



54

UNIVERSIDAD  
NACIONALAUTÓNOMA DE  
MÉXICO



CAMPUS ARAGÓN

PROYECTO DE UN ELECTROPORADOR  
PARA TRATAMIENTO DEL CÁNCER CON LA TÉCNICA  
DE ELECTROQUIMIOTERAPIA

TESIS  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO MECÁNICO ELÉCTRICO  
ÁREA DE COMUNICACIONES Y ELÉCTRICA  
PRESENTA

ERICK PEÑA ROJAS

ASESOR  
ING. OSCAR ALVAREZ MELENDEZ.

MEXICO 2000



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**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.

*a mis padres*

*y*




*al pensamiento creador*

*Porque el pensamiento es la cumbre en la evolución  
universal.*

# TEMARIO

<b>0</b>	<b>ANTECEDENTES</b>	5
<b>1</b>	<b>LA ELECTROQUIMIOTERAPIA</b>	9
	¿QUÉ ES EL CÁNCER?	10
	¿QUÉ ES LA ELECTROQUIMIOTERAPIA?	17
	COMO FUNCIONA (electroporación)	21
	COMO SE APLICA	30
<b>2</b>	<b>DISEÑO DE LA CIRCUITERIA</b>	37
	OBJETIVOS DE DISEÑO	38
	CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS DEL EQUIPO	39
	EL SISTEMA DE POTENCIA	42
	SUMINISTRO DE POTENCIA	42
	ACUMULACIÓN DE LA CARGA	55
	SISTEMA DE CARGA Y DESCARGA	60
	ETAPA DE CONMUTACIÓN	75

<b>3</b>	<b>CONSIDERACIONES DE SEGURIDAD</b>	87
	SISTEMA DE POTENCIA AISLADA	88
	PROTECCIONES	90
	CONSIDERACIONES A LA NORMA OFICIAL MEXICANA DE EQUIPOS Y APARATOS ELECTRICOS	.94
<b>4</b>	<b>LA PROGRAMACIÓN</b>	101
	EL SISTEMA DE CONTROL	102
	CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL	102
	CONTROL DEL VOLTAJE	103
	PARTE DE ADQUISICIÓN DE DATOS	108
	PARTE DE SALIDA DE DATOS	110
	EL MICROCONTROLADOR	112
	REQUERIMIENTOS DE MCU	112
	CARTA DE FLUJO	116
	COMPILACIÓN Y CORRIDA DEL PROGRAMA	119
	MODO DE PROGRAMAR EL M68HC11E1	127
	SOFTWARE PARA PC	130
	CONVENIENCIAS DE LA UTILIZACIÓN DE UNA PC	130
	CARACTERÍSTICAS DEL SOFTWARE	130
	DESARROLLO DEL PROGRAMA	132
<b>5</b>	<b>TERMINACIÓN DEL EQUIPO</b>	141
	PROBLEMATICAS	142
	EN EL DISEÑO	142
	EN LA CONSTRUCCIÓN	144

	EN LA OPERACIÓN	146
	ESPECIFICACIONES FINALES DEL EQUIPO	147
<b>6</b>	<b>RESULTADOS</b>	149
	EXPERIMENTACIÓN EN RATAS DE LABORATORIO	150
	APLICACIÓN EN EL TRATAMIENTO DE UN TUMOR DE MAMA	155
	INVESTIGACIÓN DEL TRATAMIENTO EN UN TUMOR CEREBRAL CON GATOS DE LABORATORIO	161
	PROTOCOLO DE INVESTIGACIÓN	164
<b>7</b>	<b>ALCANCES</b>	183
	ADAPTACIÓN PARA OTRO TIPO DE USOS	184
	<b>CONCLUSIONES</b>	189
	<b>GLOSARIO</b>	193
	<b>APENDICES</b>	199
	<b>A TRATAMIENTOS</b>	201
	Quimioterapia	201
	Radioterapia	203
	Terapia hormonal	203
	Control del cáncer	204

<b>B</b>	<b>LEYES Y PRINCIPIOS ELECTRICOS</b>	207
	Campo Eléctrico	207
	Diferencia de Potencial	207
	Equivalencias	208
	Diferencia de potencial en un campo E uniforme	208
	Teoria de operacion del thiristor	210
	Teoria del control de potencia del SCR	216
	Teoria del Triac	222
	Control de potencia y supresión de transitorios	225
	Especificaciones tecnicas de los componetes	231
<b>C</b>	<b>EL MICROCONTROLADOR MC68HC11E1</b>	253
	Códigos de operación	258

<b>BIBLIOGRAFIA</b>	272
---------------------	-----

## ANTECEDENTES





El cáncer es una enfermedad crónica progresiva y mortal que cualquier persona puede llegar a desarrollar. Los factores que la propician son muchos y muy variados que aún hoy en día no se han podido escudriñar por completo. Los métodos tradicionales para combatirlo son múltiples y muy diversos los cuales incluyen regimenes de tratamientos con cirugía, quimioterapia, radioterapia e inmunoterapia; estos pueden ser utilizados solos o combinados.

La mayoría de las estrategias para desarrollar tratamientos más efectivos, involucran el uso de drogas cada vez más potentes o combinaciones de estas, que producen efectos secundarios indeseados que pueden llegar a reducir la calidad de vida de los pacientes a los que se les aplica. La desventaja de un tratamiento oncológico abordado de esta manera, es el ostensible incremento en la toxicidad y el costo del tratamiento que en muchos de los casos no curan por completo el problema por lo que constantemente se están realizando investigaciones de toda índole para poder contrarrestar esta enfermedad.

El mapa mundial del cáncer marca grandes diferencias de los tratamientos entre los países ricos y pobres que combaten este mal. En México el tratamiento del cáncer no a cambiado mucho desde hace mas de 10 años, debido a problemas muy diversos y sobre todo al elevado costo que representan los nuevos tratamientos utilizados en el extranjero. Es por esto, que actualmente es la segunda causa de mortandad en México solo detrás de las muertes violentas.

Esta compleja enfermedad que se ha agravado en los últimos años con la proliferación de agentes cancerígenos contenidos en la contaminación ambiental y en muchos de los productos de consumo alimenticio, se suma a la crítica situación económica y de ignorancia de muchas personas que llegan a padecer este mal, que no excluye clases sociales, propiciando el avance de esta enfermedad rápidamente y concluyendo finalmente con la muerte del enfermo.

La necesidad de solución a esta situación impulsa a la búsqueda de nuevos métodos, más efectivos y baratos que puedan aportar una solución viable a este terrible problema. Con esta perspectiva y con el afán de ayudar, el oncólogo Dr. Jorge Amador Zarco y el físico Nazario Miranda Martínez, del Instituto Nacional de Pediatría investigan un nuevo método llamado "ELECTROQUIMIOTERAPIA", que cubre este perfil al incursionar mas profundamente en esta terapia que se experimenta todavía en Estados Unidos, Canadá y Europa, y que hace obligada la necesidad de contar con un equipo médico para la experimentación de este tratamiento. Es así como a través de la sección ISA (Sociedad Internacional Para la medición y el Control) Aragón se comienza a trabajar en el desarrollo de este equipo "ELECTROPORADOR" que permitirá dar tratamientos de Electroquimioterapia a personas con problemas oncológicos.

La realización del proyecto dio lugar al desarrollo de esta tesis, cuyo objetivo es el de poder encontrar medios alternativos a los tratamientos convencionales contra el cáncer, mediante la elaboración de un equipo medico que pueda ser utilizado en tratamientos de Electroquimioterapia, con el proposito de brindar otra oportunidad a las personas más necesitadas que no puedan costear un tratamiento tradicional.

En el transcurso de este proyecto de tesis, se abordarán rigurosamente los problemas técnicos y teóricos que conllevan al desarrollo del equipo, así como los principios en los que se basa la técnica de electroporación desde un punto de vista muy general, partiendo del hecho de que el principal fin de esta obra es la de justificar técnicamente la funcionalidad del equipo que se ha mencionado. Sin embargo, existe la intención de que este documento sea o pueda llegar a ser un apoyo a nuevas generaciones de estudiantes que compartan el gusto por el diseño, pues se han incluido muchos conceptos básicos e información técnica que sirve de apoyo en el desarrollo de esta tesis.

# LA ELECTROQUIMIOTERAPIA



- ¿QUÉ ES EL CÁNCER?
- ¿QUÉ ES LA ELECTROQUIMIOTERAPIA?
- COMO FUNCIONA (electroporación)
- COMO SE APLICA

## ¿QUÉ ES EL CÁNCER?

Es un crecimiento de tejido que resulta de la reproducción continua y rápida de células anormales que invaden y destruyen otros tejidos. El cáncer, que puede generarse desde cualquier tipo de célula y en cualquier tejido del cuerpo, es una enfermedad que incluye un gran número de clasificaciones que se dividen en tres grandes grupos, dependiendo del tejido y el tipo de célula en que el nuevo crecimiento ocurre.

Los sarcomas provenientes del tejido conjuntivo y sustentador tal como hueso, cartílago, nervio, vasos sanguíneos, músculo, y grasa.

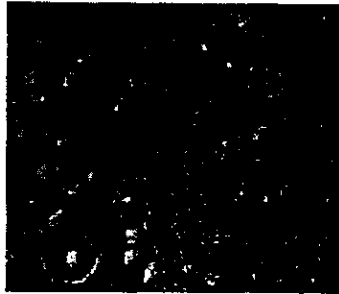
Los carcinomas, que incluyen las formas más frecuentemente de cáncer humano, generándose desde tejido epitelial tal como la piel, el revestimiento de órganos y cavidades del cuerpo, y el tejido glandular del seno y próstata. Los carcinomas de estructura similar a la piel se denominan carcinomas de células escamosas. Los que tienen una estructura glandular se denominan adenocarcinomas.

En el tercer subtipo se encuentran las leucemias y linfomas que incluyen los cánceres de los tejidos formadores de las células sanguíneas. Producen inflamación de los ganglios linfáticos, invasión del bazo y médula ósea, y sobreproducción de células blancas inmaduras. Estos factores ayudan a su clasificación.

Casi todos los tipos de cáncer forman tumores, pero no todos los tumores son cancerosos, o malignos; el mayor número de ellos son benignos, es decir, que no representan una amenaza contra la vida. Los tumores benignos crecen únicamente en el tejido en que se originan y se separan comúnmente desde el tejido vecino por una cápsula de circunvalación, o bolsa. Los tumores benignos generalmente crecen lentamente y en estructuras cerradas con el tejido en que ellos primero se desarrollaron. En algunos casos estos tumores pueden poner en peligro la salud de una persona por obstaculizar, comprimir, o desplazar órganos o tejidos vecinos, como el tumor cerebral. Algunos tumores benignos, tales como

pólipos del colon, pueden llegar a ser cancerosos.

Se dice que un crecimiento canceroso, o neoplasma, es clonal cuando, todas sus células son descendientes de una célula única. Estas células escapan al control de fuerzas normales que regulan el crecimiento de estas por usar una enzima llamada telomerasa, que permite que células malignas se reproduzcan interminablemente. Las células malignas son incapaces de madurar o diferenciarse en un estado adulto, o funcional. Como estas células se multiplican, ellas pueden formar una masa llamada tumor, que se agranda y continúa creciendo sin realizar la función del tejido que la originó.



**Fig 1. Tejido tumoral**

El atributo más importante de tumores cancerosos es su capacidad para esparcirse más allá de la ubicación donde comenzarán primeramente a crecer. El cáncer puede invadir o extenderse en los tejidos vecinos o a sitios distantes, formando crecimientos secundarios conocidos como metastasis. Las rutas y los sitios de las metastasis varían en función a los diferentes tipos de cáncer primarios:

Las células tumorales pueden viajar en el interior de los vasos linfáticos hacia los ganglios linfáticos, o también en los vasos sanguíneos. En la corriente circulatoria, estas células se detienen en el punto en el que los vasos son demasiado estrechos para su diámetro. Las células procedentes de tumores del tracto gastrointestinal se detendrán en el hígado. Posteriormente pueden

propagarse a los pulmones. Las células del resto de los tumores invadirán los pulmones antes de propagarse a otros órganos. Por tanto, los pulmones y el hígado son dos localizaciones frecuentes de metástasis.

Muchos cánceres en etapa temprana de su crecimiento derraman células en la corriente sanguínea. La mayoría de estas células mueren en la corriente sanguínea, pero algunas pueden invadir y penetrar en el árbol bascular y en los tejidos. En algunos casos, las células son capaces de sobrevivir y formar un nuevo tumor. Otras pueden dividirse únicamente algunas veces, formando un nido pequeño de células que permanecen latentes como un micrometastasis. Ellas pueden permanecer latentes por muchos años, y volver a crecer posteriormente por razones que aún no se conocen.

Las células de cáncer, pueden retener las características físicas y biológicas del tejido en que se originaron aún cuando estas se hallan diseminado ampliamente a lo largo del cuerpo. Así, un patólogo puede determinar frecuentemente el sitio de origen (el tejido donde comienzan a crecer las primeras células de cáncer) de un metástasis, con el examen microscópico del tejido canceroso. Los tumores de las glándulas endocrinas, por ejemplo, pueden producir cantidades excedentes de la hormona que produce el tejido del que proceden. A veces también responden a las hormonas que controlan esos tejidos en condiciones normales.

Cuanto más agresivo y maligno es un cáncer, menos recuerda a la estructura del tejido del que procede, pero la tasa de crecimiento del cáncer depende no sólo del tipo celular y grado de diferenciación, sino también de factores dependientes del huésped. Una característica de malignidad es la heterogeneidad celular del tumor. Debido a las alteraciones en la proliferación celular, las células cancerosas son más susceptibles a las mutaciones. Con la evolución, el tumor es cada vez menos diferenciado y de crecimiento más rápido. También puede desarrollar resistencia a la quimioterapia o a la radiación.

El cáncer puede ser ocasionado por innumerables factores. Estos incluyen la herencia de un gen que predisponga a un individuo a un tipo particular de cáncer, contraer un virus que ocasione una forma específica de cáncer, o siendo expuesto a diversos tipos de radiación y químicos que ocasionan cáncer. Los cambios en la exposición y sistema inmune a factores ambientales seguros puede ocasionar también cáncer. Los investigadores estudian como estos diversos factores obran recíprocamente para ocasionar malignidad.

Ciertos factores son capaces de provocar cáncer dependiendo de la exposición de estos con los individuos. Entre estos se encuentran la herencia, los virus, las radiaciones ionizantes, los productos químicos y las alteraciones del sistema inmunológico. Los investigadores estudian como estos diferentes factores pueden interactuar de una manera multifactorial y secuencial para producir tumores malignos. El cáncer es, en esencia, un proceso genético. Las alteraciones genéticas pueden ser heredadas, o producidas en alguna célula por un virus o por una lesión provocada de manera externa. Probablemente una serie de mutaciones secuenciales conduce a la malignización de una única célula que se multiplica como un solo clon. En un principio se consideró que un clon maligno era completamente anormal, y que la única curación posible era la eliminación de todas las células anormales del organismo. En la actualidad, se sabe que el problema reside en la incapacidad de la célula de diferenciarse en su estado adulto y funcional, quizás por la ausencia de algún factor necesario para esa diferenciación.

Se calcula que menos del 20% de los cánceres son de causa hereditaria. Algunas formas de cáncer son más frecuentes en algunas familias: el cáncer de mama es un ejemplo de ello. El cáncer de colon es más frecuente en las familias con tendencia a presentar pólipos de colon. Una forma de retinoblastoma sólo aparece cuando está ausente un gen específico. Estos genes, denominados genes supresores tumorales o antioncogenes, previenen en condiciones normales la reproducción celular. Su

ausencia elimina el control normal de la multiplicación celular. En algunos trastornos hereditarios, los cromosomas tienen una fragilidad intrínseca; estos procesos conllevan un riesgo elevado de cáncer.

Los virus son la causa de muchos cánceres en animales. En el ser humano, el virus de Epstein-Barr se asocia con el linfoma de Burkitt y los linfopiteliomas, el virus de la hepatitis con el hepatocarcinoma, y el virus herpes tipo II o virus del herpes genital con el carcinoma de cérvix, (todos estos virus asociados a tumores humanos son del tipo ADN). El virus HTLV, sin embargo, es del tipo ARN, o retrovirus, como la mayor parte de los virus asociados a tumores en animales y produce una leucemia en humanos. En presencia de una enzima denominada transcriptasa inversa, induce a la célula infectada a producir copias en ADN de los genes del virus, que de esta manera se incorporan al genoma celular. Estos virus del tipo ARN contienen un gen denominado oncogén viral capaz de transformar las células normales en células malignas. Distintas investigaciones han demostrado que los oncogenes virales tienen una contrapartida en las células humanas normales: es el proto-oncogén, u oncogén celular. Los productos de los oncogenes (las proteínas que producen) son factores de crecimiento (o proteínas necesarias para la acción de tales factores de crecimiento), que estimulan el crecimiento de las células tumorales.

La radiación es una causa que propicia el cáncer. La radiación ocasiona cambios en el ADN, incluyendo roturas en los cromosomas (las estructuras minúsculas en células que contienen ADN) y transposiciones cromosómicas en las que los cabos rotos de dos cromosomas pueden intercambiarse. La radiación ocasiona que una célula normal lentamente llegue a ser cancerosa durante un período de varios años. Durante este período, la célula puede ser más susceptible a otro cáncer. Las fuentes más comunes de radiación incluyen los rayos ultravioleta del sol, que es causa del 90 por ciento de todos los cánceres de piel. Los niveles altos de inhalación del gas radon por largos períodos de tiempo pueden ocasionar cáncer de pulmón.



La incidencia de agentes químicos que ocasionan cáncer se ha estudiado extensivamente. Algunos químicos actúan como iniciadores. Solo requieren de una exposición, pero el cáncer no aparece hasta pasado un largo periodo de latencia y tras la exposición de otro agente denominado promotor. Los iniciadores producen cambios irreversibles en el ADN. Los promotores no producen alteraciones en el ADN pero sí un incremento de su síntesis y una estimulación de la expresión de los genes. Su acción sólo tiene efecto cuando ha actuado previamente un iniciador, y cuando actúan de forma repetida. El humo del tabaco, por ejemplo, contiene muchos productos químicos iniciadores y promotores. La actuación del tabaco como promotor es tal, que si se elimina el hábito de fumar, el riesgo de cáncer de pulmón disminuye de forma rápida. El alcohol es también un importante promotor; su abuso crónico incrementa de manera importante el riesgo de cánceres que son inducidos por otros agentes, como el cáncer de pulmón en los fumadores. Los carcinógenos químicos producen también roturas y traslocaciones cromosómicas.

El sistema inmune del cuerpo puede reconocer las células malignas y estimular la producción de células que frecuentemente son capaces de destruir el cáncer. Si el sistema inmune se debilita, el cuerpo puede ser incapaz de destruir el cáncer y las células malignas pueden progresar. Las diversas enfermedades pueden debilitar severamente el sistema inmune, incluyendo el síndrome de inmuno deficiencia adquirida (EL SIDA), enfermedades deficitarias del sistema inmunológico congénitas, o la administración de fármacos inmunodepresores, que pueden ser usados para impedir que el cuerpo rechace un órgano después de un trasplante.

El 80% de los cánceres pueden ser ocasionados por factores ambientales. En los Estados Unidos el 60% de muertes por cáncer son ocasionados por el humo del tabaco y la dieta. El fumar es responsable de la mitad de estas muertes mientras que la dieta inadecuada rinde cuentas de la porción restante. La obesidad es también un factor de riesgo para un número de cánceres, especialmente cánceres de seno, colon, útero, y próstata.

