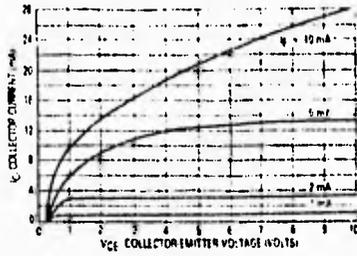


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

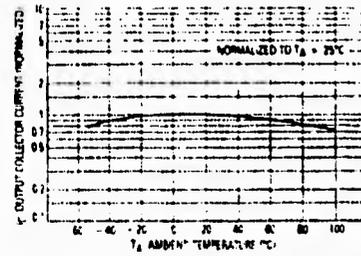


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

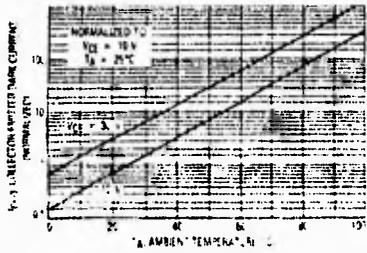


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

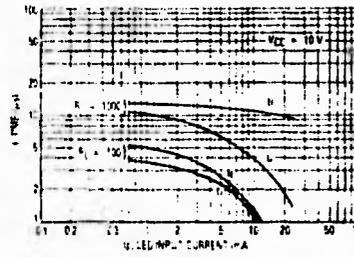


Figure 6. Rise and Fall Times

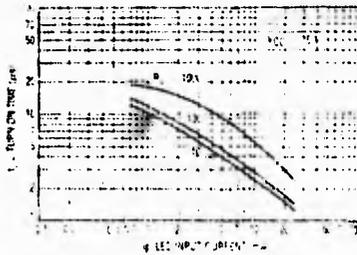


Figure 7. Turn-On Switching Times

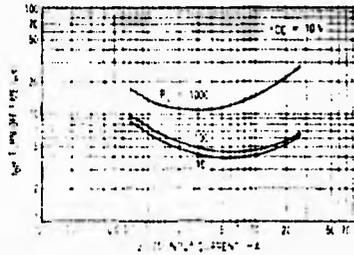


Figure 8. Turn-Off Switching Times



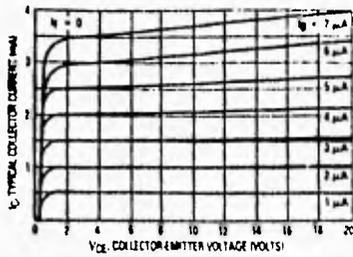


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

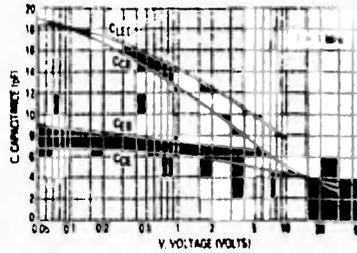


Figure 10. Capacitances versus Voltage

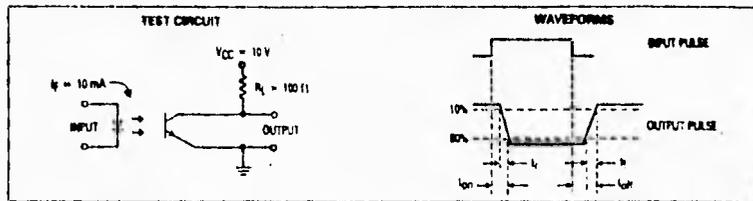
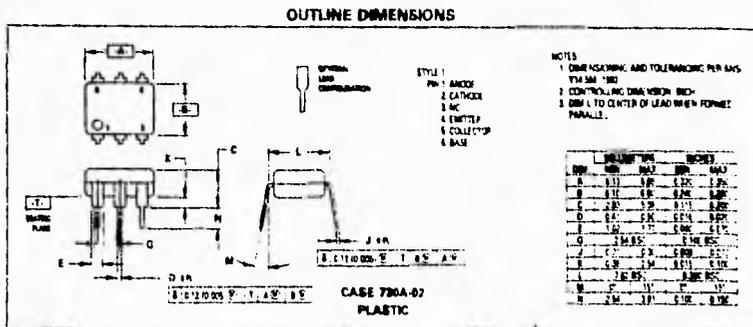


Figure 11. Switching Times



MEM ENGINEERING DATA SHEET			
THE INFORMATION APPEARING ON THIS SHEET HAS BEEN COMPILED SPECIFICALLY FOR THE GAGES CONTAINED IN THIS PACKAGE. THIS FORM IS PRODUCED WITH ADVANCED EQUIPMENT & PROCEDURES WHICH PERMIT COMPREHENSIVE QUALITY ASSURANCE VERIFICATION OF ALL DATA SUPPLIED HEREIN. SHOULD ANY QUESTIONS ARISE RELATIVE TO THESE GAGES, PLEASE MENTION GAGE TYPE, ITEM NUMBER, AND LOT NUMBER.			
C.B.P.	R.A.	922917	L719-02
Final QA	Check	Code	Item

MEM Micro-Measurements Division MEASUREMENTS GROUP RALEIGH, NORTH CAROLINA	EA-0 -125BT-120 EA-0C-125BT-120	GAGE TYPE 12C 0 ± 0.15% R-SCALE IN OHMS 2.155 ± 0.5% GAGE ACTION AT 75° F + 0.4% K ₁	LOT NUMBER R-A38AD291	QUANTITY 5 GAGES	OPTION
	PRECISION STRAIN GAGES				

GENERAL INFORMATION: SERIES EA STRAIN GAGES

GENERAL DESCRIPTION: EA Series Gages are a general purpose family of constant strain gages widely used in experimental stress analysis. These gages are of open-faced construction with a 1 mil (0.03mm) tough, flexible polyimide film backing.

TEMPERATURE RANGE: -100° F (-75° C) to +350° F (+175° C) for continuous use in static measurements, +320° F (-196° C) to +400° F (+205° C) for special or short term exposure.

SELF-TEMPERATURE COMPENSATION: See data curve below.

STRAIN LIMITS: Approximately 5% for gage length 1/8" (3.2mm) and larger and approximately 3% for gage lengths under 1/8" (3.2mm).