El componente que relaciona todos los factores expuestos con anterioridad parece ser el oncogén. Los virus oncogénicos pueden insertar sus genes en diferentes lugares del genoma animal. Un oncogén viral se inserta en conexión con un oncogén celular, lo cual influye en la expresión de este oncogén e induce el cáncer. Los carcinógenos químicos y la radiación producen lesiones en el ADN, mutaciones y alteraciones en los cromosomas, y los oncogenes tienen una localización dentro del cromosoma en proximidad a los puntos frágiles o puntos de ruptura.

Se cree que la anormalidad de las células es la consecuencia de una serie de alteraciones que comienzan con un gen alterado o una mutación somática (una mutación de una célula normal de un tejido corporal), seguida de la acción promotora de algún agente que estimula la expresión de uno o varios oncogenes, o inhibe los efectos de uno o varios antioncogenes; en consecuencia se liberan factores de crecimiento. Es posible que el primer evento sea la falta de producción de los metabolitos necesarios para la diferenciación celular normal. La estimulación por los factores de crecimiento produce la proliferación del clon de células indiferenciadas, y un defecto del sistema inmunológico permite que estas células alteradas escapen a la destrucción por el sistema de control del organismo.

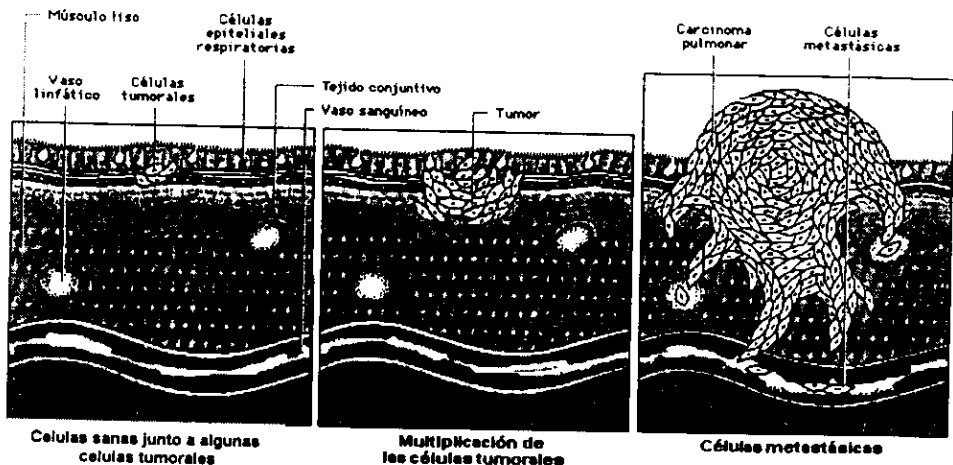


Fig 2. Evolución de un tumor en piel

## ¿QUÉ ES LA ELECTROQUIMIOTERAPIA?

Para entender completamente el fenómeno de la Electroquimioterapia, debemos entender obligadamente, en primer lugar, lo que es la quimioterapia

Quimioterapia, en sentido estricto, es el tratamiento de cualquier proceso mediante sustancias químicas; sin embargo, se utiliza para referirse al tratamiento del cáncer mediante fármacos específicos que retrasan la tasa de crecimiento de las células tumorales. Se espera que en el futuro la quimioterapia sea más específica hacia las células tumorales malignas, explotando alguna característica propia de éstas que no compartan las células normales. Sin embargo, hasta la fecha, tal propiedad no ha sido descubierta, y los fármacos utilizados en quimioterapia son en general citotóxicos, (destruyen células), para todas las células en división, tanto malignas como normales. Esta falta de especificidad es responsable de algunos de los efectos secundarios indeseables de la quimioterapia.

Existen múltiples agentes quimioterapéuticos y combinaciones específicas de fármacos para el tratamiento de formas concretas de cáncer. La mayor parte de los agentes quimioterapéuticos disponibles interfieren en alguna fase del proceso de división celular (mitosis), como, por ejemplo, el movimiento de los cromosomas durante la división celular. Debido a que las mitosis ocurren tanto en células normales como en células malignas, la acción de los fármacos quimioterapéuticos no puede ser específica. Por fortuna, y sin que en muchos casos se conozca el motivo, la susceptibilidad de las células normales de diferentes tejidos, hacia estos fármacos es variable. Tras la administración de fármacos quimioterapéuticos, las células normales parecen tener una mayor capacidad de recuperación (crecimiento) para regenerar el tejido. La mejor capacidad de recuperación de las células normales permite que el tejido enfermo sea repoblado preferentemente por células normales frente a las tumorales. Sin embargo nunca existe la certeza de que

todas las células tumorales hayan sido destruidas. Si no es así, es muy probable que reaparezca el tumor, aunque esto no depende sólo del número de células tumorales supervivientes, sino también de la capacidad del sistema inmunológico de destruirlas.

Por desgracia, además de destruir células cancerígenas y algunas células normales, la mayor parte, si no todos los agentes mencionados, producen efectos secundarios adversos. Los más habituales son las náuseas, vómitos, la supresión de la médula ósea o la alopecia (pérdida de cabello). Además, cada producto tiene sus propios efectos secundarios. La inhibición de la médula ósea es responsable de la susceptibilidad a las infecciones ocasionales de los pacientes en tratamiento con quimioterapia (infecciones por hongos, tuberculosis o enfermedades parasitarias).

Cuando el cáncer de garganta y cabeza golpea un paciente, los efectos son devastadores. Si el cancer se encuentra en la lengua, la oreja, laringe, nariz u otras partes faciales, la parte dañada, o en su defecto toda el área, es eliminada quirúrgicamente. La calidad de vida para pacientes con cáncer de garganta ó cabeza es tremenda, con su pérdida subsiguiente del olfato, gusto, la vista, oído, o la capacidad para hablar, comer, masticar, tragar, etc., las deformidades faciales visibles y cicatrices de la cirugía son comunes. Artículos tales como voz artificial y saliva artificial, así como diversas prótesis se han desarrollado para ayudar a estos pacientes después de tratamientos convencionales. El costo que estos pacientes extraen de la sociedad, y los costos al sistema de reintegración son sumamente altos.

La ELECTROQUIMIOTERAPIA es un novedoso tratamiento contra el cáncer en donde se hace uso de la electroporación en combinación con la quimioterapia convencional. Cuando una célula se expone a pulsos cortos de alto voltaje (electroporación), la membrana puede abrirse temporalmente sin ocasionar un daño permanente en la célula. El fin de la electroporación es el de permeabilizar las células cancerígenas momentos después de haberse administrado la quimioterapia, esto produce "poros" en

cada una de las células tratadas, que se cerraran algún tiempo después sin ocasionar ninguna consecuencia irreversible. En los momentos en que la célula se encuentra porada, es cuando puede absorber con mayor facilidad la droga anticancerígena, que generalmente esta constituida por moléculas de gran tamaño. Esta conjunción permite que los efectos de la quimioterapia sean amplificados gracias a que las celulas enfermas absorven en mayor medida la droga anticancerígena. Es por esto que solo necesita el 10% de la droga suministrada ordinariamente, lo que reduce considerablemente el costo por tratamiento y minimiza increíblemente los efectos secundarios en los pacientes, que indudablemente elevan su calidad de vida. Los resultados de este tratamiento, aplicados a cáncer de piel, han demostrado que la técnica es mucho más eficiente y segura que la quimioterapia sola.



Fig 3. Sesión de Quimioterapia y Termografía de seno

El estudio actual ha demostrado claramente que la electroquimioterapia es un tratamiento efectivo para disminuir el volumen del tumor. Actualmente los esfuerzos son encaminados a examinar diversas rutas de administración de las drogas anticancerígenas y la manera de aumentar la eficacia de la terapia.

Además, la electroporación ha hecho posible la inserción de material genético ADN en las células vivas; inserción de proteínas dentro de la membrana; localización de genes terapéuticos; muerte de las células por baja energía; marcaje intracelular; fusión celular de tejido, etc.

La droga administrada por vía intravenosa, al rededor de las células cancerosas.

Se aplican los impulsos, se forman poros y la droga entra a la célula

Los poros se cierran, subsecuentemente la droga mata a las células cancerosas

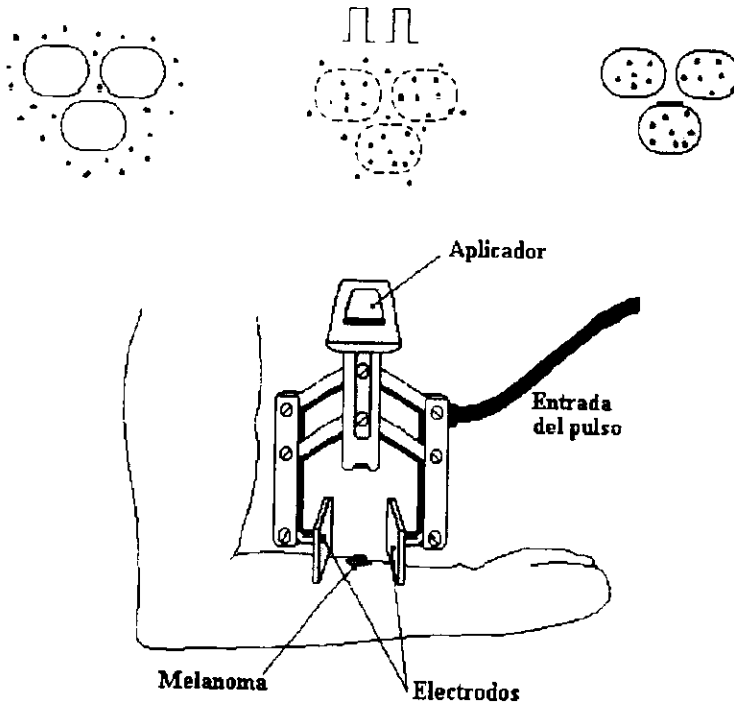


Fig 4. Electroporación en un tumor de piel con electrodos de placas paralelas

## COMO FUNCIONA (electroporación)

El término Electroporación se usa ampliamente para denotar el dramático fenómeno que ocurre con el voltaje transmembranal causado por grandes impulsos eléctricos. Sin embargo, otros términos como "electropermeabilización" y "electroinserción" también se usan, aunque ésto haga pensar en un mecanismo más específico (permeación) o un resultado extremo (introducción de moléculas en la célula). Estudios contemporáneos encontraron que los efectos de las células son reversibles. Otros estudios en membranas planares artificiales exhiben efectos irreversibles generalmente cuando ocurre en los sistemas más simples, pero para algunas membranas planares estos efectos ocurren de forma reversible e irreversible. Recientemente, las mediciones ópticas apoyan la idea de que ocurren algunas reestructuraciones rápidas de la membrana, coincidiendo casualmente con los cambios en la conductancia de la membrana, que es consistente con la formación del poro.

Una atractiva hipótesis menciona que algunos ("poros") son formados debido al aumento del voltaje transmembranal. Finalmente, los modelos físicos se han basado en la transitoriedad de los poros, esto parece explicar algunos de los rasgos esenciales de la mecánica eléctrica y la conducta de transporte molecular. Por todas estas razones, el término "Electroporación" es cada vez más usado.

Aunque el mecanismo microscópico que ocurre en el transporte molecular no se establece todavía, se tiene un progreso significativo en la comprensión de la conducta eléctrica (el voltaje, conductancia, y capacitancia de la membrana), comportamiento mecánico (recuperación o ruptura de membranas planares), y algunos progresos en el entendimiento del transporte molecular (números de moléculas que cruzan la membrana). Sin embargo ha habido progresos relativamente pequeños, en la comprensión de la recuperación de la membrana (progresos de la restauración de la barrera en el tiempo) y el último destino de la célula (sobrevivencia o muerte).

## NATURALEZA Y ORIGEN DE LOS POROS

Cualitativamente, sin embargo, la electroporación envuelve la creación estocástica<sup>1</sup> de poros microscópicos a través de una unión de la contribución de "energía  $kT$ " y energía eléctrica. Se piensa que estos "primeros" poros son transitorios, (Fig.5) se cree que cuando los poros evolucionan, tienen fluctuaciones de tamaño, que llevan a la suposición de que los poros de cierto tamaño (una "población del poro") son creados temporalmente. En las mas complejas membranas celulares, interaccionan los poros transitorios con otras moléculas (destacándose macromoléculas citoplasmicas) y las estructuras celulares pueden modificarse a lo largo de un pequeño tiempo creando poros metastables que persisten mucho tiempo después de las descargas membranales (con pulsos de microsegundos). Finalmente, se valida la idea de que el proceso físico de la electroporación es considerado universal. Las diferencias en la composición bioquímica de la membrana parecen ser originadas por voltajes transmembranales ligeramente diferentes, (por lo menos para los pulsos cortos) la Electroporación generalmente ocurre si el voltaje transmembranal se encuentra entre 0.5-1.5 V.

Los poros primarios que participan en el transporte molecular son llamados poros hidrofílicos, con un radio mínimo de aproximadamente 1 nanometro. Estos no pueden ser vistos por ningún tipo de microscopio, debido a su pequeño tamaño. Por esta razón no es entendida completamente la estructura de los mismos.

Basados en el presente conocimiento de que los grandes poros observados por microscopios electrónicos en membranas erythrocyte son conocidos como poros "secundarios", quizás causados por un poro primario, sin embargo ellos aparecen posteriormente a lo largo de la membrana sabiendo que ésta está descargada.

De acuerdo con la hipótesis de los poros transitorios, la energía necesaria para formar un poro es reducida cuando el voltaje

---

<sup>1</sup>Estocástico; asociación de las fluctuaciones termales fundamentales.



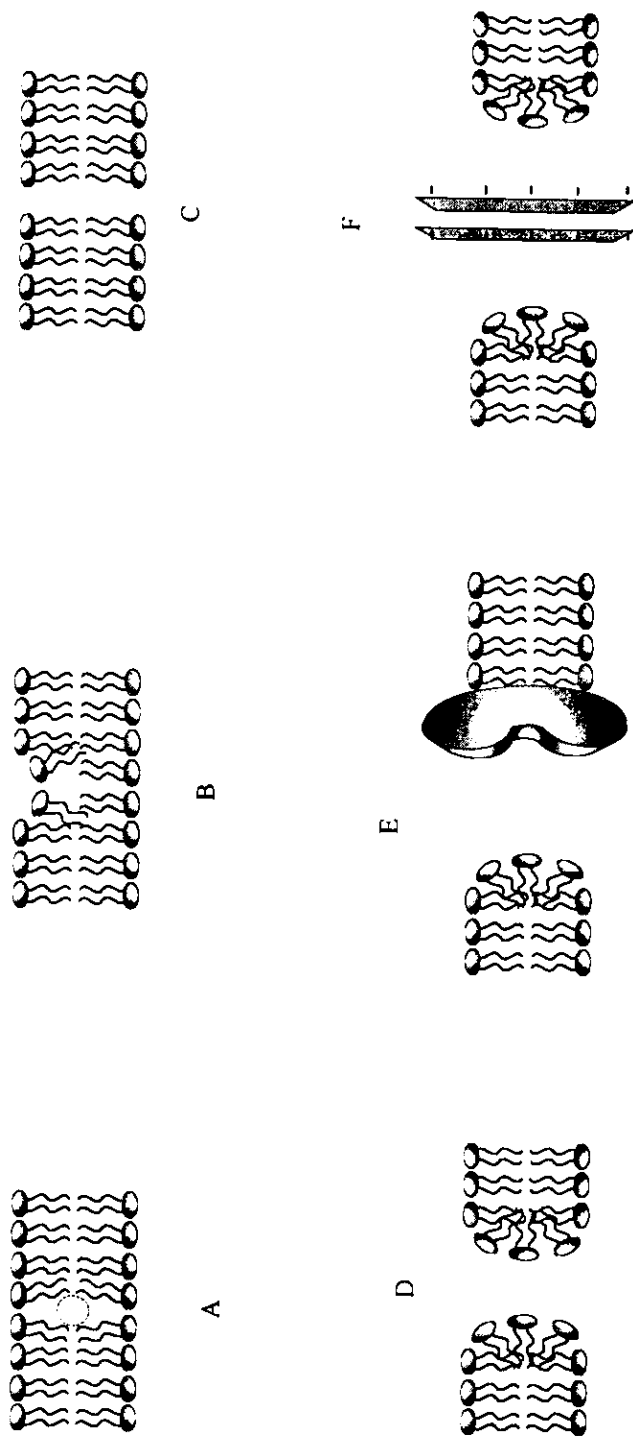


Figura 5: Dibujos de la hipotética conformación de la estructura membranal como se cree que ocurre con la electroporación. A: Fluctuación de libre volumen. B: Aqueous protuberancia o "dimple" C: poro hidrofílico D: poro hidrofílico usualmente nombrado como el poro primario pasante de iones y moléculas E: composición de un poro con una o más moléculas en el borde del poro. F: composición de un poro con molécula cargada insertada dentro de un poro hidrofílico. El modelo del poro transitorio asume que la transición de A-B-C ó D ocurre cuando un voltaje de frecuencia creciente es incrementado. El tipo F puede formarse por la entrada de una macromolécula, momentos en el que el voltaje transmembranal es significativamente elevado, y entonces persiste después de que el voltaje haya decaído a un pequeño valor terminando la conducción del poro. Enfatizado que esta hipotética estructura no ha sido directamente observada y el soporte de esto se maneja de una interpretación de varios experimentos eléctricos, ópticos, mecánicos y de comportamiento del transporte molecular.

transmembranal es incrementado por la aplicación de un campo eléctrico externo.

La entrada y salida de energía estocástica, rige y gobierna un poro. Esto asegura a su vez la distribución y tamaño del mismo. De hecho, es la transición de un poro. El uso de la teoría de un poro transitorio puede cuantitativamente explicar muchos de los cambios eléctricos producidos por un pulso corto fundamental.

Como se ve en la figura 5 una variedad de tipos de poros pueden ser sugeridos. Los poros hidófilicos se pueden ver en la figura 5(C).

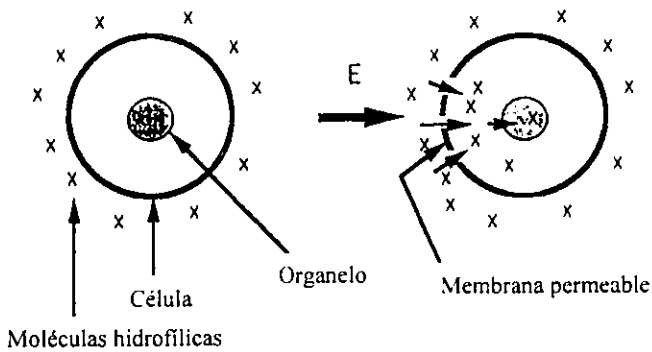
Vesículas y células son separadas del medio externo por una membrana cerrada, la polarización interfacial de estas membranas juega un papel muy importante al causar largos cambios en el voltaje transmembranal, incremento de voltaje, por cambios en el campo eléctrico externo. En el caso de una membrana esférica aislada es bien sabido que se tiene un incremento de voltaje el cual se expresa en la siguiente ecuación:

$$\Delta V(t) = 1.5E(t)R_{\text{cell}} \cos\theta$$

Donde  $R_{\text{cell}}$  es el radio de la célula y  $\theta$  es el ángulo entre la dirección del campo eléctrico  $E(t)$  y el sitio sobre la membrana celular donde el voltaje es medido. La generalización de esta ecuación para células no esféricas predice una dependencia significativa en el tamaño de la célula.

También debe ponerse énfasis en que la ecuación sólo es válida para campos eléctricos pequeños, aquéllos que dan como resultado pequeña electroporación. Cuando la conductividad de la membrana cambia, aparecen bastantes poros, y la ecuación es invalida. La ecuación proporciona un mecanismo de acoplamiento general, una amplificación considerable, es decir, un cambio en el campo eléctrico externo produce un cambio muy grande en el campo eléctrico transmembranal :  $E_m = V/d$ , donde  $d$  es el espesor

de la membrana. Debido a la dependencia de  $R_{cell}$ , las células grandes generalmente requieren un pulso de campo eléctrico más pequeño que las células pequeñas. Las células de animales mamíferos experimentan electroporación con campos eléctricos (E) de 1kV/cm con pulsos cortos. Las bacterias que son significativamente más pequeñas necesitan un E mucho más grande. En la mayoría de los trabajos, la exposición del campo eléctrico es breve: pulsos cortos de aproximadamente 1 $\mu$ s. hasta pulsos de aproximadamente 1ms. son comunes. El grado de electroporación con los campos más bajos y los tiempos más largos han recibido solamente una ligera atención.



**Fig 6. Inserción de moléculas hidrofílicas mediante la electroporación.**

## LA ELECTROPORACIÓN ES UN FENÓMENO BIOQUÍMICO APLICABLE NO TERMAL

La electroporación puede considerarse como un fenómeno no termal porque la dramática reestructuración de la membrana al formarse el poro empieza a ocurrir sumamente rápido (del orden de  $10^{-8}$  segundos o menos), antes de que cualquier incremento de temperatura significativa ocurra. Esencialmente todo el calor toma lugar en el medio extra celular para el que la proporción del incremento de temperatura es  $dT/dt = \sigma_e E^2 / c_e \rho_w$ . Típicamente los pulsos de campo eléctricos están en el rango de  $10^3$ - $10^4$  V/cm, y para la fisiología media la conductibilidad eléctrica  $\sigma_e = 1.4$  S, el  $c_e$  es el electrólito específico del calor, y  $\rho_w$  la densidad de masa de agua. Como resultado,  $dT/dt = 10^3$ - $10^5$  °C  $\text{sec}^{-1}$ , pero debido al corto tiempo de la exposición, el elevamiento de la temperatura a menudo sólo se aproxima 1 °C por el pulso. La electroporación también ha sido demostrada en algunos medios por debajo de la conductibilidad media, en los que el calentamiento extracelular es significativamente más pequeño, pero esto también puede cambiar por la tensión química de la célula así como por moléculas del medio externo de la célula y a través de los poros.

La electroporación normalmente ocurre bajo condiciones bioquímicas apacibles. Para los pulsos de campo eléctrico el voltaje transmembranal alcanza valores aproximadamente de cinco a quince veces mayor a los valores fisiológicos (0.1 V). Sin embargo, el resultado del voltaje transmembranal de 0.5-1.5 V corresponde a una energía potencial demasiado pequeña para romper la mayoría de las moléculas. Es más, dentro de un poro el campo eléctrico local se reduce significativamente debido a los campos del "focusing" (extensión de resistencia al campo) cerca de las entradas a un poro, y estos campos locales aceleran a las molécula cargadas con sólo una fracción de la energía necesaria alterando la mayoría de las moléculas químicamente. En los campos eléctricos largos a veces acostumbrados para electroporar pequeños microorganismos se evidencia que las macromoléculas (ADN) en solución pueden ser directamente alteradas, pero esto no ocurre para los pulsos de

campo eléctrico más pequeños usados con células eucariotes<sup>1</sup> más grandes.

Finalmente, la experiencia de algunas electroporaciones de sistemas biológicos tienen claramente insignificantes daños. Por ejemplo, la electroinserción de proteínas en las membranas de las células rojas de la sangre, y la electroporación de plaquetas, mostraron la supervivencia circulante con controles de tiempo, y la introducción transdermalmente en vivo, de una pequeña molécula fluorescente en ratas desnudas (sin pelo) no mostró daño por histología. Tales experimentos demuestran que las condiciones significativas que se hace al transporte molecular no necesariamente producen daño.



**Fig 7. Ratón desnudo comunmente utilizado en las pruebas de laboratorio por su débil sistema inmune.**

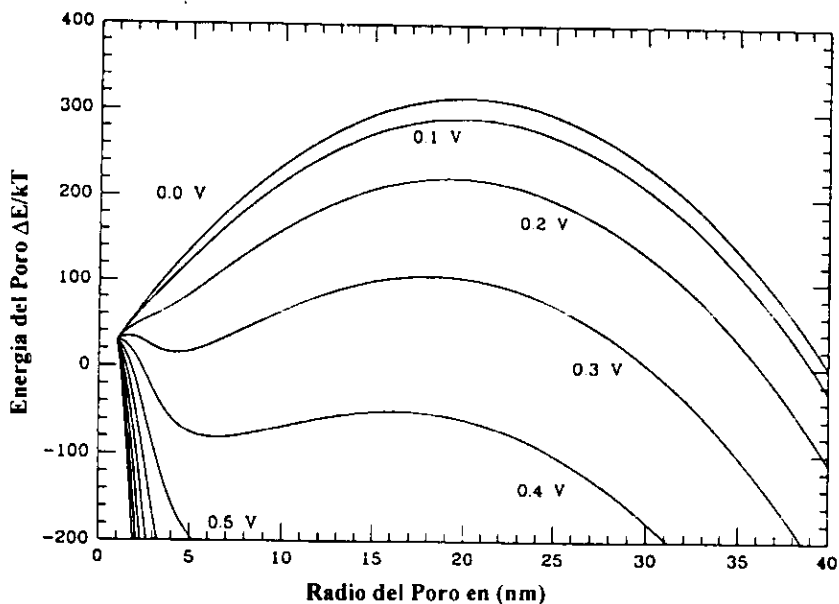
### **DESTRUCCIÓN DE LA MEMBRANA PUNTUAL (RUPTURA) DEBIDO A LA ELECTROPORACIÓN**

Muchos experimentos muestran que las membranas planares de la célula pueden ser dañadas significativamente por algunos pulsos. Teorías del no-poro temprano, no podrían explicar el voltaje transmembranal crítico o la naturaleza estocástica de la ruptura de la membrana planar, pero un modelo del poro transitorio (Figura 8) muestran la energía del poro como una función del tamaño del poro y voltaje transmembranal. El modelo del poro transitorio predice correctamente la magnitud y la naturaleza estocástica de la destrucción de la membrana planar. En este fenómeno, escapa uno o más poros grandes "criticos" encima de la barrera de energía del

---

<sup>1</sup>Ver glosario

poro para las membranas planares (Fig. 8) se cree que esto cuenta para la ruptura puntual de estas membrana. En el caso de células, no es todavía conocida una porción de la membrana, por ejemplo, una región limitada por elementos cytoskeletai, se comportan por consiguiente como una pequeña membrana planar y puede por consiguiente exhibir la ruptura puntual.



**Fig. 8 Grafica computarizada de la formación de poros hidrofílicos.**

La electroporación es un fantástico fenómeno de la membrana celular con posibles y extraordinarias aplicaciones biológicas. Aunque la introducción de DNA es el uso más común, la electroporación celular también se esta usando para la introducción de enzimas, antibióticos y otras sustancias bioquímicas para prácticas intracelulares, es también usado para la selección bioquímica de un cierto tamaño de células en presencia de muchas células pequeñas; introducción de virus y otras partículas; destrucción de células bajo aplicación de toxinas ; inserción de macromoléculas a través de la membrana celular. Más

recientemente se ha usado la electroporación para comenzar la exploración con aplicaciones potenciales para el tratamiento de tumores de cáncer por medio de la electroquimioterapia; introducción de droga transdermal ; terapia genética.

El proceso de electroporación no tiene ningún efecto sobre las molécula que se introducen en las células, solo facilita la entrada de estos a la célula. La electroporación se ha usado como una herramienta de investigación por casi 20 años, sin embargo, solo apenas en esta década se está explorando y estudiando la potencialidad clínica de esta tecnología.

Dado todas las características anteriores el equipo electroporador debe generar y entregar pulsos eléctricos controlados que suban rápidamente al voltaje prefijado, permaneciendo a este nivel por un periodo continuo de tiempo (longitud de pulso) y bajar rápidamente a cero (sistema de pulsos cuadrados). Este tipo de forma de onda rinde eficiencia óptima para las electroporaciones de líneas celulares. La naturaleza de los pulsos eléctricos es la llave para lograr electroporaciones efectivas del tejido.

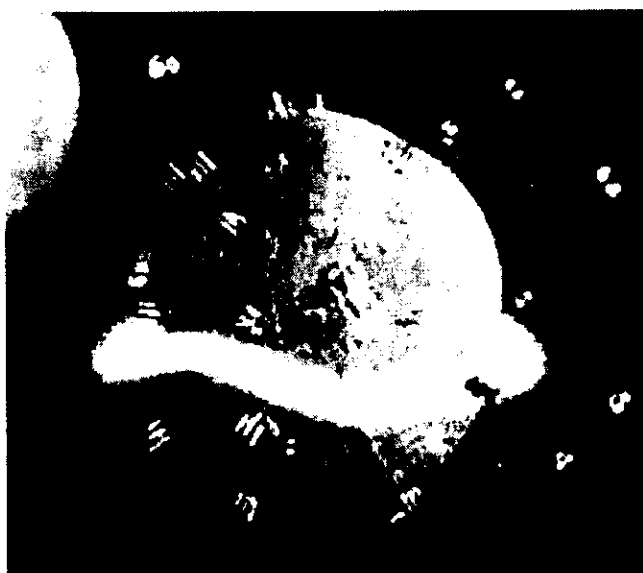


Fig 9. Representación estilizada del fenómeno de poración.

## COMO SE APLICA

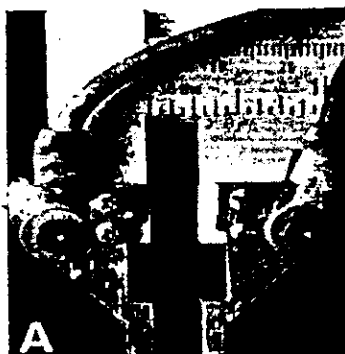
La electroporación exige la aplicación de un campo eléctrico de alta intensidad en la región dañada. Estos campos son aplicados a través de electrodos que aseguran la polarización de la membrana celular. La forma y colocación de los electrodos puede ser de muy diversas maneras, dependiendo del tipo, tamaño y ubicación del tumor. Sin duda esto presenta obstáculos que sortear de acuerdo a la localización del tumor (carcinoma en piel, tumor en mama o en cerebro).

Dentro de la variedad de electrodos que son utilizados por esta terapia se encuentran los de placas paralelas que producen un campo eléctrico uniforme y perpendicular a éstas, polarizando de manera uniforme la región tumoral. Son aplicables también electrodos de aguja que se introducen en la zona del tumor, la disposición de estos electrodos puede variar, dependiendo de las características del tumor, aunque no se sabe exactamente la disposición ideal de estos para un cierto tipo de tumor. Se han realizado estudios por parte del Departamento de Ingeniería Química de la Universidad de Florida en los cuales se han probado diversos tipos de electrodos en disposiciones diversas, encontrándose que los electrodos de agujas en forma hexagonal obtienen resultados más alentadores que los de placas paralelas.

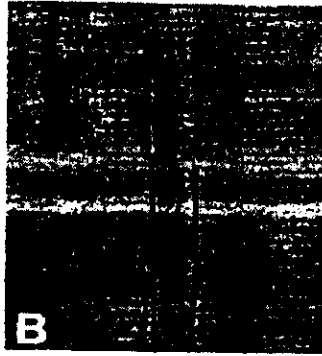
El éxito de un tratamiento depende en gran medida de la disposición y la forma de los electrodos que se han de utilizar en el tratamiento, pues esto necesariamente dictamina el número de células poradas y la forma de poración de estas, y aunque existen algunos estudios referentes, ninguno comprueba claramente el porqué de la funcionalidad de unos o de otros. Observando este panorama, es posible llevar un estudio técnico (debido a que los estudios que se han efectuado son de un carácter clínico y realizados dentro de laboratorios y centros médicos) que proporcione la forma y disposición más efectiva para lograr una buena poración en cada caso.



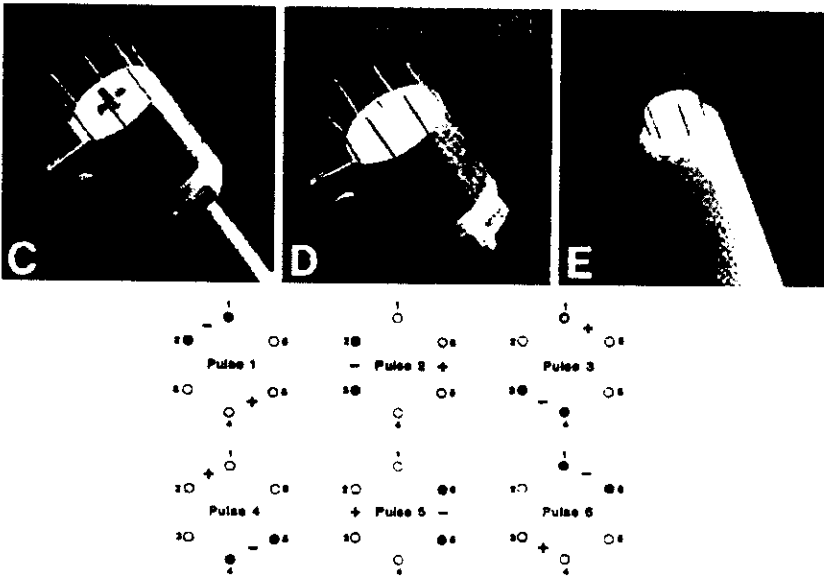
En el caso que a nosotros nos preocupa, la disposición y la forma de electrodos es muy importante para obtener buenos resultados, pero también tenemos que involucrar otro factor determinante para el éxito del tratamiento y es la técnica que debe de seguirse a la hora de aplicar los electrodos, es decir, la manera práctica de colocar un electrodo en su lugar correcto, que garantice una posición deseada, a la distancia y profundidad determinada. Desgraciadamente no existe una técnica ya desarrollada, por lo que se tiene que experimentar y establecer formulas funcionales para la correcta aplicación de la terapia, cosa que compete mas al cuerpo médico y que por esa razón aquí no es tratado.



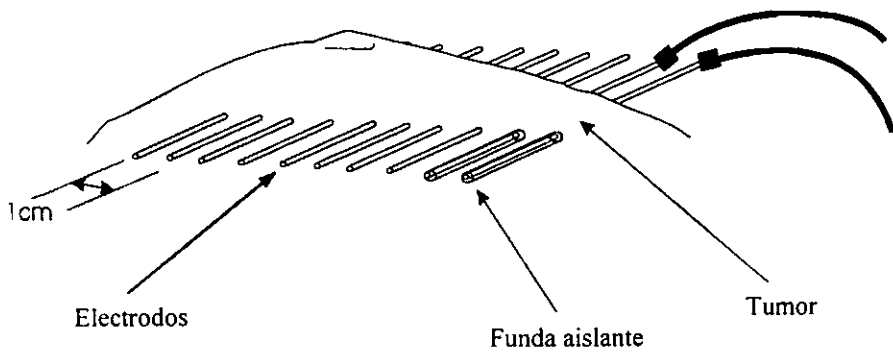
**Fig 10. (A) Electrodos de placas paralelas aplicados a un tumor de piel, la disposición geométrica asegura un campo eléctrico uniforme entre las dos placas paralelas.**



**Fig 11. (B) Par de electrodos de aguja. Los electrodos concentran el campo eléctrico en las puntas por lo que estas deben de colocarse exactamente en las inmediaciones del tumor para que logre un mayor efecto.**



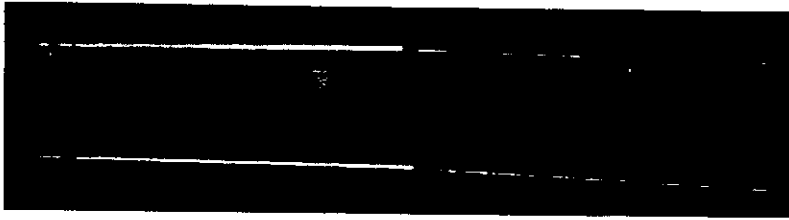
**Fig 12. Electrodo Hexagonal: se componen de varios electrodos ubicados en los vértices de un hexágono que se polarizan independientemente en una secuencia circular con el fin de porar la mayor parte de la membrana celular. (C) 8 agujas + un electrodo sólido, (D) 8 agujas + 1 electrodo de aguja, (E) Arreglo de 3x3 y 2x2. Abajo secuencia de polarización**



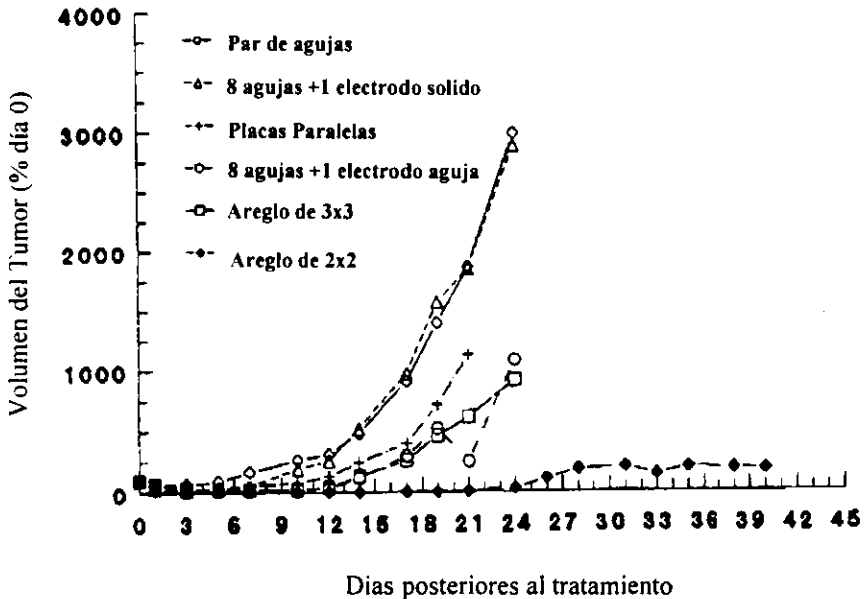
**Fig 13.** Aplicación de diez electrodos en un tumor de mama atravesando la zona del tumor. Para la inserción de estos electrodos, es necesaria anestesia general por un periodo de 30 minutos, tiempo en que son insertados los electrodos.



**Fig 14.** Inserción de dos electrodos a los lados de un tumor cerebral. Para lograr esto se da anestesia local y se realizan dos trepanaciones (orificios) craneales en la zona del tumor. La fijación de los electrodos se realiza con soportes para asegurar la distancia entre ellos y evitar movimientos que puedan dañar zonas aledañas.