FATIGUE LIFE: 10⁷ cycles at 1,200 μm/m (10⁶ cycles at 1,500 μm/m); 10⁶ cycles at 1,800 μm/m (10⁶ cycles at 2,000 μm/m) unidirectional, tension or compression only. Longer gage lengths and lower resistances result in greater endurance and less scatter in fatigue life.

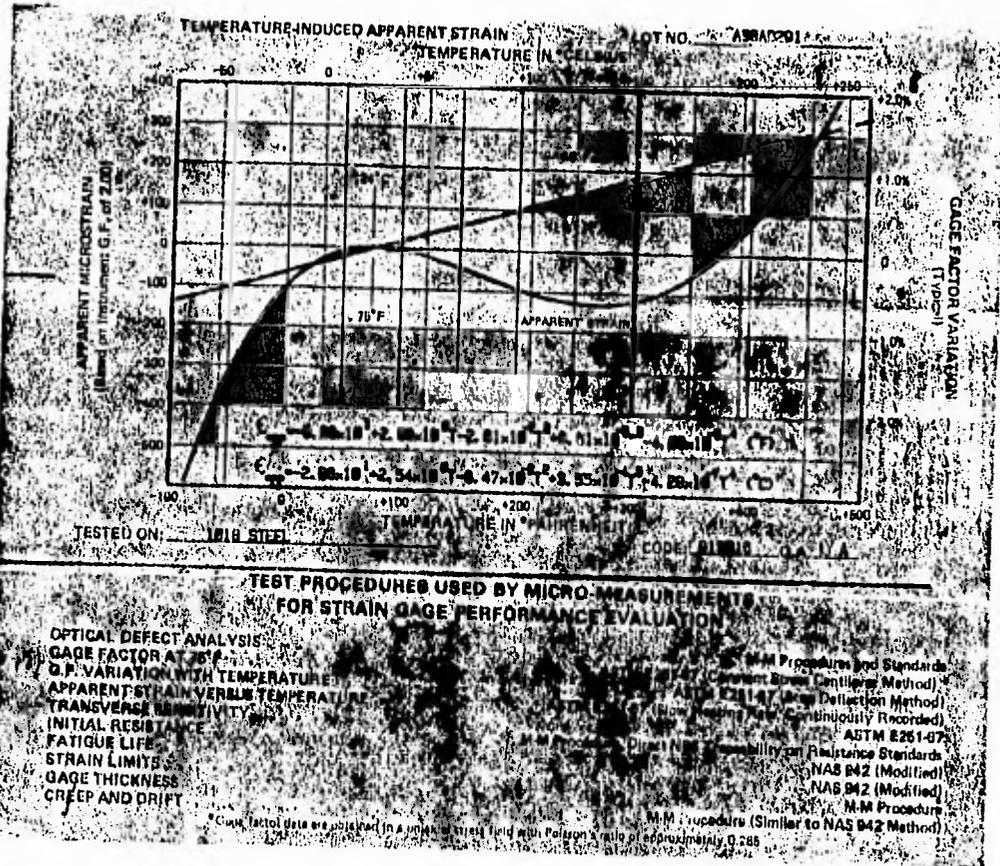
CEMENT: Compatible with M.M. Certified M-Bond 200 but it will normally not provide the greatest fatigue life. Micro-Measurements' M-Bond AE-10/15, M-Bond GA-2, M-Bond G00, and M-Bond B10 and excellent M-Bond B10 is the best choice over the entire operating range. Refer to M.M. Bulletin A-142 for information on bonding agents and Bulletins B-127, B-130, and B-137 for installation procedures.

SOLDER: Operating temperatures will not exceed +300° F (+150° C). M-Line solder type 361 (63-37) tin-lead solder may be used for lead attachment. M-Line solder type 450 (95-5) tin-antimony is satisfactory to +400° F (+205° C). When solder terminals (Option B) are supplied on these gages, they are formed with 4570° F (+250° C) lead-tin silver solder alloy. Refer to M.M. Bulletin A-132 for further information on solder, and Bulletin TT-127 and TT-128 for lead attachment techniques.

PROTECTIVE COATINGS: These EA open-faced gages should always be protected with a suitable coating that is applied as soon as possible after gage installation. Refer to M.M. Bulletin A-134 for information on Strain Gage Protective Coatings.

BACKING: The backing of EA Series Gages has been specially treated for optimum bond formation with all appropriate strain gage adhesives. No further cleaning is necessary; if contamination of the prepared surface is avoided during handling.





LM139/LM239/LM339/LM139A/LM239A/LM339A/ LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic—where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

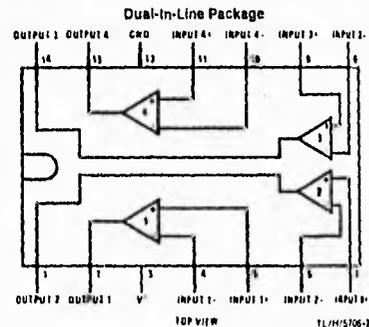
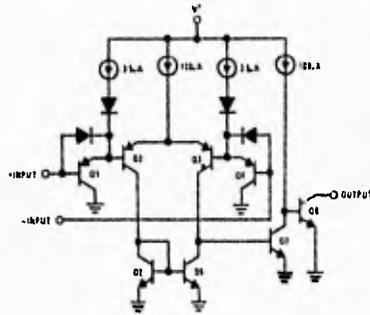
- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Wide single supply voltage range of dual supplies
 - LM139 series, $2 V_{DC}$ to $36 V_{DC}$ or
 - LM139A series, LM2901 $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 18 V_{DC}$
 - LM3302 $2 V_{DC}$ to $28 V_{DC}$ or $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 14 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ± 5 nA and offset voltage ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM139J, LM139AJ, LM239J, LM239AJ,
LM339J, LM339AJ, LM2901J or LM3302J
See NS Package Number J14A
Order Number LM339AM, LM339M or LM2901M
See NS Package Number M14A
Order Number LM339N, LM339AN,
LM2901N or LM3302N
See NS Package Number N14A



Absolute Maximum Ratings
 if Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 10)

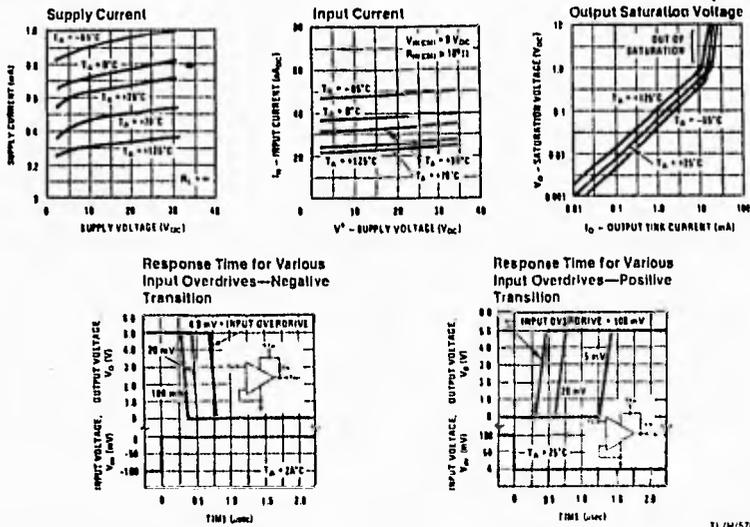
Parameter	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
Supply Voltage, V^+	3 V_{DC} or $\pm 18\text{ V}_{DC}$	28 V_{DC} or $\pm 14\text{ V}_{DC}$	3 V_{DC} or $\pm 18\text{ V}_{DC}$	28 V_{DC} or $\pm 14\text{ V}_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 8)	36 V_{DC}	28 V_{DC}	36 V_{DC}	28 V_{DC}
Input Voltage	-0.3 V_{DC} to $+26\text{ V}_{DC}$	-0.3 V_{DC} to $+28\text{ V}_{DC}$	-0.3 V_{DC} to $+26\text{ V}_{DC}$	-0.3 V_{DC} to $+28\text{ V}_{DC}$
Input Current ($V_{IN} < -0.3\text{ V}_{DC}$, Note 2)	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)	1050 mW	1050 mW	1050 mW	1050 mW
Molded DIP	1190 mW	1190 mW	1190 mW	1190 mW
Small Outline Package	760 mW	760 mW	760 mW	760 mW
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
Operating Temperature Range	0°C to $+70^\circ\text{C}$ -25°C to $+85^\circ\text{C}$ -40°C to $+85^\circ\text{C}$ -55°C to $+125^\circ\text{C}$	0°C to $+70^\circ\text{C}$ -25°C to $+85^\circ\text{C}$ -40°C to $+85^\circ\text{C}$ -55°C to $+125^\circ\text{C}$	0°C to $+70^\circ\text{C}$ -25°C to $+85^\circ\text{C}$ -40°C to $+85^\circ\text{C}$ -55°C to $+125^\circ\text{C}$	0°C to $+70^\circ\text{C}$ -25°C to $+85^\circ\text{C}$ -40°C to $+85^\circ\text{C}$ -55°C to $+125^\circ\text{C}$
Soldering Information	See AN-650 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods or soldering surface mount devices.	See AN-650 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods or soldering surface mount devices.	See AN-650 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods or soldering surface mount devices.	See AN-650 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods or soldering surface mount devices.
ESD rating (1.5 k Ω in series with 100 pF)	600V	600V	600V	600V

Electrical Characteristics ($V^+ = 5\text{ V}_{DC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	LM139A		LM239A		LM339A		LM139		LM239		LM339		LM2901		LM3302		Units		
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min		Typ	Max
Input Offset Voltage (Note 5)																			
Input Bias Current ($V_{IN} = 0$ or $V_{IN} = V_{CM}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0\text{V}$)	± 1.0	± 2.0	± 1.0	± 2.0	± 1.0	± 2.0	± 2.0	± 5.0	± 2.0	± 5.0	± 2.0	± 5.0	± 2.0	± 7.0	± 3	± 20	± 3	± 20	mV/DC
Input Offset Current ($V_{IN} = V_{CM} = 0\text{V}$)																			nA/DC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$						
Supply Current																			$\mu\text{A}/\text{DC}$
Voltage Gain																			mV/mV
Large Signal Response Time																			ns
Response Time																			μs
Output Sink Current																			mA/DC

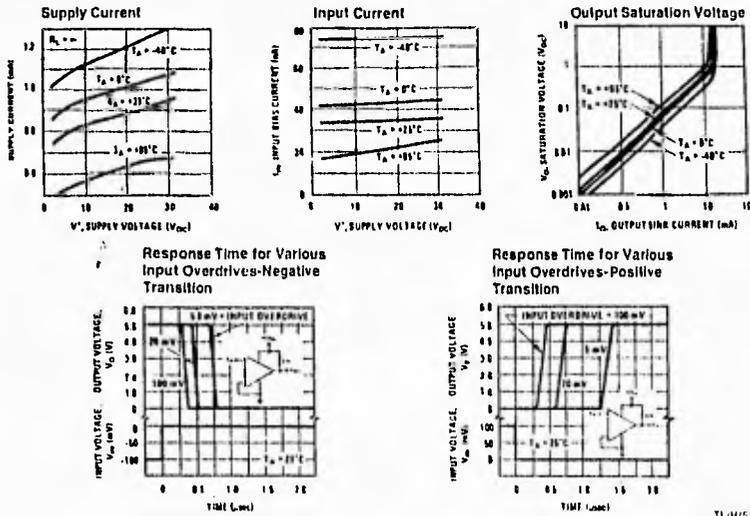


Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302



TL/H/5706-6

Typical Performance Characteristics LM2901



TL/H/5706-7

CARACTERÍSTICAS DE LOS PISTONES

Físicas

Longitud, relajado	100 mm
Longitud contraído	76 mm
Diámetro máximo	9 mm
Masa	10 gramos
Fuerza de operación (en contracción)	450 gramos
Fuerza de sobrecarga	680 gramos
Fuerza de reset (para empujar la barra hacia afuera)	250 gramos

Eléctricas

Resistencia total	0.2 Ω
Corriente máxima	5 A
Corriente mínima	2 A
Corriente típica	4 A
Tiempo para actuar a 4 A y 25°C de temperatura ambiente:	
Tiempo para empezar la contracción	2.5 segundos
Tiempo para completar un 90%	6 segundos
Tiempo para reiniciar después de 10 minutos de encendido:	
Tiempo para empezar la relajación	3 segundos
Tiempo para completar un 90%	7 segundos
Velocidad típica	de 1 a 2 ciclos por minuto