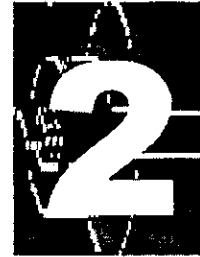


**Fig 15.** Los electrodos de aplicación deben de cumplir estrictamente con un control de calidad tanto en su acabado como en el tipo de material que es utilizado. El material debe ser de características anticancerigenas como el titaneo o en menor medida el acero inoxidable y su acabado debe ser liso y pulido para evitar desgarres en la piel (puede utilizarse de manera practica agujas de acupuntura, material que hemos utilizado por ser de fácil acceso y de bajo costo).



**Fig 16.** Estudio de la eficiencia para los diferentes tipos de electrodos (Universidad de Florida).

## DISEÑO DE LA CIRCUITERIA



- ⌋ OBJETIVOS DE DISEÑO
  
- ⌋ CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL EQUIPO
  
- ⌋ EL SISTEMA DE POTENCIA
  - SUMINISTRO DE POTENCIA
  - ACUMULACIÓN DE LA CARGA
  - SISTEMA DE CARGA Y DESCARGA
  - ETAPA DE CONMUTACIÓN

## OBJETIVOS DE DISEÑO

El objetivo principal es el diseño y construcción de un electroporador para dar tratamientos de Electroquimioterapia a pacientes con cáncer .

- 1** El equipo deberá ser confiable y seguro, así como de fácil uso y aplicación.
- 2** Deberá de cumplir con las normas de seguridad que dictan las autoridades en la materia.
- 3** Los rangos de operación deberán de ser confiables y con un porcentaje de error mínimo.
- 4** La eficiencia del equipo deberá de alcanzar un porcentaje admisible para evitar innecesarios consumos de energía.

## CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL EQUIPO

De acuerdo con la información técnica que se fue recabando a lo largo de la investigación documental, y del fenómeno de poración, es posible delimitar las características mínimas que debe de cumplir el equipo para poder dar tratamientos de electroquimioterapia.

Como se ha mencionado anteriormente, se necesita que el equipo proporcione pulsos de campo eléctrico (entre sus electrodos) de  $E=1.5KV/cm.$  con periodos entre  $100 \mu s$  y  $1 ms.$ , para lograr la poración de la membrana celular.

Sabemos que el campo eléctrico se puede representar mediante una diferencia de potencial entre dos puntos.

$$V_A - V_B = E d$$

Donde  $d$  es la distancia entre los puntos A y B  
( que en este caso representan los electrodos)

Si la separación máxima entre los electrodos es de  $1cm.$  entonces:

$$V_A - V_B = (1.5KV/cm.)(1cm.)=1.5KV$$

Así, el voltaje entre los electrodos debe ser de  $1.5KV$  para cuando estos estén separados  $1cm.$

La razón de que el voltaje aplicado entre las placas sea de c.d. es con el fin de producir un campo eléctrico constante y uniforme.

Para mantener un campo eléctrico constante independiente de la distancia entre los electrodos, se debe de variar la magnitud del voltaje como se puede ver en la Fig 1.

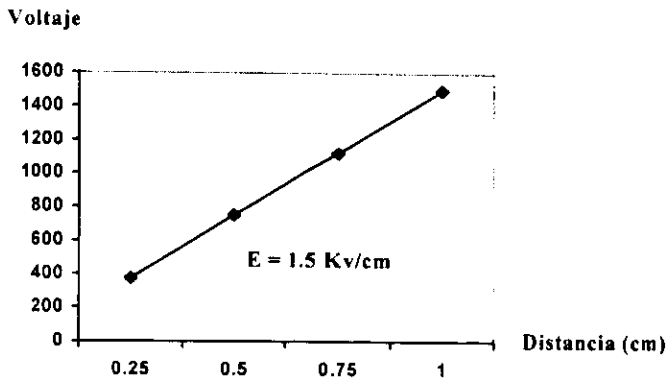


Fig 1. Gráfica de Campo Eléctrico

El equipo además de proporcionar un alto voltaje de polarización, debe poder ser capaz de entregar corrientes hasta de 8 Amperes, aceptando cargas mínimas de 250 Ohms (según la experimentación con ratas de laboratorio, estos deben ser los rangos límite que proporcione el equipo<sup>1</sup>).

Así pues, como características eléctricas tenemos:

- 1.-Amplificador (variable 0-1500V.) que eleve la amplitud de los pulsos hasta el orden de 1500V., para poder aplicarlos a tumores a razón de 1.2kV/cm aproximadamente.
- 2.-Capacidad de generar pulsos cuadrados de ancho variable comprendidos entre un rango de 100  $\mu\text{s}$ . a 1 ms.
- 3.-Capacidad de alimentar cargas de hasta 250  $\Omega$ .
- 4.-Electrónica de control para manejar las variables anteriores.
- 5.-Sistema de protección contra sobrecargas y shocks eléctricos.
- 6.-Electrodos de aplicación (para tumor en superficie) perfectamente aislados debido al alto potencial aplicado.

<sup>1</sup>Ver Experimentos en ratas de laboratorio (capítulo 6)



## BLOQUES

El circuito que se propone para la realización de este proyecto consta principalmente de tres etapas o bloques, que realizan en conjunto, la función total del electroporador. Estos tres bloques están conformados por el circuito elevador de tensión, la etapa de conmutación y el circuito de control.

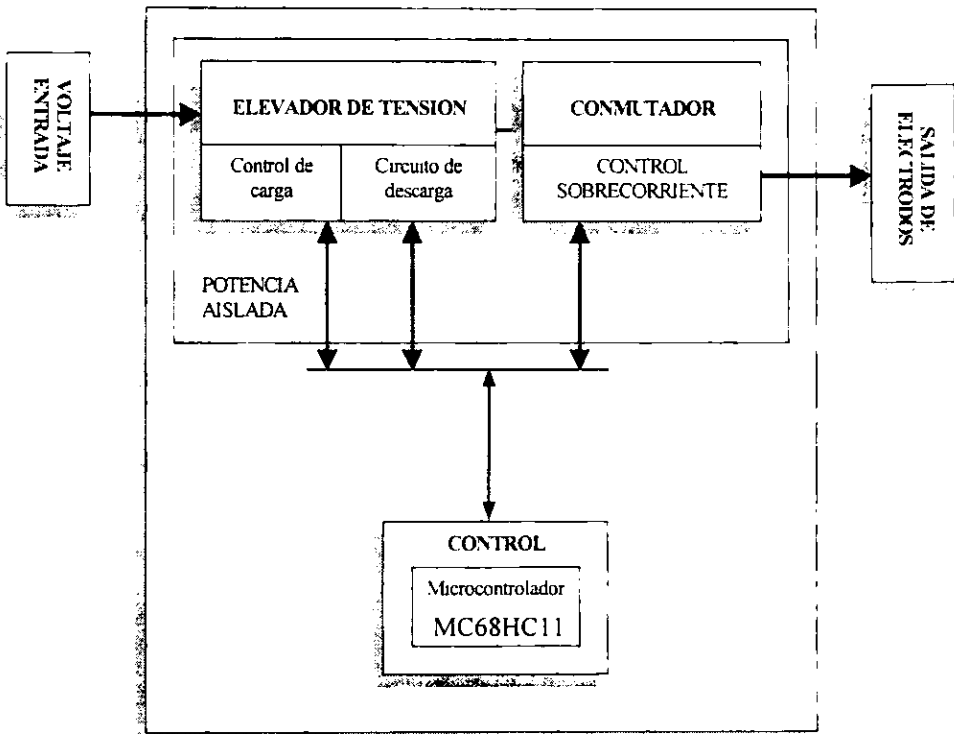


Fig 2. Elementos básicos que conforman el Electroporador

Los bloques de Elevación de Tensión y Conmutación conforman la circuitería de potencia del equipo, mientras que el sistema de control se conforma de un microcontrolador programable que procura un control exacto de las variables que son manejadas.

La característica clínica de este equipo exige protecciones que eviten daños por cortos circuitos y corrientes excesivas, es por esto que se han incluido etapas de protección contra sobrecorriente que regulan la corriente máxima que proporciona el equipo. Además se incluye un sistema de potencia aislada para evitar shocks eléctricos.

## EL SISTEMA DE POTENCIA

### SUMINISTRO DE POTENCIA

El objetivo de esta etapa es el de producir una tensión Regulable de 0 a 1500V de c.d. a partir de una toma de corriente de 127V. 60Hz. y conmutarla para generar pulsos entre 100  $\mu$ s. y 1ms.

Para alcanzar estos voltajes se ha diseñado un sistema basado en la acumulación de carga mediante un banco de capacitores y un transformador como elemento elevador de tensión, componentes que contemplan la etapa elevadora de tensión. Mientras que para la conmutación se manejan transistores de potencia de rápida respuesta en disposición serie.

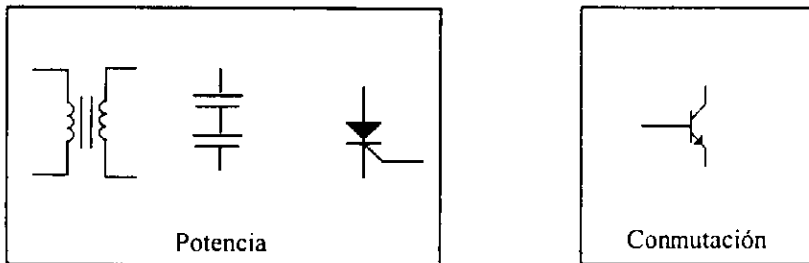


Fig 3. Componentes básicos en las etapas de Potencia y Conmutación

## AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE

El circuito amplificador de voltaje mostrado en la figura 4, es el encargado de elevar el voltaje mediante el transformador  $T_1$  que además funciona como dispositivo aislante. El transformador de 600VA eleva el voltaje de 127V rms 60Hz hasta un potencial de 600V. rms. 60Hz. La idea de elevar el voltaje solo a 600V. rms. y no a los 1500V. que se necesitan, es con la finalidad de reducir el costo y tamaño del mismo y apegarse a la norma de equipos y aparatos eléctricos de uso clínico. Pero como el voltaje que necesitamos es de 1500V c.d. utilizamos entonces, un circuito doblador de tensión de onda completa a la salida de nuestro transformador (lado de alto voltaje). De esta manera obtenemos un voltaje rectificado de c.d.

Para fines de este análisis, el circuito de control de carga no es considerado<sup>1</sup> y solo se analiza el doblador de voltaje que conforma la etapa elevadora de tensión.

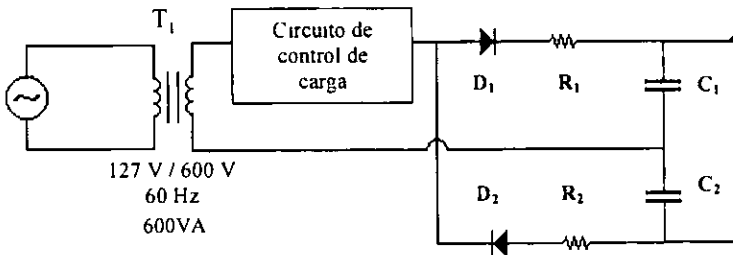


Fig 4. Circuito rectificador de onda completa y doblador de voltaje

Durante el semiciclo positivo en el secundario del transformador, el diodo  $D_1$  conduce, tratando de cargar el condensador  $C_1$  al voltaje pico  $V_m$ . El diodo  $D_2$  no conduce en este instante por encontrarse polarizado en forma inversa. Pero durante el semiciclo negativo este conduce cargando el condensador  $C_2$  mientras que  $D_1$  se encuentra inversamente polarizado. Si no hay corriente de carga que se drene del circuito, el voltaje a través de los dos condensadores  $C_1$  y  $C_2$ , llegará a ser de  $2V_m$ . (Puede verse que la corriente en los capacitores está limitada por  $R_1$  y  $R_2$  lo que

<sup>1</sup>Este circuito esta compuesto por rectificadores controlados que funcionan como un interruptor estático y se analizará en detalle en el apartado de "Sistema de carga y descarga"

produce un retardo en la carga de los capacitores que esta en proporción al tamaño de las resistencias). En el caso de existir una corriente de carga que se drene del circuito, el voltaje en cada condensador estará en proporción del tamaño de la corriente de salida, debido a que las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son limitadoras de la corriente en la carga del capacitor.

El voltaje de pico  $V_m$  sin carga es:

$$V = 600 \text{ rms.}$$

$$V_m = 848.5V. \text{ Voltaje pico en el secundario del transformador}$$

Como los capacitores se cargan a  $2V_m$  entonces el voltaje de c.d. sin carga es:

$$V_{cd} = 2V_m = 2 (848.5v) = 1697V$$

Que es el voltaje de carga máximo

Para cuando el semiciclo del secundario del transformador es positivo el circuito actuante es el siguiente:

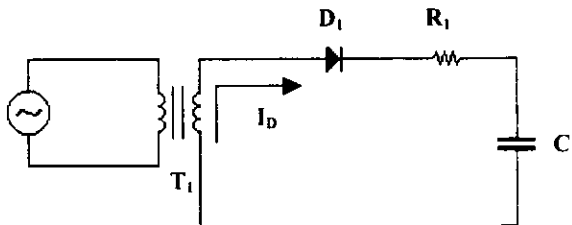


Fig 5. Circuito actuante en el semiciclo positivo.

Este circuito posee un  $\tau = 2RCf$  donde  $\tau$  es la constante de carga del capacitor para corrientes alternas de media onda y  $f$  es la frecuencia de la onda senoidal. Para facilitar el análisis consideraremos el transformador como una fuente de voltaje de 600V 60Hz y  $D_1$  como un diodo ideal, fig 6.

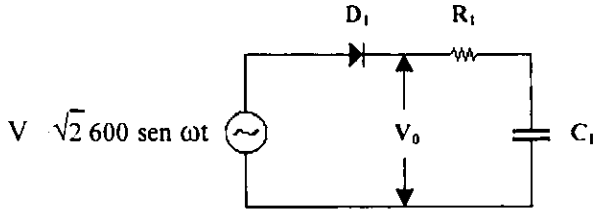


Fig 6. Circuito equivalente.

Analizando la malla tenemos:

$$V = V_C + V_R$$

Podemos entonces analizar la respuesta de este circuito en el tiempo, encontrando las corrientes y voltajes en cada momento, para así poder conocer las condiciones críticas más desfavorables que nos ayuden a la selección de los componentes y el tipo de protecciones que un circuito de esta naturaleza requiere. Debido a que este circuito es el encargado de introducir a nuestro equipo la potencia necesaria para realizar la descarga en los electrodos, nos obliga a realizar un estudio completo para asegurar un buen diseño en cada uno de sus componentes.

Pasando la ecuación anterior en el dominio del tiempo se tiene:

$$V = \frac{1}{C} \int i(t) dt + i(t)R$$

$$\frac{d}{dt} V = \frac{i(t)}{C} + \frac{d}{dt} i(t)R \quad \text{Derivando}$$

Considerando que nuestra fuente de alimentación es una senoide de magnitud  $V$  entonces sabemos que para un tiempo cero  $t=0$ ,  $V$  vale también cero.

$$0 = \frac{i(t)}{C} + \frac{d}{dt} i(t)R$$

Multiplicando por  $\frac{1}{R}$

$$0 = \frac{i(t)}{RC} + \frac{d}{dt} i(t)$$

$$\frac{d}{dt} i(t) = -\frac{i(t)}{RC}$$

$$\frac{d}{dt} i(t) = -\frac{1}{RC} i(t)$$

Integrando

$$\int \frac{d}{dt} i(t) = - \int \frac{1}{RC} dt$$

$$\ln i(t) = -\frac{1}{RC} t + k \quad \text{si } k = \ln k$$

$$\ln i(t) = \ln e^{-\frac{t}{RC}} + \ln k$$

$$\ln i(t) = \ln(ke^{-\frac{t}{RC}})$$

$$i(t) = ke^{-\frac{t}{RC}}$$

Donde  $i(t)_N = e^{-\frac{t}{RC}} k$  es la respuesta natural del sistema

La componente forzada del sistema es

$$i_F = \frac{2}{Z} V \text{sen}(\omega t + \phi)$$

Donde  $\phi$  es el ángulo de corrimiento

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} \text{ ----- } 0$$

Por lo tanto la corriente total del sistema es  $i_T = i_F + i_N$

$$i_T = \frac{2}{Z} \text{sen}(\omega t + \phi) + k e^{-\frac{t}{RC}} \text{ ----- } 1$$

Para  $t=0$  también  $i=0$  entonces:

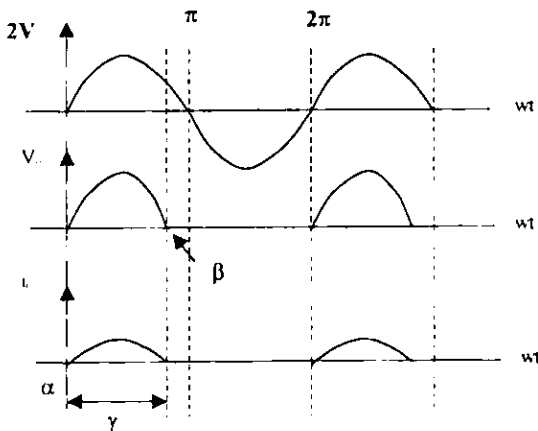
$$0 = \frac{2V}{Z} \text{sen}\phi + k$$

$$k = -\frac{2V}{Z} \text{sen}\phi$$

Sustituyendo en la ecuación original 1

$$i_T = \frac{2}{Z} \text{sen}(\omega t + \phi) - \frac{2}{Z} \text{sen}\phi e^{-\frac{t}{RC}} \text{ simplificando}$$

$$i_T = \frac{2V}{Z} \left[ \text{sen}(\omega t + \phi) - \text{sen}\phi e^{-\frac{t}{RC}} \right] \text{ Que es la corriente total del sistema}$$



Donde  
 $\beta$  Angulo de extinción  
 $\alpha$  Angulo de disparo  
 $\gamma$  Angulo de conducción

Fig 7. Gráfica de las corrientes y voltajes del circuito.

Puede observarse en esta gráfica que  $V_0$  (voltaje después del diodo) no es el mismo que el voltaje de nuestra fuente debido a la topología del circuito, sin duda, esto llega a afectar tanto al tiempo de carga como a la corriente que circula por el mismo; factores que son importantes para el diseño de protecciones.

El valor de los capacitores y resistores se define más adelante<sup>1</sup> y es realizado en función de la corriente que entregan a los electrodos en cada pulso y al tiempo que transcurre entre pulsos, (variables que están dadas por las características del equipo y la capacidad de aportar corriente del transformador).

Con los valores de  $R_1=5.6K\Omega$  y  $C_1=110\mu f$ . continuamos nuestro análisis y podemos entonces calcular la impedancia del circuito y su ángulo de corrimiento.

Así, sustituimos estos valores para encontrar  $Z$

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

$$Z = \sqrt{(5.6 \times 10^3)^2 + \left(\frac{1}{2\pi(60)(110 \times 10^{-6})}\right)^2} = 5600.0519 \Omega$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{\omega RC}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{2\pi(60)(110 \times 10^{-6})(5.6 \times 10^3)} = 0.2467$$

La corriente instantánea en el circuito está dada por:

$$i_T = \frac{2V}{Z} \left[ \sin(\omega t + \phi) - \sin \phi e^{-\frac{t}{RC}} \right] \quad \text{-----} \quad 2$$

Y el ángulo de extinción se encuentra cuando  $\omega t = \beta$ .