Térmicas

Temperatura final de contracción	90° C
Temperatura final de relajación	65° C
Temperatura de auto-acción (por calentamiento externo)	74° C



APÉNDICE D

LISTADO DEL PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR

org B610

* inicio del programa del microcontrolador *

jsr labin
jsr labsu
jsr parde
jsr pariz
jsr frent ;rutinas de prueba
jsr cejsup
jsr mejilla
jsr cejin
jsr ambpar

* Programa principal *

edoini ldx #\$1000
rsc brset \$2E,x \$20 lpc
bra sen
lpc ldaa \$2F,x ;lectura del puerto
clr \$2F,x ;borra el contenido del puerto
jsr sci ;atención a información del puerto
sen ldaa \$1000 ;carga sensores>accA
staa \$32 ;guarda su cont. en memoria
brclr \$32 \$07 conti ;ir a conti si no señal de sensores
jsr ats ;si sensores<>0 atenderlos
conti brset \$2E,x \$20 ICT ;revisa bandera de SCI
jsr par
lct ldaa \$2F,x
clr \$2F,x
jsr sci
par jsr prp
jmp rsc

```
*****  
*           Atención del SCI           *  
*****
```

```
sci  cmpa #$41  
     beq in  
     cmpa #$42  
     beq su  
     cmpa #$43  
     beq de  
     cmpa #$44  
     beq iz  
     cmpa #$45  
     beq nt      ;comparación del dato de pc con las  
     cmpa #$46      ;rutinas preestablecidas para realizar  
     beq jsu      ;la que aplique  
     cmpa #$47  
     beq la  
     cmpa #$48  
     beq jin  
     cmpa #$49  
     beq par  
     cmpa #$4A  
     beq ru  
     cmpa #$4B  
     beq lu  
     cmpa #$4C  
     beq ta  
reg  rts  
in   jmp labin  
su   jmp labsu  
de   jmp parde  
iz   jmp pariz  
nt   jmp frent  
jsu  jmp cejsu  
la   jmp jilla  
jin  jmp cejin  
pa   jmp par  
ru   jmp rui  
lu   jmp luz  
ta   jmp tac
```



* Atención a los sensores *

```
ats brset $32 $02 rui     ;compara la combinación de
   brset $32 $04 tac     ;digitos binarios en el puerto
   brset $32 $06 tac     ;para llevar a cabo la rutina
   bra luz               ;determinada según prioridad
   rts
```

* Rutina de reacción a ruido *

```
rui ldaa $AA            ; carga el puerto serie con el dato
   staa $2F,x           ; que identifica la rutina que se va
   jsr esp              ; a realizar, espera un tiempo para
   clr $2F,x            ; que lo lea la pc y luego lo borra.
   ldaa #$DC            ; Carga en el puerto B de salida a
   staa $1004           ; músculos con el dato que excita
   jsr reta             ; los alambres de la rutina
   jsr reta
   clr $1004
   jsr sen              ; revisión de los sensores antes de
   jsr tie              ; rutina de recuperacion
   ldaa #$DC            ; carga en el puerto el siguiente
   staa $1004           ; movimiento a realizar
   jsr reta
   clr $1004
   jsr sen              ; revisión de sensores
   jsr tie              ; retardo repetido para esperar
   ldaa #$0C            ; carga en el puerto el siguiente
   staa $1004           ; movimieto a realizar
   jsr reta
   clr $1004
   jsr sen
   jsr tie
   rts
```

 * Rutina de luz *

```

luz ldaa #$AB ;carga el dato en el SCI para
    staa $2F,x ;notificar a la pc de la rutina
    jsr esp ;que se ejecutar
    clr $2F,x
    ldaa #$DC ;carga en el puerto el dato para
    staa $1004 ;ejecutar el primer movimiento
    jsr reta
    jsr reta
    clr $1004 ;deshabilita los músculos
    jsr sen
    jsr tie
    ldaa #$1C ;carga el puerto para ejecutar
    staa $1004 ;el siguiente movimiento
    jsr reta
    clsr $1004
senr12 jsr sen
    jsr tie
    ldaa #$2C ;carga el puerto para ejecutar
    staa $1004 ;el siguiente movimiento
    jsr reta
    clr $1004 ;deshabilita los músculos
senr13 jsr sen
    jsr reta
    jsr reta
    jsr tie
    jsr sen
    ldaa #$0C ;carga el puerto con el dato para
    staa $1004 ;ejecutar el siguiente movimiento
    jsr reta
    jsr reta
    clr $1004 ;deshabilita los músculos
senr14 jsr sen
    jsr tie
    jsr sen
    ldaa #$0C ;carga el puerto para ejecutar el
    staa $1004 ;último movimiento de la rutina
    jsr reta ;de luz
    clr $1004
  
```



```
senrl5 jsr sensores
      jsr tiempo
      rts
```

```
*****
                        Rutina de tacto      *
*****
```

```
tac  ldaa #$AC      ;carga en el SCI el dato de la
      staa $2F,x    ;rutina que se va a ejecutar
      jsr esp       ;para notificar a la pc
      clr $2F,x
      ldaa #$9C     ;carga el dato en el puerto para
      staa $1004    ;generar el primer movimiento
      jsr reta
      jsr reta
      clr $1004     ;deshabilita los mEsculos
senrl1 jsr sen
      jsr tiempo
      ldaa #$90     ;carga el dato en el puerto para
      staa $1004    ;ejecutar el siguiente movimiento
      jsr reta
      clr $1004     ;deshabilita los músculos
senrl2 jsr sen
      jsr tle
      ldaa #$9D     ;carga el dato en el puerto para
      staa $1004    ;ejecutar el siguiente movimiento
      jsr reta
      clr $1004     ;deshabilita los músculos
senrl3 jsr sen
      jsr reta
      jsr tie
      jsr sen
      ldaa #$9C     ;carga el dato en el puerto para
      staa $1004    ;ejecutar el siguiente movimiento
      jsr reta
      clr $1004     ;deshabilita los músculos
senrl4 jsr sen
      jsr tle
      jsr sen
      ldaa #$9D     ;carga el dato en el puerto para
      staa $1004    ;ejecutar el siguiente movimiento
      jsr reta
      clr $1004     ;deshabilita los músculos
```



```
senrlt5 jsr sen
jsr tie
rts
```

```
*****
*           Rutinas complementarias           *
*****
```

```
    **parpados
prp  jsr reta
     jsr reta
     ldaa #$AD
     staa $2F,x
     jsr esp
     clr $2F,x
     ldaa #$0C
     staa $1004
     jsr reta
     clr $1004
     jsr sen
     jsr reta
     rts
```

```
labin ldaa #$01
      jsr movim
      jmp edoini
labsu ldaa #$02
      jsr movim
      jmp edoini
parde ldaa #$04
      jsr movim
      jmp edoini
pariz ldaa #$08
      jsr movim
      jmp edoini
frent ldaa #$10
      jsr movim
      jmp edoini
cejsu ldaa #$20
      jsr movim
      jmp edoini
mejilla ldaa #$40
      jsr movim
      jmp edoini
```