Entonces  $i = 0$

<sup>1</sup>Ver Acumulación de carga



$$0 = \frac{2V}{Z} \left[ \text{sen}(\beta + \phi) - \text{sen} \phi e^{-\frac{\beta}{\omega RC}} \right]$$

$$\text{sen}(\beta + \phi) - \text{sen} \phi e^{-\frac{\beta}{\omega RC}} = 0$$

$$\text{sen} \phi = \frac{\text{sen}(\beta + \phi)}{e^{-\frac{\beta}{\omega RC}}}$$

$$\text{sen}(\beta + \phi) = \text{sen} e^{-\frac{\beta}{\omega RC}}$$

La ecuación anterior nos da la relación de  $\phi$  con  $\beta$  y a través de varias interacciones dándole valor a  $\beta$  es posible encontrar este parámetro. Así, podemos encontrar que  $\beta$  tiene un ángulo de  $178.61^\circ$

La ecuación 2 nos sirve para determinar la corriente instantánea en un tiempo dado. Pero lo que realmente necesitamos encontrar es la corriente promedio del sistema ( $i_0$ ) que es la corriente representativa de nuestro circuito y es la misma en todos los componentes de este<sup>1</sup>.

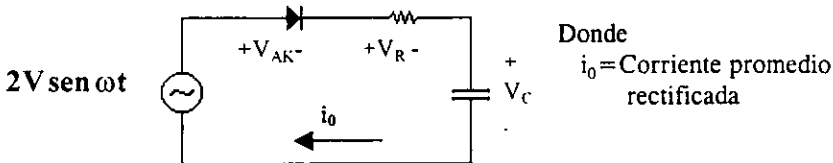


Fig 8. Corriente promedio del circuito.

La corriente promedio puede representarse mediante la corriente instantánea como sigue

$$i_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} i d(\omega t)$$

En donde los límites de la integral corresponden al periodo de conducción de nuestra corriente y  $1/2\pi$  significa que la corriente esta rectificadada media onda.

<sup>1</sup>En este análisis solo son considerados los ciclos positivos de la señal senoidal involucrados con el diodo  $D_1$

Si la corriente instantánea es

$$i_t = \frac{2V}{Z} [\text{sen}(\omega t + \phi) - \text{sen}\phi e^{-\frac{t}{RC}}] \text{-----} 1$$

Entonces la corriente promedio vale

$$i_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \frac{2V}{Z} [\text{sen}(\omega t + \phi) - \text{sen}\phi e^{-\frac{t}{RC}}] \right] d(\omega t)$$

Resolviendo para  $i_o$  encontramos

$$i_o = 23.6 \text{ mA.}^1$$

Los resultados anteriores nos revelan la corriente promedio que circula por nuestro circuito, factor que determina el cálculo de las protecciones y los componentes a utilizar se examinan más adelante.

De la ecuación 1 podemos observar que si el factor

$$\text{sen}(\omega t + \phi) - \text{sen}\phi e^{-\frac{t}{RC}}$$

es igual a uno, entonces la corriente es máxima.

$$i_{\text{max}} = \frac{2V}{Z}$$

Donde  $Z = \sqrt{[R^2 + \frac{1}{\omega C}]^2}$

$$i_{\text{max}} = \frac{2(600)}{5600.052} = 0.151A.$$

$$Z = 5600.052$$

Como esta corriente es la máxima que puede pasar por el diodo  $D_1$ , entonces podemos encontrar la corriente del diodo necesaria para nuestro diseño.

---

<sup>1</sup>Cabe hacer notar que los resultados anteriores pueden realizarse por medio de gráficas facilitando el cálculo, que a veces resulta ser un tanto complejo.

$$I_D = i_{\max} ( 1.5)$$

$$I_D = 0.2265 \text{ A.}$$

Donde 1.5 es el factor de forma o de seguridad. Tolerancia que es agregada a un dispositivo con el fin de evitar daños que puedan originarse por sobrecargas o bien, para asegurar que el dispositivo usado, soporte adecuadamente la corriente calculada, pues hay que recordar que ningún componente discreto posee exactamente los mismos valores de operación, aún siendo del mismo modelo y marca; esto se debe a que una pequeñísima diferencia en el dopado de los componentes semiconductores pueden alterar los valores de operación, haciendolos ligeramente diferentes (considerando que en la práctica el proceso de dopado es muy difícil de controlar).

De acuerdo a estos resultados podemos ahora seleccionar los componentes a usar para este circuito, así pues, el diodo  $D_1$  debe poder soportar más de 0.226 Amp. en corriente directa y un voltaje inverso de saturación dos veces más grande (factor de seguridad para el voltaje) que es el voltaje de pico del secundario del transformador.

$$V_{PR} = 2 (\sqrt{2} 600) = 1697.05$$

Donde  $V_{PR}$  es el voltaje de pico repetitivo que debe soportar el diodo.

Ajustando valores

$$V_{PR \max} = 1700V \quad I_{D \max} = 250 \text{ mA}$$

Así pues, se utilizarán (de acuerdo a estas especificaciones), dos diodos 1N4007 en serie , debido al gran voltaje de pico inverso que es requerido.

## Axial-Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

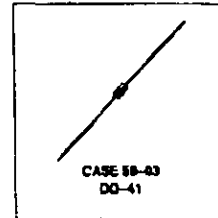
### Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: Axial External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Rectily Foldable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Taped and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

**1N4001  
thru  
1N4007**

1N4004 and 1N4007 are Motorola Preferred Devices

**LEAD MOUNTED  
RECTIFIERS  
50-1000 VOLTS  
DIFFUSED JUNCTION**



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (half-wave, single phase, 60 Hz)	$V_{RSM}$	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_R(RMS)$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, $T_A = 75^\circ C$ )	$I_O$	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Forward Current (surge applied at $T_J = 75^\circ C$ , conditions, see Figure 8)	$I_{FSM}$	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J$ $T_{stg}$	-65 to +175							$^\circ C$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop ( $I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ C$ ) Figure 1	$V_F$	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop ( $I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ C$ , 1 inch leads)	$V_F(AV)$	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) ( $T_J = 25^\circ C$ ) ( $T_J = 100^\circ C$ )	$I_R$	0.05 1.0	10 50	$\mu A$
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current ( $I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ C$ , 1 inch leads)	$I_R(AV)$	—	30	$\mu A$

Fig 9. Hoja de especificaciones Diodo 1N40007<sup>1</sup>

<sup>1</sup>El criterio de selección para este y los demas componentes del circuito fue basado primero en las características electricas, y despues en el costo-calidad del componente.

La resistencia  $R_1$  debe igualmente soportar la corriente promedio del sistema por lo que disipará una potencia de:

$$\text{Para } R_1 = 5.6\text{K}\Omega \\ P_R = i_0^2 R_1 = (0.0236)^2 (5.6 \times 10^3) = 3.1189 \text{ W}$$

El análisis del semiciclo negativo es similar al semiciclo positivo y los valores de  $R_2$  y  $D_2$  son los mismos que para  $R_1$  y  $D_1$ .

### DISIPACIÓN DE POTENCIA DE LOS DIODOS $D_1$ y $D_2$

Para todo componente que maneja elevadas potencias es riguroso elaborar un cálculo para determinar si el calentamiento de este, no es excesivo tal que llegue a afectar la vida útil y el funcionamiento del mismo, o simplemente para considerar si es necesario colocar un disipador de calor en dicho componente.

Para entender el flujo de calor que circula por un componente es conveniente hacer una analogía con la cual se pueda encontrar las temperaturas dentro y fuera del mismo, y saber así, si el componente soporta la potencia o si es requerido un disipador de calor.

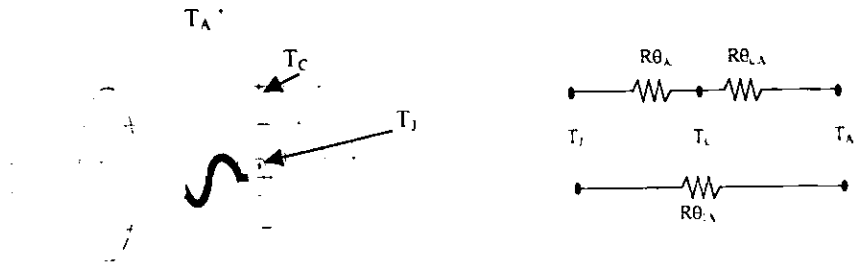


Fig 10. Analogía del flujo de calor dentro del componente

Donde:

$R_{\theta_{JC}}$  = Resistencia de la Juntura y el Casco del componente

$R_{\theta_{CA}}$  = Resistencia del Casco del dispositivo y el medio Ambiente

$R_{\theta_{JA}}$  = Resistencia de la Juntura y el medio Ambiente

$T_J$  = Temperatura de Juntura

$P_D$  = Potencia disipada

Como se puede ver en la analogía tenemos que:

$$R_{\theta_{JA}} = R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CA}} \text{ (}^\circ\text{C/W)}$$

Donde la temperatura de juntura depende directamente de la temperatura ambiente y de la potencia del componente.

$$T_J = P_D R_{\theta_{JA}} + T_A \text{ (}^\circ\text{C)}$$

$$P_D = I_D V_D = (0.151) 0.7 = 0.105\text{W}$$

Como típicamente la  $k_{JA} = 40 \text{ }^\circ\text{C/W}$  al aire y sin disipador (para una temperatura ambiente de  $25^\circ\text{C}$ ), entonces:

$$T_J = 0.105\text{W (}40^\circ\text{C/W)} + 25^\circ\text{C} = 29.2 \text{ }^\circ\text{C}$$

$T_J$  es entonces mucho menor que la  $T_J$  típica del diodo 1N4007,  $175^\circ\text{C}$ . Por tanto el calentamiento de este dispositivo no excede el límite permitido.

Con los resultados anteriores podemos ver que la disipación de calor de los diodos es la adecuada y la temperatura de la unión está entre los rangos normales de operación que dicta el fabricante, consideraciones que hacen segura la aplicación de este componente.

## ACUMULACIÓN DE LA CARGA

Hemos visto que el circuito encargado de elevar el voltaje está compuesto por un doblador de voltaje y rectificador de onda completa, en donde el voltaje amplificado es contenido en un grupo de capacitores (banco de capacitores) que es cargado en un tiempo determinado.

### TIEMPO DE CARGA

Como la carga es mucho más prolongada que la descarga producida por un pulso de lms. (en los capacitores) y la corriente que demanda el pulso es mucho mayor a la que nos puede entregar el transformador, entonces, se realiza una carga del banco de capacitores dentro de un periodo de tiempo hasta que la potencia acumulada en estos sea la suficiente para generar un pulso con las características necesarias.

De acuerdo a las características del equipo necesitamos que el banco de capacitores se cargue a su totalidad en un lapso de 1segundo, (tiempo entre cada pulso aplicado) y que una vez cargado pueda ser capaz de entregar una corriente de 8 Amp. durante 1 ms (tiempo máximo del pulso) sin sufrir una baja considerable de voltaje.

Conforme a estas características fue elegido un capacitor de 110 $\mu$ f. y un resistor de 5.6K $\Omega$ , tal que la corriente del transformador se encuentre dentro de un rango seguro (y sobre todo, reducir el tarnaño del transformador pues a mayor corriente la potencia del transformador se eleva, así mismo su costo).

Como la corriente máxima que debe entregar el secundario del transformador es 151 mA. con un voltaje de 600 volts , la potencia de esté debe ser de 100VA. para asegurar una operación correcta. Es importante considerar que el criterio de selección de

estos componentes está regido por la norma de equipos y aparatos eléctricos<sup>1</sup>.

Considerando nuestro circuito doblador, tenemos que el tiempo de carga de nuestro capacitor es  $\tau_{CA} = 2RCf$ .

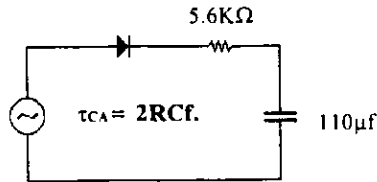


Fig 11. Constante de tiempo del circuito de carga.

El número 2, de la ecuación anterior, significa que el voltaje es de medio ciclo y la  $f$  es la frecuencia de alimentación.

Para que el capacitor se cargue desde cero hasta casi el 100% es necesario que transcurran  $5\tau$  por lo tanto:

$$\begin{aligned} \text{Tiempo de carga total} &= 5 \tau_{CA} = 5 (2RCf) = 369.6 \text{ seg.} \\ &= 6.16 \text{ min.} \end{aligned}$$

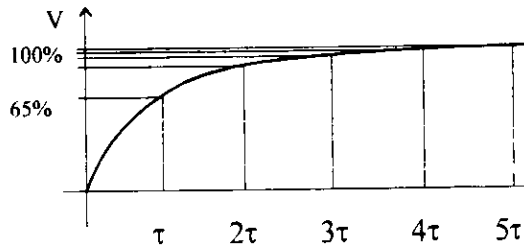


Fig 12. Curva de carga.

Estos capacitores deben de entregar un voltaje de 1500V. mas o menos constante con una corriente de 8 Amp. en un tiempo máximo de 1 ms.

En la práctica este capacitor de  $110\mu\text{f}$ . se encuentra formado

<sup>1</sup>Ver capítulo 3 Consideraciones a la Norma Oficial Mexicana



por dos capacitores en serie de  $220 \mu\text{f}$ .  $900\text{WV}$  tipo CE- $85^\circ\text{C}$  con una resistencia de fuga de aproximadamente  $1\text{M}\Omega$  cada uno. Considerando el doblador de tensión como fuente de voltaje rectificadas de media onda, puede representarse el banco de capacitores de la siguiente manera:

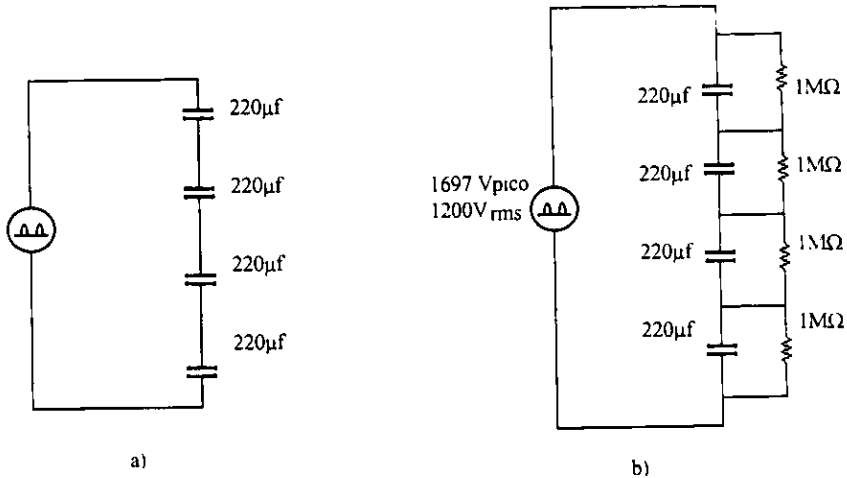


Fig 13. Banco de capacitores  
a) ideal b) con resistencia de fuga

El voltaje máximo que puede alcanzar cada capacitor es de  $424.25\text{V}$  y el tiempo de descarga esta dado por:

$$\tau_{\text{CD}} = RC = 1\text{M}\Omega (220\mu\text{f}) = 220 \text{ seg.}$$

$$\tau_{\text{CD}} = 18.33 \text{ minutos}$$

Siendo este el tiempo en que llegan a descargarse cada uno de los capacitores, si son cargados completamente y desconectados de la fuente.

Si se les aplica una resistencia de carga a todos los capacitores, estos haran circular a través de ella una corriente de la siguiente manera:

$$i_c = \frac{E}{R} e^{-t/\tau} \quad v_c = E e^{-t/\tau}$$

Donde E es la tensión de carga de todos los capacitores

Para un tiempo  $t = 1\text{ms}$ . y una resistencia de  $250\Omega$  (que son los rangos límites que proporciona el equipo) y si los capacitores se encuentran a su carga máxima tenemos:

$$\tau = RC = 250\Omega (55\mu\text{f.}) = 13.75 \text{ ms.}$$

Donde los  $55\text{mf}$  es la suma de los capacitores del banco

$$i_c = \frac{1697V}{250\Omega} e^{-\frac{t}{13.75 \times 10^{-3}}} = 6.738 \text{ amp.}$$

$$V_c = E e^{-\frac{t}{\tau}} = 1697 e^{-\frac{t}{13.75 \times 10^{-3}}} = 1684.702 \text{ volts}$$

Donde  $V_c$  es el voltaje que resulta en los capacitores después de haber soportado la máxima corriente del pulso (en las condiciones más desfavorables de operación).

La descarga que las resistencias de fuga ocasionan en cada capacitor en el lapso en que es aplicado el pulso es:

$$i_c = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$i_c = \frac{424.25}{1M\Omega} e^{-\frac{0.001 \text{ seg}}{220 \text{ seg}}}$$

$$i_c = 424.248 \mu\text{A}$$

El voltaje resultante en los capacitores por este efecto es de:

$$v_c = 424 e^{-\frac{0.001 \text{ seg}}{220 \text{ seg}}}$$

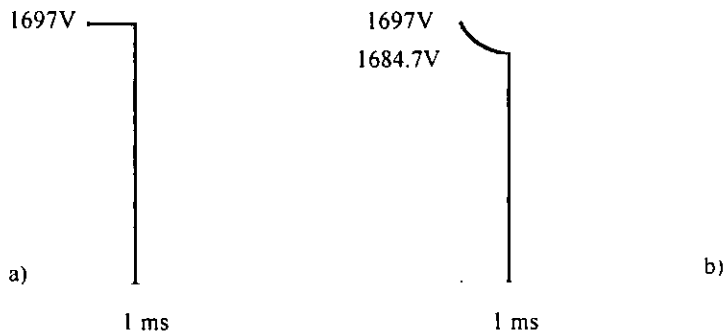
$$v_c = 424.248V$$

Como la diferencia del voltaje por esta descarga es de solo  $2\text{mV}$ , podemos entonces despreciar los efectos ocasionados por las

resistencias de fuga de cada capacitor.

Considerando solamente la descarga producida por el pulso, nuestro voltaje se ve reducido hasta 1684.7V. Esta reducción representa un error del 0.7%, muy aceptable, considerando el hecho de encontrarnos en las condiciones más desfavorables.

Si se aplicara un pulso mediante estos capacitores se presentaría de la siguiente forma:



**Fig 14. Forma del pulso debido a la descarga del capacitor  
a) ideal b) real (en las condiciones más desfavorables de operación)**

## SISTEMA DE CARGA Y DESCARGA

Hasta este punto hemos podido elevar el voltaje a los rangos deseados y almacenarlo dentro de un banco de capacitores para que nos pueda entregar la corriente necesaria, pero necesitamos también poder variar el voltaje a conveniencia nuestra. Es por esto que se incluye un sistema de carga y descarga que mantiene el voltaje en los capacitores en un valor que puede ser determinado a voluntad.

### CARGA

Es posible variar el voltaje en el banco de capacitores controlando la característica de carga de los mismos. Es decir, si controlamos el tiempo de carga controlaremos también el voltaje en los capacitores de acuerdo con la ecuación  $\tau = 2RCf$

Como los capacitores son cargados a través del doblador en el secundario del transformador, si controlamos el tiempo en que el secundario aporta potencia al doblador, podemos controlar también el voltaje en los capacitores (como un interruptor en serie con el doblador). Es posible lograr esto mismo regulando los tiempos en que el primario del transformador es encendido. Pero el apagado y encendido de un transformador produce transitorios de voltaje que pueden llegar a afectar los componentes del circuito, incluso al mismo transformador (ocasionando que este llegué a tener vibración y calentamiento). Esta razón nos obliga a regular el secundario del transformador, aunque esto signifique controlar un voltaje de 600V y no de 127V. como en el primario.