Apéndice D

```
cejin: ldaa #$80
      jsr movim
      jmp edoini
```

```
movim: staa $1004
      jsr reta
      clr $1004
      rts
```

```
tie: ltab #$04
retar: ldaa #$05
ret: pshx
     idx #$823C
decrem: decx
       bne decrem
       pulx
       deca
       bne ret
       decb
       bne retar
       rts
```

```
reta: ldaa #$05
ret1: pshx
     idx #$823C
decrem1: decx
       bne decrem1
       pulx
       deca
       bne ret1
       rts
```

```
tiempo1: pshx
         idx #$022C
decrem2: decx
       bne decrem2
       pulx
       rts
```

```
org $FFFE ;vector de inicializacion
```

S46

APÉNDICE E

LISTADO DE LOS MÓDULOS Y PROCEDIMIENTOS PRINCIPALES DEL PROGRAMA DE VISUALIZACIÓN Y SIMULACIÓN

DECLARACIONES

'Definición de campos de los registros de macros

Type Orden

Nombre As String * 10

Acc1 As String * 1

Acc2 As String * 1

Acc3 As String * 1

Acc4 As String * 1

Acc5 As String * 1

Acc6 As String * 1

Acc7 As String * 1

Acc8 As String * 1

Acc9 As String * 1

Acc10 As String * 1

Acc11 As String * 1

Acc12 As String * 1

Acc13 As String * 1

Acc14 As String * 1

Acc15 As String * 1

Acc16 As String * 1

Acc17 As String * 1

Acc18 As String * 1

Acc19 As String * 1

Acc20 As String * 1

End Type

'Definición de arreglos de macros

Global Macros() As Orden

Global LeeMacro() As Orden

Global Actual() As Orden

Global Borrado() As Orden



VENTANA PRINCIPAL

```
'Procedimiento de carga de la ventana principal
Sub Form_Load ()
    'Define las características para usar el puerto serial 2
    Comm2.CommPort = 2
    Comm2.Settings = "9600,N,8,1"
    Comm2.InputLen = 1
    Comm2.PortOpen = True
End Sub

'Procedimiento para el botón de golpe
Sub Command1_Click ()
    Comm2.Output = "O" 'Envía la información al puerto
    Comm2.Output = "E3455643FA1"
    'Carga el gráfico correspondiente a golpe
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara2.bmp")
    For i = 1 To 100000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura gráfico inicial
End Sub

'Procedimiento para el botón luz
Sub Command2_Click ()
    Comm2.Output = "N" 'Envía la información al puerto
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara3.bmp") 'Carga gráfico correspondiente a luz
    For i = 1 To 100000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura gráfico inicial
End Sub

'Procedimiento para el botón de sonido
Sub Command3_Click ()
    Comm2.Output = "M" 'Envía la información al puerto
    'Carga gráfico correspondiente al golpe
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara4.bmp")
    For i = 1 To 100000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura gráfico inicial
End Sub
```



```
'Procedimiento para el botón de Parpadeo
Sub Command4_Click ()
    Comm2.Output = "I" 'Envía la información al puerto
    'Carga el gráfico correspondiente a parpadeo
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara5.bmp")
    For i = 1 To 10000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura el gráfico inicial
End Sub

'Procedimiento para el botón Cierra Ojo izq.
Sub Command5_Click ()
    Comm2.Output = "D" 'Envía la información al puerto
    'Carga el gráfico correspondiente al cierre del ojo izquierdo
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara6.bmp")
    For i = 1 To 10000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura el gráfico inicial
End Sub

'Procedimiento para el botón Cierra Ojo Der.
Sub Command6_Click ()
    Comm2.Output = "C" 'Envía la información al puerto
    'Carga el gráfico correspondiente al cierre del ojo derecho
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara7.bmp")
    For i = 1 To 10000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura gráfico inicial
End Sub

'Procedimiento para el botón de Abre boca
Sub Command7_Click ()
    Comm2.Output = "A" 'Envía la información al puerto
    'Carga el gráfico correspondiente a la apertura de boca
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara8.bmp")
    For i = 1 To 10000 'Retardo
    Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura gráfico inicial
End Sub
```

Apéndice E

'Procedimiento para el botón de Alza Cejas

```
Sub Command8_Click ()
    Comm2.Output = "F" 'Envía la información al puerto
    'Carga el gráfico correspondiente al levantamiento de cejas
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara9.bmp")
    For i = 1 To 10000 'Retardo
        Next i
    Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp") 'Restaura gráfico inicial
End Sub
```

'Procedimiento para el botón Macros

```
Sub Command9_Click ()
    form1.Enabled = False 'Inhabilita la ventana principal
    'Carga y habilita la ventana del Administrador de Macros
    Load Form2
    Form2.Visible = True
End Sub
```

'Procedimiento para el botón Salir (Termina la ejecución del programa)

```
Sub Command11_Click ()
    Unload form1
    End
End Sub
```

'Procedimiento para la ejecución de macros

```
Sub Command12_Click ()
    Load Form6 'Carga la forma de la ventana de ejecución de macros
    Form6.Visible = True
End Sub
```

VENTANA DEL ADMINISTRADOR DE MACROS

'Procedimiento para cargar la ventana de Creación de Macros

```
Sub Command1_Click ()
    'Inhabilita y oculta la ventana del Administrador de Macros
    Form2.Enabled = False
    Form2.Visible = False
    'Carga y muestra la ventana de Creación de Macros
    Load Form3
    Form3.Visible = True
End Sub
```



```
'Procedimiento para cargar la ventana de Modificación de Macros
Sub Command2_Click ()
    'Inhabilita y oculta la ventana del Administrador de Macros
    Form2.Enabled = False
    Form2.Visible = False
    'Carga y muestra la ventana de Modificación de Macros
    Load Form5
    Form5.Visible = True
End Sub
```

```
'Procedimiento para cargar la ventana de Eliminación de Macros
Sub Command3_Click ()
    'Inhabilita y oculta la ventana del Administrador de Macros
    Form2.Enabled = False
    Form2.Visible = False
    'Carga y muestra la ventana de Eliminación de Macros
    Load Form7
    Form7.Visible = True
End Sub
```

```
'Procedimiento para cerrar la ventana del Administrador de Macros
Sub Command4_Click ()
    'Oculta y descarga la ventana del Administrador de Macros
    Form2.Visible = False
    Unload Form2
    'Habilita la ventana principal
    Form1.Enabled = True
    Close #1
End Sub
```

VENTANA DE CREACIÓN DE MACROS

```
'Procedimiento de Carga de la ventana de Creación de Macros
Sub Form_Load ()
    'Establece la lista de acciones disponibles
    List1.AddItem "1. Parpadea"
    List1.AddItem "2. Cierra ojo izquierdo"
    List1.AddItem "3. Cierra ojo derecho"
    List1.AddItem "4. Abre boca"
    List1.AddItem "5. Alza cejas"
    List1.AddItem "6. Golpe"
    List1.AddItem "7. Luz"
```

Apéndice E

```
List1.AddItem "8. Sonido fuerte"  
'Inicialización de todos los cuadros de texto  
Text1.Text = ""  
Text2.Text = ""  
Text3.Text = ""  
Text4.Text = ""  
Text5.Text = ""  
Text6.Text = ""  
Text7.Text = ""  
Text8.Text = ""  
Text9.Text = ""  
Text10.Text = ""  
Text11.Text = ""  
Text12.Text = ""  
Text13.Text = ""  
Text14.Text = ""  
Text15.Text = ""  
Text16.Text = ""  
Text17.Text = ""  
Text18.Text = ""  
Text19.Text = ""  
Text20.Text = ""  
Text21.Text = ""
```

End Sub

'Procedimiento de Carga de la ventana de Creación de Macros

```
Sub Form_Load ()  
'Establece la lista de acciones disponibles  
List1.AddItem "1. Parpadea"  
List1.AddItem "2. Cierra ojo izquierdo"  
List1.AddItem "3. Cierra ojo derecho"  
List1.AddItem "4. Abre boca"  
List1.AddItem "5. Alza cejas"  
List1.AddItem "6. Golpe"  
List1.AddItem "7. Luz"  
List1.AddItem "8. Sonido fuerte"  
'Inicialización de todos los cuadros de texto  
Text1.Text = ""  
Text2.Text = ""  
Text3.Text = ""  
Text4.Text = ""  
Text5.Text = ""  
Text6.Text = ""  
Text7.Text = ""
```



```
Text8.Text = ""
Text9.Text = ""
Text10.Text = ""
Text11.Text = ""
Text12.Text = ""
Text13.Text = ""
Text14.Text = ""
Text15.Text = ""
Text16.Text = ""
Text17.Text = ""
Text18.Text = ""
Text19.Text = ""
Text20.Text = ""
Text21.Text = ""
End Sub

'Carga la acción seleccionada en la lista en el cuadro de texto
'correspondiente a la acción número 1, que se ha seleccionado
Sub Text1_Click ()
    Text1.Text = List1.ListIndex + 1
End Sub
```

Nota: el procedimiento anterior se repite para cada una de las 20 acciones a programar

```
'Procedimiento para grabar las macros en disco
Sub Command1_Click ()
    'Abre el archivo de macros
    Open "MACROS.DAT" For Random As #1 Len = 30
    'Calcula el número de registros a utilizar
    Registro = LOF(1) / 30
    Registro = Registro + 1
    ReDim Leemacro(Registro)
    'Lee el nombre de la macro
    Nomb = UCase$(RTrim(LTrim(Text6.Text)))
    'Verifica que el nombre de la macro no exista
    Bandera = True
    For N = 1 To Registro - 1
        Get #1, N, Leemacro(N)
        Nombre1 = UCase$(RTrim(LTrim(Leemacro(N).Nombre)))
        If Nomb = Nombre1 Then
            Bandera = False 'Indica que el nombre existe
        End If
    Next N
End Sub
```

```
Next N
'Si el nombre de la macro no se ha asignado carga
'la ventana de advertencia
If Nomb = "" Then
    Form3.Enabled = False
    'Carga y muestra la ventana de advertencia
    Load Form4
    Form4.Visible = True
Else
    'Si el nombre de la macro no existe...
    If Bandera Then
        ReDim Macros(1)
        'Lectura de todas las acciones de la macro
        Macros(1).Nombre = Nomb
        Macros(1).acc1 = Text1.Text
        Macros(1).acc2 = Text2.Text
        Macros(1).acc3 = Text3.Text
        Macros(1).acc4 = Text4.Text
        Macros(1).acc5 = Text5.Text
        Macros(1).acc6 = Text7.Text
        Macros(1).acc7 = Text8.Text
        Macros(1).acc8 = Text9.Text
        Macros(1).acc9 = Text10.Text
        Macros(1).acc10 = Text11.Text
        Macros(1).acc11 = Text12.Text
        Macros(1).acc12 = Text13.Text
        Macros(1).acc13 = Text14.Text
        Macros(1).acc14 = Text15.Text
        Macros(1).acc15 = Text16.Text
        Macros(1).acc16 = Text17.Text
        Macros(1).acc17 = Text18.Text
        Macros(1).acc18 = Text19.Text
        Macros(1).acc19 = Text20.Text
        Macros(1).acc20 = Text21.Text
        'Guarda el registro de la macro en el archivo
        Put #1, Registro, Macros(1)
        'Inicializa los cuadros de texto de la macro para
        'una nueva captura
        Text1.Text = ""
        Text2.Text = ""
        Text3.Text = ""
        Text4.Text = ""
        Text5.Text = ""
```

```
Text6.Text = ""
Text6.Text = ""
Text7.Text = ""
Text8.Text = ""
Text9.Text = ""
Text10.Text = ""
Text11.Text = ""
Text12.Text = ""
Text13.Text = ""
Text14.Text = ""
Text15.Text = ""
Text16.Text = ""
Text17.Text = ""
Text18.Text = ""
Text19.Text = ""
Text20.Text = ""
Text21.Text = ""
Else
'Cuando el nombre existe, carga
'la ventana de advertencia
Form3.Enabled = False
Load Form12
Form12.Visible = True
Text6.Text = "" 'Limpia el campo nombre
End If
End If
Close #1 'Cierra el archivo
End Sub

'Procedimiento para descargar de memoria la ventana de
'Creación de Macros
Sub Command2_Click ()
'Inhabilita y descarga la ventana de Creación
Form3.Visible = False
Unload Form3
'Muestra la ventana del Administrador de Macros
Form2.Visible = True
Form2.Enabled = True
End Sub
```