El circuito de encendido y apagado, llamado anteriormente "Circuito de control de carga", esta compuesto por triacs de potencia que son controlados a su vez por opto-triacs que aíslan físicamente a este, del circuito de control<sup>1</sup>.

Puede verse en la figura que cuando es excitada la entrada de

---

<sup>1</sup>Ver capítulo 3 Sistema de potencia aislada.

control son encendidos los diodos led del opto-triac excitando así las compuertas de los triacs de potencia a un nivel tal que se origina la conducción de la corriente hacia el doblador, se cierra el sw. Cuando cese la excitación en los triacs, estos dejarán de conducir en el momento que la corriente entre ánodo y cátodo sea aproximadamente cero (fin del semiciclo), en este momento el sw. se abre.<sup>1</sup>

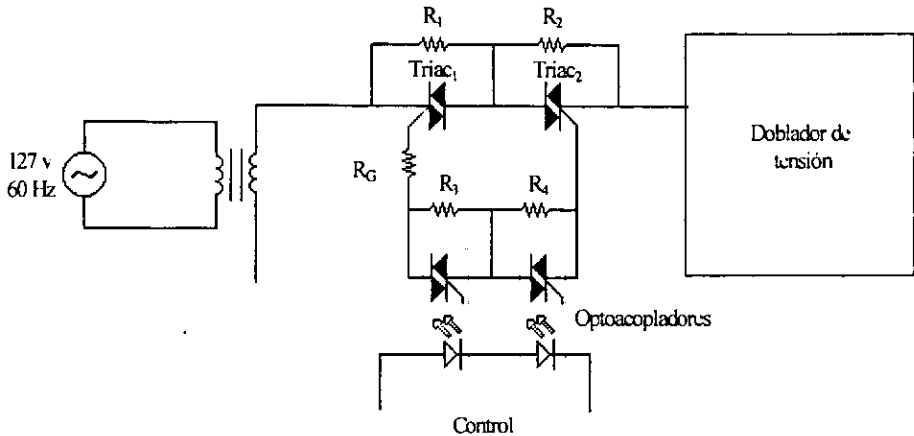


Fig 15. Circuito de control de Carga.

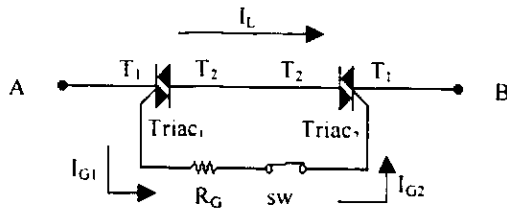
Nosotros necesitamos controlar un voltaje de  $600V_{CA}$  y para esto nuestros componentes seleccionados deben poder soportar hasta  $1200 V_{CA}$

$$V_{CA} = 600 \times \text{Factor seguridad}$$

$$V_{CA} = 600 \times 2 = 1200 \text{ V}$$

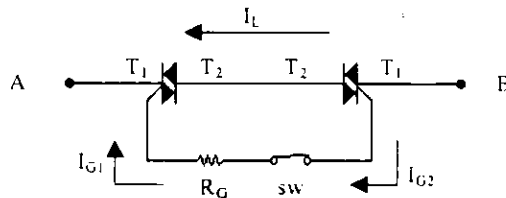
Como los dispositivos comerciales difícilmente manejan este voltaje de operación, fueron utilizados dos triacs C106M a 600V. en disposición serie, permitiendo que el voltaje sea dividido entre ellos.

<sup>1</sup>Las ventajas de introducir un circuito conmutador estático de un relevador (sw) son muy elocuentes; el tamaño y peso se reducen; se permite el manejo de altos voltajes haciendo el sistema más confiable y seguro; se evitan arcos eléctricos; se eliminan las sobrecorrientes por contacto; la operación es mucho más rápida (apagado en milisegundos y encendido en microsegundos); posee también estabilidad térmica.



**Fig 16. Triacs en disposición serie para dividir el voltaje de A y B entre ellos.**

El utilizar esta disposición de los triacs conviene a nuestros fines, si observamos la figura anterior, estos dos triacs están encontrados ( $T_2$  con  $T_2$ ) y la corriente  $I_L$  circula de  $T_1$  a  $T_2$  para  $\text{Triac}_1$  y de  $T_2$  a  $T_1$  para  $\text{Triac}_2$ . Como es sabido, para excitar un triac se necesita hacer circular una corriente por la compuerta según la dirección de la corriente que circula entre sus terminales  $T_1$  y  $T_2$ , esto es, si la corriente va de  $T_1$  a  $T_2$  la corriente de compuerta debe de ser negativa (salir), como  $I_{G1}$ . Para cuando la corriente en el triac va de  $T_2$  a  $T_1$  la corriente en la compuerta debe de ser positiva (entrar) como  $I_{G2}$ . Podemos ver así que, con el solo hecho de cortocircuitar las compuertas de los dos triacs, estos se autoexcitan permitiendo la conducción entre el punto A y B.



**Fig 17. Para cuando una corriente circula de B a A.**

Este efecto nos otorga una gran ventaja, al no ser necesario disponer de un circuito de excitación para los triacs, ni utilizar

componentes adicionales, pues estos conducirán si el sw. está cerrado y se apagarán si sw. está abierto.

La resistencia  $R_G$  limita la corriente en las compuertas, que a su vez depende de la magnitud de la corriente entre A y B. Así  $R_G$  debe valer:

$$R_G \leq V_{pico} / I_{max}$$

$$R_G = 600V / 0.151 \text{ amp.} = 3973.5\Omega$$

Ajustando valores

$$R_G = 3K\Omega \quad I_G = 0.2 \text{ amp.}$$

Se escoge la resistencia con el valor inferior más próximo para asegurar que la corriente de compuerta sea suficientemente grande para excitar a los triacs (es decir, se fuerza el disparo).

Como se ha venido diciendo anteriormente, el control de estos triacs se realiza por medio de una etapa controladora, que por efectos de seguridad debe estar aislada. Es por esto que para encender y apagar el sw. se utilizan componentes opto-electrónicos.

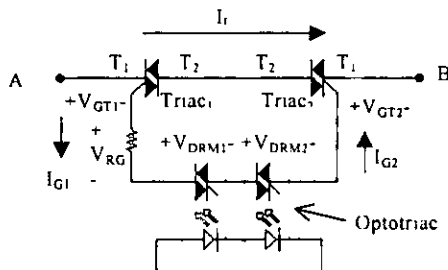


Fig 18. Voltajes de la malla de compuerta.

En este caso son utilizados dos optotriacs también en disposición serie, con el fin de soportar el voltaje entre las dos compuertas.

Analizando la malla de A y B por sumatoria de voltajes tenemos:

$$V_{AB} = I_G R_G + V_{GT1} + V_{GT2} + V_{DRM1} + V_{DRM2}$$

Donde  $V_{DRM}$  es el voltaje en las terminales del triac del optoacoplador.  
 $V_{GT}$  es el voltaje entre la compuerta y la terminal T<sub>1</sub> y vale 1 Volt para el C106M.

$$\text{Si } V_{GT1} = V_{GT2} = V_{GT} \quad \text{y} \quad V_{DRM1} = V_{DRM2} = V_{DRM}$$

Podemos entonces despejar  $V_{DRM}$

$$V_{DRM} = \frac{V_{AB} - I_{GT} R_G - 2V_{GT}}{2} = \frac{600 - 200 \times 10^{-6} - 3 \times 10^3 - 2}{2}$$

$$V_{DRM} = 360 \text{v}$$

Este voltaje es el que debe poder soportar nuestro optotriac. Así sus características deben de ser:

$$V_{DRM} = 360 \text{v}$$

$$I_{T(RMS)} = 0.2 \text{ amp. } (1.5) = 0.3 \text{ amp}$$

Donde el 1.5 es el factor de seguridad.

Características que cumple el opto triac MOC3041<sup>1</sup>

Para asegurar que el voltaje se reparta igualmente entre los dos triacs de potencia, es necesario incluir un divisor de tensión en paralelo con estos componentes.

Aunque uno pensara que el voltaje entre los triacs es el mismo siendo estos de la misma matrícula, se está en un error; ya que el voltaje en cada componente solo sería igual si estos poseyeran una resistencia idéntica para cuando circule la misma corriente por ellos. En la práctica esto es muy difícil, pues esta resistencia puede variar de 200KΩ a 2000MΩ (en corte), dependiendo de las características físicas de cada dispositivo y la temperatura en que se encuentran.

<sup>1</sup>Ver hoja de especificaciones en el apéndice B.



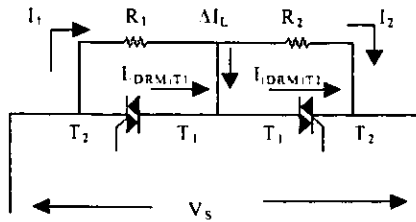


Fig 19. Resistencias para repartir el voltaje entre los Triacs.

Analizando el circuito anterior por divisor de tensión tenemos:

$$V_s = \frac{V_s R_1}{R_1 + R_2} + \frac{\Delta I_L R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Si  $R_1 = R(1+p)$  y  $R_2 = R(1-p)$   $p = 5\%$  Tolerancia

$$R \leq \frac{2V_{DRM} - V_s(1+p)}{\Delta I_L(1-p^2)}$$

En el peor de los casos en que los voltajes de Triac<sub>1</sub> y Triac<sub>2</sub> sean lo más dispares  $I_{DRM(T1)} = 0$  e  $I_{DRM(T2)} = 100\text{mA}$  (especificación máxima)  $\Delta I_L$  tendría que ser de  $100\text{mA}$ , y  $R = 8.39\text{M}\Omega$ , estas resistencias ayudan a que el voltaje se reparta equitativamente, debido a la gran magnitud de estos resistores la corriente que consumen es mínima y no llega a afectar considerablemente a las corrientes calculadas anteriormente, por lo que no se considero en el análisis anterior.

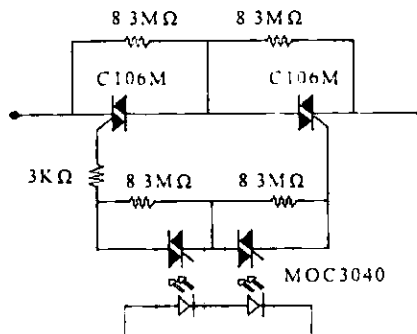


Fig 20. Circuito completo del control de carga.

Todo el circuito anterior posee un ángulo de defasamiento de:

$$\theta_d = \text{sen}^{-1}\left[-\frac{V}{2V_{LINEA}}\right]$$

Este no tiene efecto en el circuito doblador pues solo es defasado con respecto al transformador que es la única referencia que se tiene de la señal de alimentación.

Como la carga que se controla es mayormente capacitiva puede agregarse una red RC en paralelo con cada SCR con el fin de eliminar los efectos de la  $dv/dt$  que podría llegar a alterar la conmutación. Para estos arreglos se tiene una resistencia de  $10\Omega$  que generalmente es estandar y una capacitancia mayor a la del SCR<sup>1</sup>

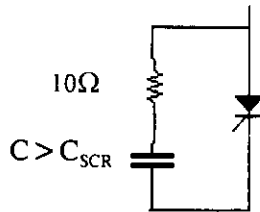


Fig 21. Red Snuber para disminuir la  $dv/dt$

---

<sup>1</sup>Ver apéndice B.

## DESCARGA

Se pueden unir en estos momentos los circuitos analizados anteriormente, con los cuales se logra la elevación y el control de voltaje.

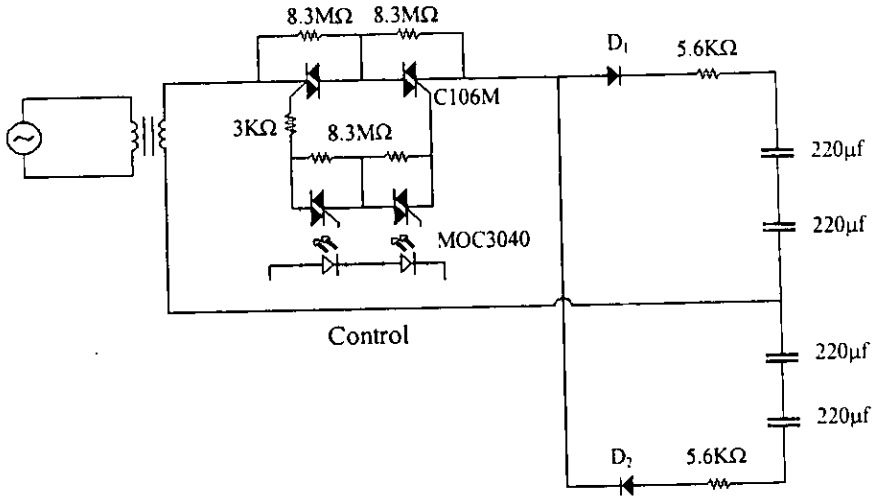


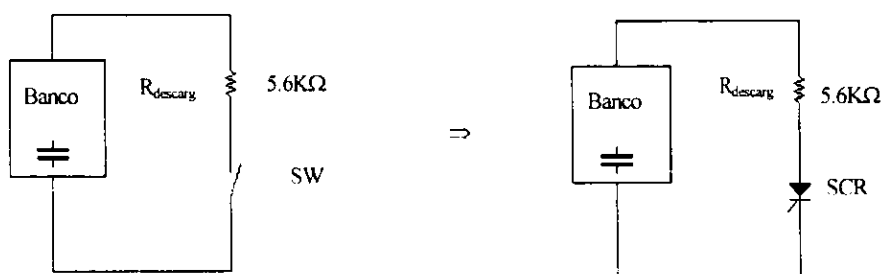
Fig 22. Doblador y control de Carga

Mediante este circuito es posible controlar el voltaje en los capacitores por medio de una señal digital aplicada a los leds de control. Según el tiempo que dure esta señal es también el valor del voltaje en las terminales del banco de capacitores.

El diseño de este circuito permite incrementar gradualmente el voltaje en los capacitores sin ningún problema, pero para realizar una disminución del voltaje, es indispensable primeramente descargar el banco de capacitores para después cargarlo al voltaje deseado. La descarga del banco es importante también para evitar que permanezcan altos voltajes en los momentos que no sea utilizado el equipo o cuando sea apagado. Factor indispensable para la segura

aplicación y según la Norma Oficial Mexicana (NOM), este banco de capacitores debe quedar a un voltaje mínimo de 50V. cuando se apaga el equipo.

La descarga es relativamente fácil, solo tienen que ponerse una pequeña resistencia en paralelo con el banco de capacitores, para descargarlos en un tiempo menor a 5 minutos (tiempo que dicta la NOM) y un interruptor en serie que active la descarga en cualquier momento.



**Fig 23. Función del circuito de descarga.**

El SCR y las resistencias de  $5.6K\Omega$  forman el circuito de descarga. El disparo de este SCR se hace por medio de opto-transistores con el fin de aislarlos del sistema de control.

La corriente máxima que debe soportar el SCR esta dada por:

$$I_{MAX} = \frac{V_{CD}}{R}$$

Haciendo  $R_{descarga} = 5.6K\Omega$  para evitar una corriente de carga excesiva.

$$I_{MAX} = \frac{1697V}{5.6K\Omega} = 303mA$$

$$I_{MAX} = 303 \times \text{Factor de seguridad (1.5)} = 454.5mA$$

El voltaje inverso del SCR

$$V = 1697V \times \text{Factor de seguridad (1.5)} = 2545V$$

Como el tiempo de descarga de un capacitor es aproximadamente  $5\tau$  entonces:

$$\tau = RC$$

$$\tau = 55\mu\text{f} (5.6\text{K}\Omega) = 0.308 \text{ seg.}$$

$$5\tau = 1.54 \text{ seg.} \quad \text{que es el tiempo maximo de descarga.}$$

$$i_p = \int e^{-t/\tau} dt$$

$$i_p = e^{-t/\tau} \left( \frac{t}{\tau} \right)$$

$$\text{cuando } t = 5\tau \quad i_p = \frac{e^{-5}}{5} \left( \frac{5\tau}{\tau} \right) = 5e^{-5} = 0.0336 \text{ Amp}$$

Potencia promedio de la resistencia:

$$P_p = i^2 R_{\text{descarga}} = (0.03368)^2 (5.6 \times 10^3) = 6.35 \text{ W}$$

$$\text{Ajustando} \quad P = 10\text{w} \quad \text{para } R_{\text{descarga}} = 5.6\text{K}\Omega$$

El SCR debe poder soportar un voltaje inverso de 2.5KV, para esto utilizamos tres SCR (MCR218-10) en arreglo serie, y una red escalera para repartir el voltaje entre ellos de manera equitativa.

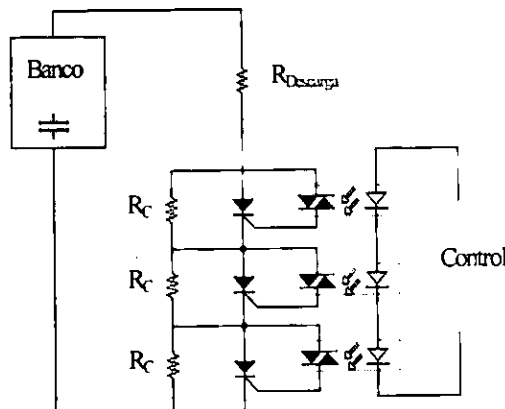
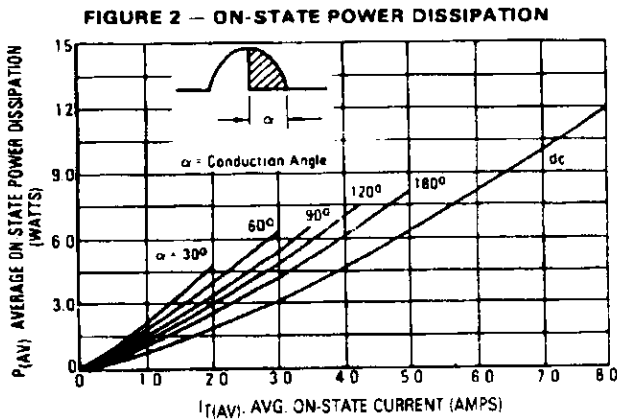


Fig 24. Circuito de descarga con SCR's.

Donde  $R_C$  debe ser lo suficientemente grande para evitar que la corriente afecte considerablemente el voltaje en los capacitores (por estar en paralelo con los SCR), pero debe ser menor que la propia resistencia de fuga de los capacitores, y para garantizar que el voltaje entre los 3 SCR sea igual.

Como la máxima corriente que puede pasar por los MCR218-10<sup>1</sup>, debido a la resistencia de carga, es de 454.5mA, entonces la potencia disipada por cada SCR es aproximadamente de 0.5W según la gráfica del fabricante.



**Fig 25. Gráfica de Corriente  $I_{RMS}$  contra Potencia**

Si la potencia máxima que puede disipar el dispositivo es:

$$P_{MAX} = I_{RMS} V_{TM}$$

$$P_{MAX} = 14W$$

Entonces la potencia que realmente debe disipar (0.5W) es mucho menor que la potencia nominal de dichos SCR's por lo que no es necesario disponer de un disipador de calor, pues los dispositivos no se calientan excesivamente a temperatura ambiente.