VENTANA DE ADVERTENCIA DE NOMBRE DE MACRO NO ASIGNADO

```
'Procedimiento para el botón Aceptar del cuadro de
'advertencia de nombre de macro no asignado
Sub Command1_Click ()
    'Ocultar y descargar la ventana de advertencia
    Form4.Visible = False
    Unload Form4
    'Habilita la forma de Creación de Macros
    Form3.Enabled = True
End Sub
```

VENTANA DE MODIFICACIÓN DE MACROS

```
'Procedimiento para cargar la ventana de Modificación de Macros
Sub Form_Load ()
    'Abre el archivo de macros
    Open "MACROS.DAT" For Random As #1 Len = 30
    'Calcula el número de registros
    Registro = LOF(1) / 30
    ReDim macros(Registro)
    'Agrega a la lista de macros, los nombres de las macros existentes
    For I = 1 To Registro
        Get #1, I, macros(I)
        List1.AddItem macros(I).Nombre
    Next I
    'Establece la lista de acciones disponibles
    List2.AddItem "1. Parpadea"
    List2.AddItem "2. Cierra ojo izquierdo"
    List2.AddItem "3. Cierra ojo derecho"
    List2.AddItem "4. Abre boca"
    List2.AddItem "5. Alza cejas"
    List2.AddItem "6. Golpe"
    List2.AddItem "7. Luz"
    List2.AddItem "8. Sonido fuerte"
    'Inicializa todos los cuadros de texto
    Text1.Text = ""
    Text2.Text = ""
    Text3.Text = ""
    Text4.Text = ""
    Text5.Text = ""
    Text6.Text = ""
    Text7.Text = ""
```



```
Text8.Text = ""
Text9.Text = ""
Text10.Text = ""
Text11.Text = ""
Text12.Text = ""
Text13.Text = ""
Text14.Text = ""
Text15.Text = ""
Text16.Text = ""
Text17.Text = ""
Text18.Text = ""
Text19.Text = ""
Text20.Text = ""
Text21.Text = ""
'Cierra el archivo
Close #1
```

End Sub

'Actualiza la acción de la macro seleccionada por la acción activa en la lista

```
Sub Text1_Click ()
```

```
Text1.Text = List2.ListIndex + 1
```

```
End Sub
```

Nota: este procedimiento es similar para todas las acciones

'Procedimiento de selección de una macro

```
Sub List1_Click ()
```

```
'Cuando se selecciona una macro, se lee cada uno de los campos
```

```
'del archivo y se muestran en pantalla
```

```
Text1.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc1
```

```
Text2.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc2
```

```
Text3.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc3
```

```
Text4.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc4
```

```
Text5.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc5
```

```
Text6.Text = UCase$(RTrim$(LTrim$(macros(List1.ListIndex + 1).Nombre)))
```

```
Text7.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc6
```

```
Text8.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc7
```

```
Text9.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc8
```

```
Text10.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc9
```

```
Text11.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc10
```

```
Text12.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc11
```

```
Text13.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc12
```

```
Text14.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc13
```

```
Text15.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc14
```

Apéndice E

```
Text16.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc15
Text17.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc16
Text18.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc17
Text19.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc18
Text20.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc19
Text21.Text = macros(List1.ListIndex + 1).acc20
End Sub

'Procedimiento para el botón Modificar
Sub Command1_Click ()
'Verifica que haya una macro seleccionada
If List1.ListIndex >= 0 Then
'Abre el archivo de macros
Open "MACROS.DAT" For Random As #1 Len = 30
Registro = LOF(1) / 30
ReDim Leemacro(Registro)
'Obtiene el nombre de la macro
Nomb = UCase$(RTrim(LTrim(Text6.Text)))
Bandera = True
'Verifica que si el nombre de la macro cambia,
'el nuevo nombre no exista
For N = 1 To Registro
Get #1, N, Leemacro(N)
Nombre1 = UCase$(RTrim(LTrim(Leemacro(N).Nombre)))
If (Nombre1 = Nomb) And (N <> List1.ListIndex + 1) Then
Bandera = False 'Indica que el nombre existe
End If
Next N
'Verifica que la macro tenga un nombre asignado
If Nomb = "" Then
Form3.Enabled = False
'Carga y muestra la ventana de advertencia de
'nombre de macro no asignado
Load Form4
Form4.Visible = True
Else
'Si no existió el nombre...
If Bandera Then
'Lee los nuevos valores para cada campo
macros(List1.ListIndex + 1).Nombre = Nomb
macros(List1.ListIndex + 1).acc1 = Text1.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc2 = Text2.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc3 = Text3.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc4 = Text4.Text
```

```

macros(List1.ListIndex + 1).acc5 = Text5.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc6 = Text7.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc7 = Text8.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc8 = Text9.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc9 = Text10.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc10 = Text11.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc11 = Text12.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc12 = Text13.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc13 = Text14.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc14 = Text15.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc15 = Text16.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc16 = Text17.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc17 = Text18.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc18 = Text19.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc19 = Text20.Text
macros(List1.ListIndex + 1).acc20 = Text21.Text
'Guarda el registro actualizado en el archivo
Put #1, List1.ListIndex + 1, macros(List1.ListIndex + 1)
'Inicializa todos los cuadros de texto
Text1.Text = ""
Text2.Text = ""
Text3.Text = ""
Text4.Text = ""
Text5.Text = ""
Text6.Text = ""
Text7.Text = ""
Text8.Text = ""
Text9.Text = ""
Text10.Text = ""
Text11.Text = ""
Text12.Text = ""
Text13.Text = ""
Text14.Text = ""
Text15.Text = ""
Text16.Text = ""
Text17.Text = ""
Text18.Text = ""
Text19.Text = ""
Text20.Text = ""
Text21.Text = ""
'Actualización de la lista de macros disponibles
List1.Clear
Reg = LOF(1) / 30
ReDim Actual(Reg)