<sup>1</sup>Ver hoja de especificaciones en el apéndice B.

Una vez que los 3 SCR sean conmutados por los opto-transistores estos dejaran de conducir cuando la corriente entre ellos caiga por debajo de  $I_H$ , así el voltaje en los capacitores será de:

$$V_{\text{capacitor descargados}} = I_H R = 30\text{mA} \cdot 5.6\text{K}\Omega = 168\text{V}$$

Donde  $I_H$  es la corriente de mantenimiento (Holding), corriente minima necesaria para mantener la conducción; por debajo de este valor el SCR pasa al estado de corte dejando de conducir. Pero si el SCR se excita nuevamente se forza a que siga circulando una corriente a través de el, hasta alcanzar valores cercanos al cero, haciendo entonces que nuestro voltaje se aproxime también a cero volts. (en la practica el voltaje mínimo que se alcanza por efectos de esta descara es de 3 volts). Esto permite que el equipo tenga un amplio rango de operación y cumpla con las normas de seguridad que dicta la NOM.

## SENSOR DE CARGA

Para poder controlar el voltaje en los capacitores, debemos primeramente conocerlo, es por esto que se incluye un circuito acoplado al circuito de descarga para censar el voltaje en los capacitores. Este circuito detecta la corriente  $I_F$  (cuando los SCR's están en corte) mediante un dispositivo optoacoplador con salida a transistor, 4N25 que además de aislar nuestro circuito de potencia, transforma la señal de corriente a una señal de voltaje que entra a un amplificador operacional (no inversor) ajustando estos valores a una señal de control con rango de 0-5V.

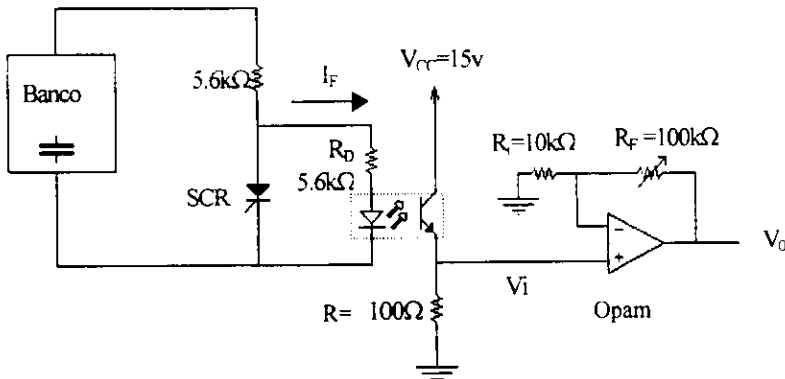


Fig 26. Circuito detector de carga.

La ganancia del Opam puede ajustarse por medio de  $R_f$ . Esta señal entra directamente al circuito de control como señal de retroalimentación<sup>1</sup>.

$R_D$  es la resistencia limitadora de la  $I_F$  y debe ser calculada para que la corriente en el led se encuentre dentro de la región mas lineal de la curva 0.5 - 1mA. con el fin de que el error en el censado del voltaje sea mínimo.

<sup>1</sup>Ver apartado "Control de voltaje".



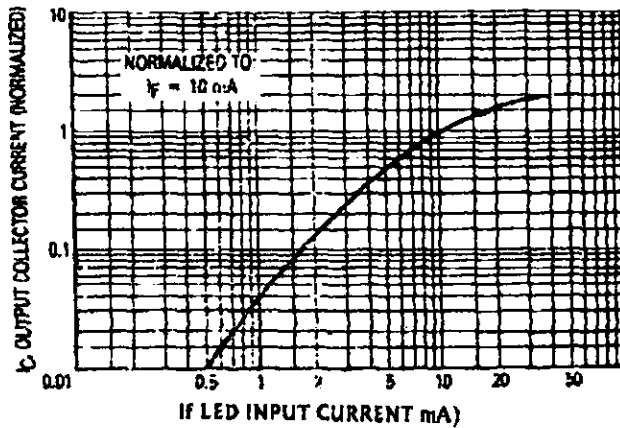


Fig 27. Grafica  $I_C$  cntra  $I_F$  del led

$$R_D = \frac{V_{CD}}{I_{Fmax}} = 5.6K\Omega$$

$$R_D = \frac{1697}{1 \times 10^{-3}} = 5.6 \times 10^3 = 1.69M\Omega$$

Aproximando  $R_D = 1.8M\Omega$

$$P_{RD} = VI = 1697 \left( \frac{1697}{1.8M\Omega} \right) = 1.59W$$

Ajustando  $P_{RD} = 2W$

Se puede observar que en la región lineal de la gráfica la corriente del Led  $I_F$  es proporcional a la corriente de colector  $I_C$  por lo que el voltaje muestreado de los capacitores es proporcional también.

Según la gráfica cuando  $I_F = 1mA$  (corriente máxima)  $I_C = 500\mu A$

Entonces  $V_i = I_C R$

Si  $R = 100\Omega$   $V_i = 500\mu A (100\Omega) = 0.05V$

Si nuestro voltaje de entrada  $V_i=0.05V$  la ganancia del Opam debe ser de 100 para tener una excursión máxima de hasta 5 volts en la salida  $V_o$ . Así pues:

$$A_G = \frac{R_F}{R_i} = 100$$

Si proponemos  $R_i = 10K\Omega$  entonces  $R_F$  debe ser de  $100K\Omega$

La corriente  $I_i$  que entra al Opam es muy baja (entre  $1\mu A$  y  $1pA$ ) afectando considerablemente al voltaje en  $R$ , por lo que no lo analizaremos en este estudio. (En las condiciones mas desfavorables esta variación en la resistencia  $R$  arrojaría un error máximo en la medición de 3 volts, comparado con el voltaje medido representa en promedio el 0.18% en condiciones normales, este error es en promedio de 0.018%, valor que no es significativo para la confiabilidad de la medición. Sin embargo, si es importante considerar el error producido por la desviación de voltaje en el Opam, generalmente ocasionada por el calentamiento del dispositivo, pudiendo llegar a ser decenas de veces mayor que el originado por  $I_i$ . Para minimizar este error se incluye una resistencia compensadora en el Opam que es calibrada y ajustada en operación, (una vez que el Opam se ha estabilizado térmicamente); poniendo  $V_i$  a 0 volts y midiendo  $V_o$  hasta que se acerque a cero volts. Generalmente esta resistencia es de  $10K\Omega$  según recomendaciones del fabricante.

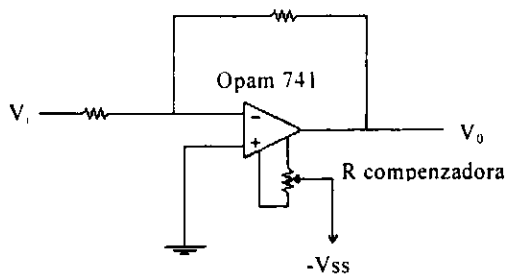
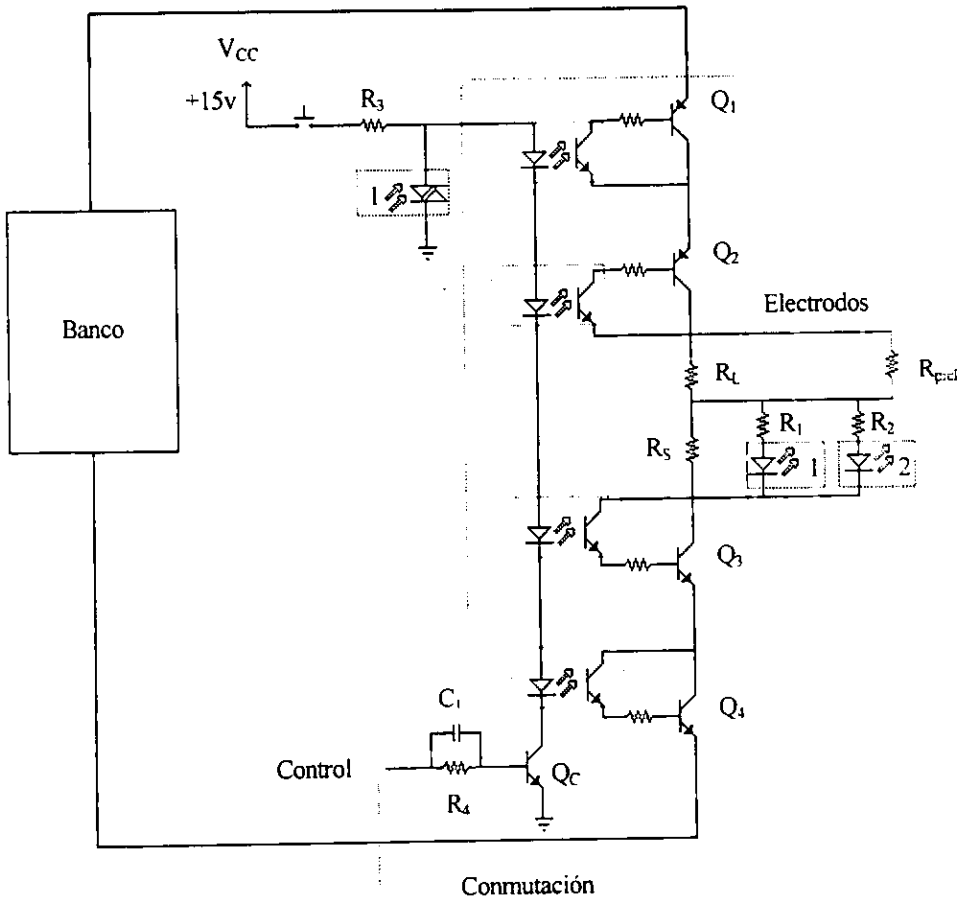


Fig 28. Eliminación de la desviación de voltaje

## ETAPA DE CONMUTACIÓN

Como se mencionó anteriormente, es necesario generar pulsos cuadrados de 1500V entre 100 microsegundos y 1 ms. Para esto se diseñó el siguiente circuito, en el cual se encuentra contenido, además, el circuito de control de corriente que se explicara en el capítulo 3.



**Fig 29.** Etapa de conmutación de alta tensión con transistores en cascada y sistema sensor de sobrecorrientes.

Para facilitar este análisis supondremos que el banco de capacitores es una fuente de c.d. ideal y descartaremos el circuito de control de corriente (cuyos componentes no tienen una influencia considerable en este estudio), para analizar solamente los circuitos de conmutación.

Debido a las variaciones en la resistencia de la piel (dependiendo del tipo de tejido y la humedad en la misma) este circuito debe ser capaz de funcionar con carga variable; permitiendo como máximo la circulación de hasta 8 Amperes (corriente máxima lograda en experimentos en el extranjero y en las pruebas con ratas de laboratorio).

Así pues  $R_{piel}$  (Impedancia que presenta la piel al flujo de la corriente, y de característica meramente resistiva) debe valer:

$$R_{piel} = \frac{V_{max}}{I_{max}} = \frac{1697}{8} = 212.125\Omega$$

El valor de la resistencia  $R_L$  debe de ser muy grande a fin de reducir la corriente, evitando calentamiento por disipación de potencia y descargas grandes en los capacitores; pero lo suficientemente pequeña para que en ella circule la corriente mínima que pueda saturar los transistores (aun sin  $R_{piel}$ ). La disposición que guardan  $R_L$  y  $R_{piel}$  es con la finalidad de poder aplicar un voltaje a los electrodos sin la necesidad de hacer pasar una corriente por  $R_{piel}$ .

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V_{CC} - V_{(transistores\ en\ saturación)}}{I_R}$$

$$\text{Donde } V_{trans\ sat} = V_{Q1\ sat} + V_{Q2\ sat} + V_{Q3\ sat} + V_{Q4\ sat} = 4v$$

Proponiendo una  $I_{max} = 3mA$  corriente máxima por  $R_L$  cuando se conmutan los transistores.

$$R_L = \frac{1697v - 4v}{3mA} = 564.3K\Omega \quad P_L = I_L^2 R_L = 5.14 W$$

Ajustando valores  $R_L = 560K\Omega$  y  $P_L = 10 W$

Podemos observar que la resistencia de carga, a diferencia de los circuitos convencionales, se encuentra entre la cascada de transistores. El propósito de este arreglo en particular no es más que el de respetar la Norma Oficial Mexicana en el apartado de cuidados de la salud 517-160<sup>1</sup>, en donde especifica que los equipos de energía aislados deben de tener un polo de desconexión en cada conductor del circuito aislado. Con la carga entre la cascada de transistores evitamos que nuestros electrodos estén directamente conectados al suministro de potencia.

Esto es evidentemente útil en caso de que uno de los polos haga contacto a tierra de forma accidental. Pues aunque se este tocando alguno de los electrodos estos no aportarían corriente, al no estar directamente conectado a la fuente de potencia como lo estarían, (por lo menos uno de ellos) si la resistencia de carga estuviera colocada en el extremo positivo como convencionalmente se hace.

Los transistores  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  y  $Q_4$  están dispuestos en una configuración cascada de forma que la tensión de  $V_{CC}$  (cuando se encuentran en corte) se reparta entre todos ellos con lo cual el voltaje de colector en cada uno queda por debajo del valor nominal de estos transistores, de forma que tengan características adaptadas. La oscilación de tensión de cada transistor aparece en bornes de la resistencia  $R_{EQ}$  que es la suma de las oscilaciones de cada etapa.

$$R_{EQ} = R_{piel} // R_L + R_5 // R_1 // R_2 = 212.2\Omega$$

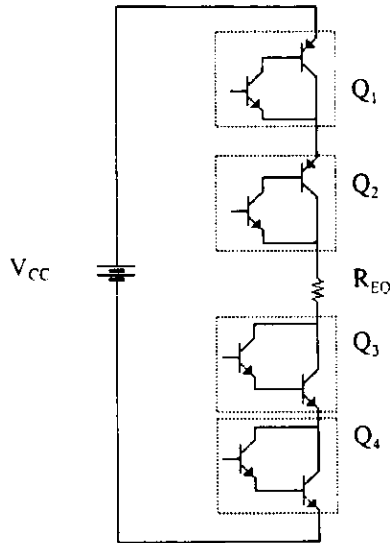
Para conseguir que esta etapa de conmutación funcione correctamente aun con variaciones en la carga (diferente impedancia de la piel), debemos procurar que se cumplan las condiciones para asegurar la saturación  $I_{Bmin} > I_{Csta}/\beta_{min}$  y el corte  $V_{BE} \leq 0$  de la cascada de transistores para los casos mas desfavorables de operación.

---

<sup>1</sup>Ver capítulo 3 Consideraciones a la Norma Oficial Mexicana

## SATURACIÓN

Para cuando la etapa se encuentra en estado de saturación,  $R_{EQ}$  es mínima  $212.2\Omega$  y el voltaje de la fuente es máximo  $1697V$  (condiciones mas desfavorables para la saturación).



**Fig 30. Donde los transistores  $Q_1$ - $Q_4$  son del tipo darlington con voltajes de saturación de  $1V$  en colector - emisor.**

De la malla de salida

$$V_{CC} = V_{CEQ1 \text{ sat}} + V_{CEQ2 \text{ sat}} + V_{REQ} + V_{CEQ3 \text{ sat}} + V_{CEQ4 \text{ sat}}$$

$$1697 = V_{REQ} + 4v$$

$$V_{REQ} = 1693v$$

$$I_{REQ} = \frac{V_{REQ}}{R_{EQ}} = 7.978 \text{ amp}$$

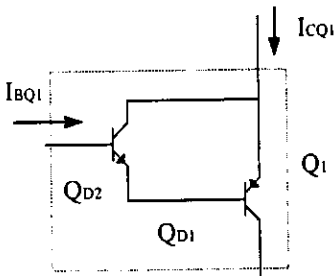
# ESTA TESIS NO SALE DE LA BIBLIOTECA

Como la corriente  $I_{REQ}$  es la suma de las corrientes de colector y base de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  entonces la corriente de colector de  $Q_1$  queda de la siguiente manera

$$I_{CQ1} = I_{REQ} - I_{BQ1} - I_{BQ2} = 7.978 \text{ amp} - I_{BQ1} - I_{BQ2}$$

La corriente de base mínima para saturar cada uno de los transistores esta directamente en función de la capacidad de transferencia de estos; es decir, en función de la  $\beta$  total del par Darlington del que se encuentran formados los transistores de la cascada.

$$\beta_{Total} = \beta_{QD1} \beta_{QD2}$$



**Fig 31. Configuración darlington.**  
 Donde  $Q_{D1}$  es un transistor MJE13006  
 $\beta = 20$   $I_C = 12$  amp.  $V_{CE} = 400$ v  
 (PNP o NPN según sea el caso)  
 $Q_{D2}$  es un transistor MJE13005  
 $\beta = 50$   $I_C = 4$  amp.  $V_{CE} = 400$ v

$$\beta_{Total} = 20 \times 50 = 1500$$

Se puede ver que el transistor  $Q_{D1}$  es el que soporta la corriente máxima de carga y por eso  $I_C$  debe ser mayor de 8 amp. mientras que  $Q_{D2}$  sacrifica la  $I_C$  para obtener una  $\beta$  grande y así poder reducir la corriente  $I_{BQ1}$  necesaria para saturarlos.

Así la  $I_B$  de  $Q_1$  en estas condiciones es:

$$I_{BQ1} = \frac{I_{CQ1}}{\beta_{Total}}$$

$$I_{BQ1} = \frac{7.978 - I_{BQ1} - I_{BQ2}}{\beta_{Total}}$$

Despejando  $I_{BQ1}$

$$I_{BQ1} = \frac{7.978 - I_{BQ2}}{\beta + 1} \quad \text{-----} \quad 10$$

Puede verse que  $I_{CQ2} = 7.978 - I_{BQ1}$ , entonces:

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{\beta_{Total}} = \frac{7.978 - I_{BQ2}}{\beta_{Total}}$$

Sustituyendo en 10 y resolviendo

$$\beta I_{BQ1} = \frac{(\beta - 1)7.978 - I_{BQ2}}{(\beta + 1) + 1} = 7.962$$

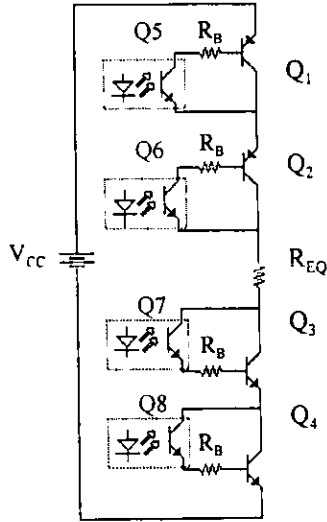
$$I_{BQ1} = \frac{7.962}{1500} = 5.308 \text{ mA.}$$

Podemos ver que la  $I_{BQ1}$  y  $I_{BQ2}$  son prácticamente iguales y la diferencia es mínima. Como no existe mucha variación entre estas corrientes, entonces podemos suponer con confianza que las corrientes de base mínima para la saturación en cada transistor son iguales  $I_{BQ1} = I_{BQ2} = I_{BQ3} = I_{BQ4}$ .

Para proporcionar las corrientes en las bases de estos transistores usualmente es utilizada una red escalera que distribuye estas corrientes en cada una de las bases, pero en nuestro caso la utilización de esta se ve afectada debido a las grandes potencias que esta red tendría que disipar y a la ubicación peculiar de nuestra resistencia de carga.