```



```
        For I = 1 To Reg
            Get #1, I, Actual(I)
            List1.AddItem Actual(I).Nombre
        Next I
    Else
        'Si el nombre existió...
        'Carga la ventana de advertencia
        Form5.Enabled = False
        Load Form12
        Form12.Visible = True
        'Inicializa el nombre de la macro
        Text6.Text = ""
    End If
End If
'Cierra el archivo
Close #1
End If
End Sub

'Procedimiento para el botón Salir de la Modificación de Macros
Sub Command2_Click ()
    Oculta y descarga la ventana de Modificación
    Form5.Visible = False
    Unload Form5
    Muestra y habilita la ventana del Administrador de Macros
    Form2.Visible = True
    Form2.Enabled = True
End Sub
```

EJECUCIÓN DE MACROS

```
'Procedimiento para el botón Ejecutar Macros de la ventana principal
Sub Form_Load ()
    Form1.Enabled = False
    'Abre el archivo de Macros
    Open "MACROS.DAT" For Random As #1 Len = 30
    'Calcula la longitud del archivo
    Registro = LOF(1) / 30
    ReDim Macros(Registro)
    'Lee todos los registros de las macros
    For H = 1 To Registro
        Get #1, H, Macros(H)
    
```

```
'Muestra los nombres de las macros en la lista
List1.AddItem Macros(H).Nombre
Next H
End Sub

'Procedimiento para la Ejecución de macros
Sub Command1_Click ()
'Si se presiona el botón Ejecutar y está seleccionada una macro
If List1.ListIndex >= 0 Then
'Habilita la ventana principal para visualizar la ejecución de la macro
Form6.Visible = False
Form1.Enabled = False
Form1.Visible = True
'Lee cada una de las acciones del registro seleccionado
Accion1 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc1
Accion2 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc2
Accion3 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc3
Accion4 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc4
Accion5 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc5
Accion6 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc6
Accion7 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc7
Accion8 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc8
Accion9 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc9
Accion10 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc10
Accion11 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc11
Accion12 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc12
Accion13 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc13
Accion14 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc14
Accion15 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc15
Accion16 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc16
Accion17 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc17
Accion18 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc18
Accion19 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc19
Accion20 = Macros(List1.ListIndex + 1).acc20
'Elige la acción a ejecutar en turno
For K = 1 To 20
Select Case K
Case 1
M = Accion1
Case 2
M = Accion2
Case 3
M = Accion3
```

```
Case 4
  M = Accion4
Case 5
  M = Accion5
Case 6
  M = Accion6
Case 7
  M = Accion7
Case 8
  M = Accion8
Case 9
  M = Accion9
Case 10
  M = Accion10
Case 11
  M = Accion11
Case 12
  M = Accion12
Case 13
  M = Accion13
Case 14
  M = Accion14
Case 15
  M = Accion15
Case 16
  M = Accion16
Case 17
  M = Accion17
Case 18
  M = Accion18
Case 19
  M = Accion19
Case 20
  M = Accion20
End Select
'Elige el gráfico a utilizar
Select Case M
  Case "1" 'Parpadeo
    Form1.Comm2.Output = ""
    Form1.Enabled = True
    Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara5.bmp")
    For i = 1 To 10000
    Next i
    Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
```



```
Case "2" "Cierra ojo izquierdo
  Form1.Comm2.Output = "D"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara6.bmp")
  For i = 1 To 10000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
Case "3" "Cierra Ojo Derecho
  Form1.Comm2.Output = "C"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara7.bmp")
  For i = 1 To 10000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
Case "4" "Abre boca
  Form1.Comm2.Output = "A"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara8.bmp")
  For i = 1 To 10000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
Case "5" "Alza cejas
  Form1.Comm2.Output = "F"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara9.bmp")
  For i = 1 To 10000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
Case "6" "Golpe
  Form1.Comm2.Output = "O"
  Form1.Comm2.Output = "E3455643FA1"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara2.bmp")
  For i = 1 To 100000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
Case "7" "Luz
  Form1.Comm2.Output = "N"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara3.bmp")
  For i = 1 To 100000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
Case "8" "Sonido
  Form1.Comm2.Output = "M"
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara4.bmp")
  For i = 1 To 100000
  Next i
  Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
End Select
```

Apéndice E

```
        Next K
        'Cierra el archivo
        Close #1
        Form1.Enabled = True
        Unload Form6
    End If
End Sub

'Procedimiento para salir de la Ejecución de Macros
Sub Command2_Click ()
    Oculta y descarga la ventana de Ejecución de Macros
    Form6.Visible = False
    Unload Form6
    'Habilita la ventana principal
    Form1.Enabled = True
    Close #1
End Sub

'Procedimiento que se ejecuta cuando se recibe un
'caracter por el puerto serial 2
Sub Comm2_OnComm ()
    'Lee el caracter del puerto
    Lectura = Comm2.Input
    'Selección del gráfico a mostrar en pantalla
    Select Case Lectura
        Case "O" 'Evento de golpe
            Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara2.bmp")
            For i = 1 To 100000
                Next i
            Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
        Case "N" 'Evento de Luz
            Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara3.bmp")
            For i = 1 To 100000
                Next i
            Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
        Case "M" 'Evento de Sonido
            Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara4.bmp")
            For i = 1 To 100000
                Next i
            Form1.Picture1.Picture = LoadPicture("cara1.bmp")
    End Select
End Sub
```