Es más conveniente alimentar a cada uno de estos transistores con un circuito de base propio, que no este referido al potencial negativo del voltaje  $V_{CC}$ , es decir, que se encuentre flotando con respecto a tierra; para esto se utilizan optotransistores 4N25 que a su vez aíslan físicamente este circuito del control.





Como se había mencionado anteriormente necesitamos que los transistores  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  y  $Q_4$  lleguen a  $\beta F O$  de manera adecuada, para esto  $I_B \approx 5.308 \text{ mA}$ . para cada uno de ellos. Esta corriente tiene que drenarse por el colector de cada transistor y es limitada por la resistencia  $R_B$  en cada circuito de base.

Cuando los transistores de la cascada están en saturación  $V_{BC} = 0.5V$  y la corriente de base es  $5.308 \text{ mA}$ .  $R_B$  debe ser:

$$R_B = \frac{0.5V - V_{CE}(\text{opto})}{5.308 \text{ mA}} = 56.51 \Omega \quad \text{Donde } V_{CE}(\text{optoacoplador}) \text{ en saturación es } 0.2V.$$

Para asegurar la saturación debemos de ajustar el valor al inmediato inferior.

$R_B = 47 \Omega$  Con este valor la corriente de base real es  $I_B = 6.38 \text{ mA}$ .

Se cumple así la condición necesaria para la saturación  $I_B > I_{B\text{mínima}}$  para las condiciones mas desfavorables. Al limitar la corriente de base se protegen los transistores de la cascada de alguna sobreintensidad y se evita un sobrecontrol que pueda modificar la forma de nuestro pulso.

### CORTE

Otra condición que debe cumplir nuestra etapa de conmutación es la del corte y para esto es necesario que la corriente de base sea menor o igual a cero.

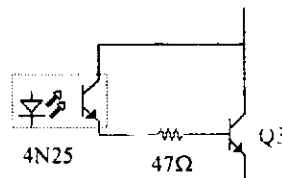


Fig 32. Control por Optotransistor

Cuando el transistor del opto se encuentra en corte la impedancia entre sus terminales se eleva hasta valores de  $2000M\Omega$ . Suponiendo que en las terminales del transistor  $Q_3$  existieren  $424.2\text{volts}$  ( $\frac{1}{4}$  del voltaje máximo de la fuente de  $V_{CC}$ ), la corriente en la base de  $Q_3$  sería aproximadamente de  $0.2120\mu\text{A}$ , corriente que solo sería suficiente para hacer conducir  $0.31\text{mA}$  entre colector y emisor de  $Q_3$ .

En estas condiciones el voltaje en las terminales de  $R_L$  (electrodos) sería de  $55\text{mV}$ , voltaje que solo representa el  $0.0032\%$  del voltaje  $V_{CC}$  y no llega por mucho al margen de error tolerable del equipo que es  $5\%$  de  $V_{CC}$ .

Según este análisis el voltaje en la base de  $Q_3$  es de  $224\text{mV}$  que dista mucho del voltaje de conducción del diodo de base-emisor y se acerca a la condición de corte del transistor donde:

$$V_{BE} \leq 0$$

Para asegurar contundentemente que la cascada de transistores se encuentre en la región de corte tendríamos que polarizar inversamente la unión base-emisor del transistor, esto se logra con una batería y una resistencia en serie colocada en esta unión. Pero como se ha considerado anteriormente, el voltaje base-emisor sin esta batería, llega a ser muy cercano a cero y los efectos negativos de esta condición no son significativos, por lo que en el diseño de este circuito no se incluye tal modificación.

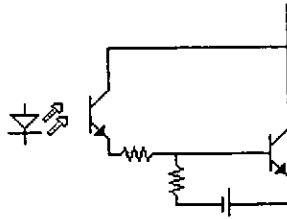


Fig 33. Polarización para asegurar el corte

### CONMUTACIÓN

Para establecer el análisis anterior hemos supuesto que el transistor del optoacoplador se satura y se corta adecuadamente para mantener los estados respectivos en la etapa de conmutación, por esto mismo debemos asegurar que la corriente en el led sea lo suficientemente grande para lograr este propósito.

Si la  $I_B$  máxima para saturar a los transistores de la cascada es de 6.38 mA., entonces la corriente del led debe ser de 6 mA, según gráfica del dispositivo 4N25.<sup>1</sup>

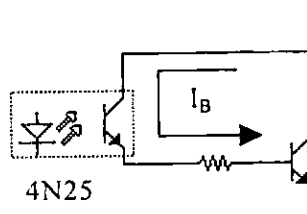


Fig 34. Corriente de base limitada por  $R_B$

<sup>1</sup>Ver pagina 72.

Para que la corriente en los leds  $I_F$  sea de 6 mA  $R_3$  debe valer:

$$R_3 = \frac{15V - 0.7 - 0.7 - 0.7 - 0.7 - 0.2}{6mA} = 2066.6\Omega$$

Ajustando  $R_3 = 17K\Omega$

El transistor de conmutación  $Q_C$  debe cumplir igualmente con las condiciones de corte y saturación, por lo que  $R_4$  es de  $100K\Omega$

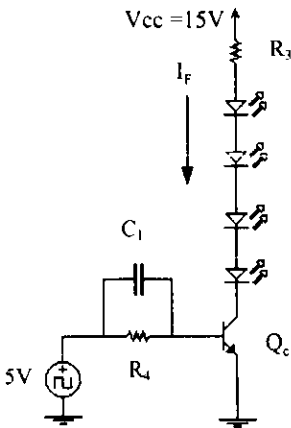


Fig 35. Transistor de control  $Q_C$  es un BC547 con una  $\beta = 100$   
 $V_{cc}$  es una fuente de voltaje independiente del potencial de los capacitores.

Como esta etapa es la que dicta la forma de los pulsos en la cascada de conmutación debemos asegurar que los pulsos sean lo mas cuadrados posible, para esto se introdujo un capacitor de aceleramiento con el objeto de disminuir el tiempo de formación, y por tanto mejorar la transición entre corte y saturación. Es necesario saturar rápidamente la base cuando el pulso de entrada es aplicado inicialmente; después de la saturación inicial la  $I_B$  se reduce a la corriente de base mínima para mantener el transistor en saturación.

La carga del capacitor, se usa como una fuente adicional de corriente necesaria para reducir el tiempo de formación, siempre y cuando dicho capacitor sea colocado a través de la resistencia  $R_4$ .

Es necesario calcular este capacitor para que los tiempos de subida como los de bajada no sean mayores a  $10 \mu s$  que representaría el 10% del ancho del pulso de menor duración que debe ser aplicado por el equipo.

El capacitor  $C_1$  puede ser calculado mediante la siguiente fórmula:

$$C = \frac{I_b T_r}{V}$$

Donde

$C$  = Capacitancia

$$I_{BQC} = \frac{I_F}{\beta} = \frac{6mA}{100} = 0.06mA.$$

$T_r$  = Tiempo de formación (subida)

$V$  = Amplitud del pulso de entrada

$$C = \frac{0.06mA(10\mu s)}{5} = 120 pf.$$

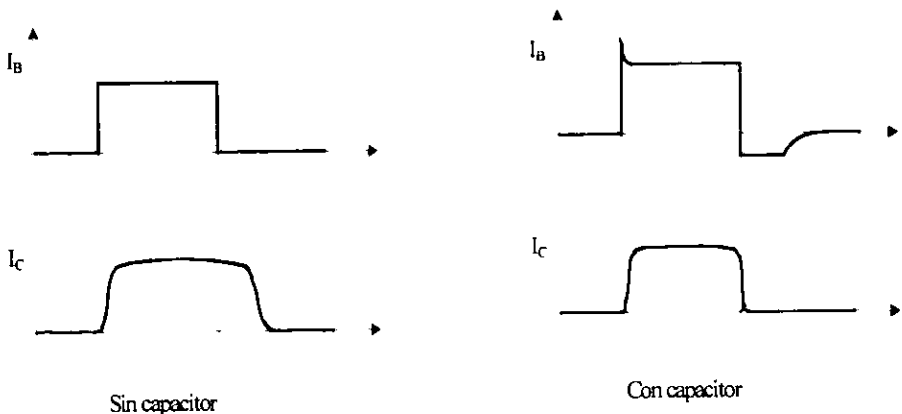


Fig 36. Formas del pulso de conmutación.

Con todo lo anterior podemos ver que esta etapa de conmutación puede ser controlada por una señal digital de 0-5 volts generada por un controlador digital, que es comentado en el siguiente capítulo.

## CONSIDERACIONES DE SEGURIDAD



- ✓ SISTEMA DE POTENCIA AISLADA
- ✓ PROTECCIONES
- ✓ CONSIDERACIONES A LA NORMA OFICIAL MEXICANA DE EQUIPOS Y APARATOS ELECTRICOS

## SISTEMA DE POTENCIA AISLADA

La aislación es muy importante dentro de los equipos de uso común, y más aún si se trata de un equipo médico que maneja altos voltajes y tiene contacto físico con los pacientes, pues el riesgo de electrocución aumenta con el nivel de voltaje.

Es por esto que dentro del diseño se considerarán sistemas de aislamiento (potencia aislada) para los circuitos que manejan altos voltajes.

Como vimos anteriormente en el circuito de elevación de tensión se utilizó un transformador como medio de aislamiento, siguiendo las consideraciones de la Norma Oficial Mexicana para equipos y aparatos eléctricos en el apartado de cuidados de la salud.

En el sig. diagrama se puede ver que el voltaje de alta tensión en el secundario del transformador no tiene ningún potencial con respecto a la tierra física, por lo que no podría circular ninguna corriente entre la tierra física y alguno de los polos del devanado secundario.

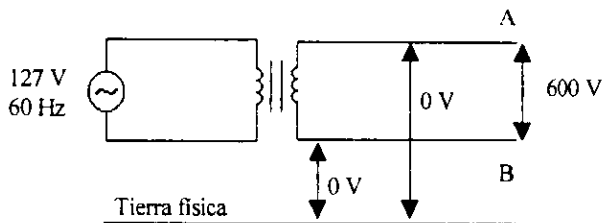


Fig 1. Sistema de aislamiento por transformador.

Es importante que cualquier falla en el circuito de potencia no afecte de ninguna manera a la circuitería restante, pues el riesgo de una electrocución sería muy latente durante la aplicación del tratamiento. El aislamiento evita que los componentes que tienen contacto con el operador y el paciente (LCD y Teclado) puedan producir algún riesgo por mínimo que este fuese.

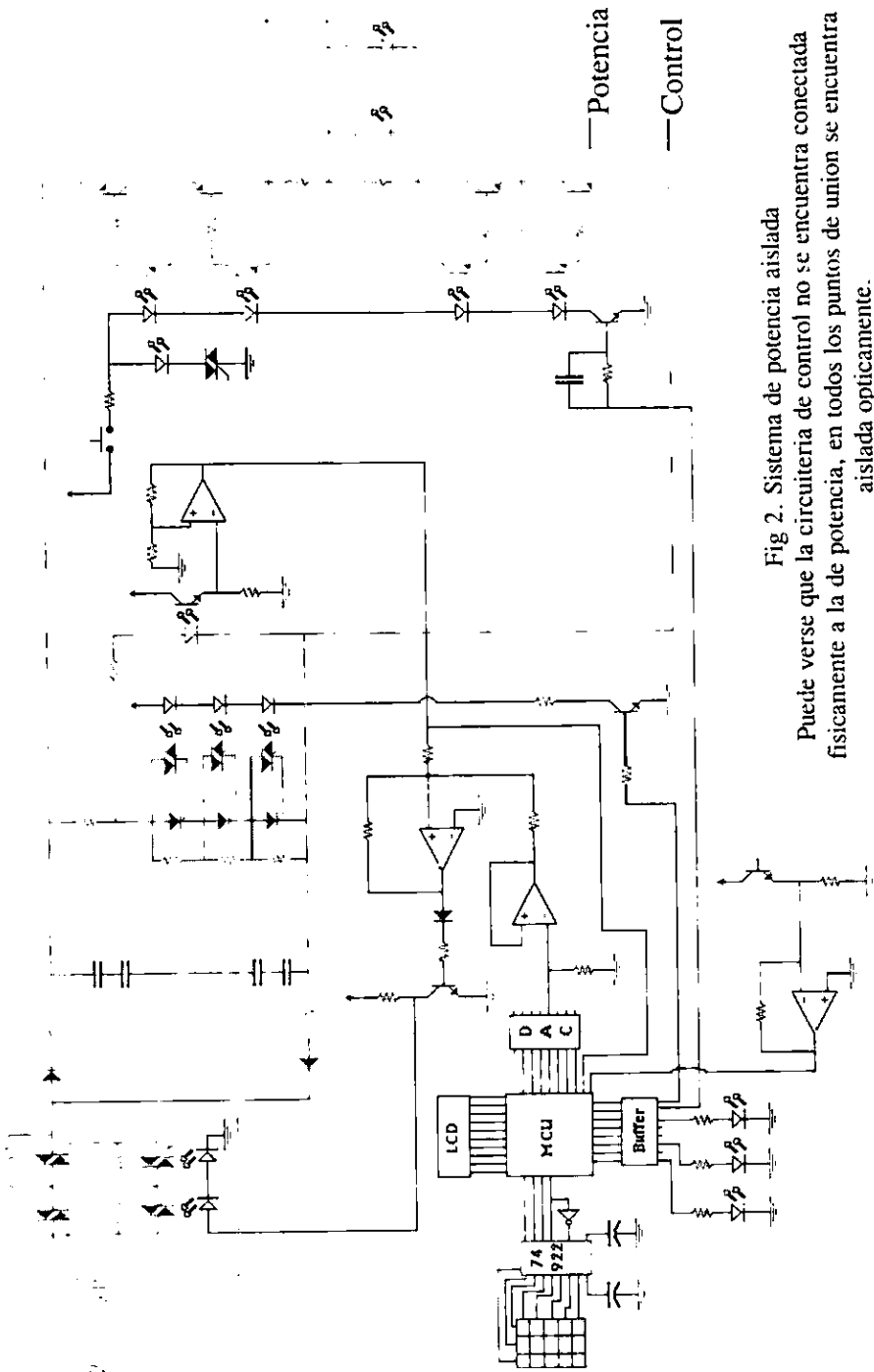
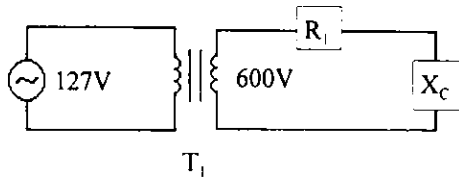


Fig 2. Sistema de potencia aislada  
 Puede verse que la circuitería de control no se encuentra conectada físicamente a la de potencia, en todos los puntos de unión se encuentra aislada ópticamente.



## PROTECCIONES

Para calcular la corriente que circula por el primario del transformador  $T_1$  debemos encontrar la impedancia reflejada de la carga en el secundario del transformador así:



**Fig 3. Circuito equivalente del doblador de onda completa.**

$$R_1 = 5.6K\Omega$$

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi(60)(110\mu f)} = 24.114\Omega$$

$$Z_s = R_1 + X_c$$

La corriente maxima que circula por este circuito es:

$$i_{max} = \frac{V_{pico}}{R_1 + X_c} = \frac{\sqrt{2}(600)}{5.6K + 24.11} = 0.1508Amp$$

Como sabemos que la impedancia del circuiro primario de un transformador, con nucleo de hierro, es la razón de transformación al cuadrado por la impedancia de la carga.

$$Z_p = a^2 Z_s$$

Donde  $a = 0.21$  es la razón de transformación y es menor de la unidad debido a que nuestro transformador es elevador (127 a 600V). Asi pues, la impedancia del primario es:

$$Z_p = (0.21)^2 (5624.11\Omega) = 251.975\Omega$$

$$i_{p\ max} = \frac{127V}{251.97\Omega} = 0.504\ Amp$$

Con el valor de la corriente máxima en el primario del transformador podemos fijar las características del fusible necesario para proteger el equipo. Según la NOM la corriente y voltaje nominal del fusible no debe ser menor de los valores máximos del equipo, así que el fusible utilizado en este equipo es de 127V y 1amp.

### CONTROL DE SOBRECORRIENTE

Como se ha venido mencionando anteriormente el circuito de sobrecorriente actúa en el momento en que la corriente en la resistencia de carga  $R_s$  sobrepasa un valor determinado; en este momento el diodo del  $Opto_1$  es excitado lo suficiente para disparar al triac<sub>1</sub> y mediante un circuito (Crow-Bar) es cortada la corriente en el

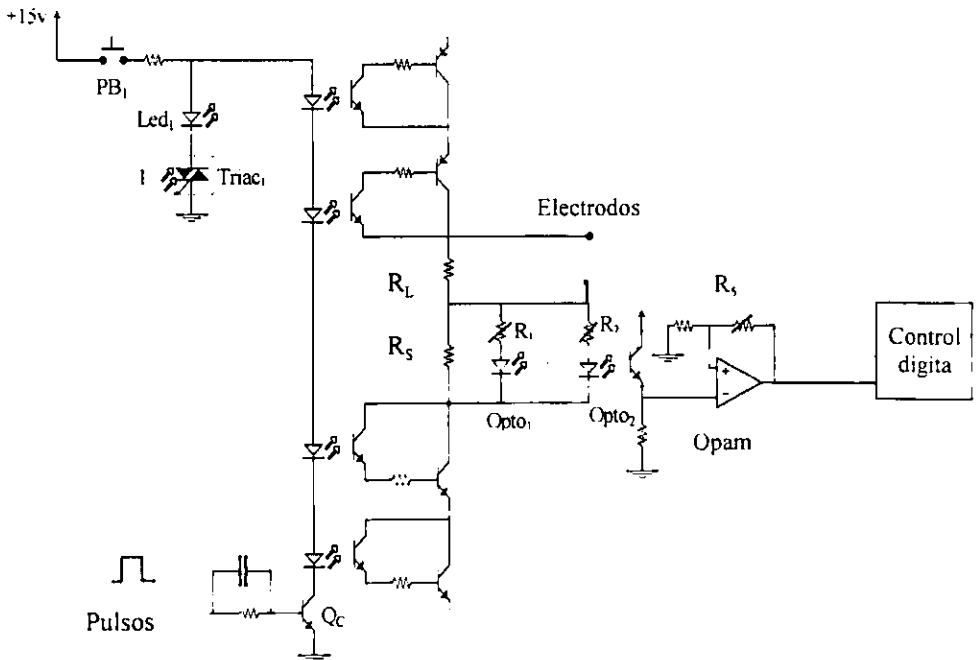


Fig 4. Control de sobrecorriente

transistor  $Q_C$ , haciendo que el voltaje en los electrodos caiga a cero. En esta situación el  $led_1$  enciende, hasta el momento que  $PB_1$  (push boton normalmente cerrado) sea abierto y desenganche al triac<sub>1</sub>; mientras se encuentre encendido el  $led_1$  no es posible mandar ningún pulso a los electrodos y el equipo indicara una condición de corto circuito o sobrecorriente.

Para saber cual es el valor de la corriente que ha pasado por los electrodos se introdujo el sistema de sensado compuesto por el  $Opto_2$  que excita al transistor del opto de acuerdo con la magnitud de la corriente en los electrodos. Esta información es amplificada por el opam y puede ser ajustada mediante la  $R_5$ , este resultado es introducido al circuito de control digital que interpreta esta señal para hacer un bloqueo lógico de los pulsos en los electrodos, si determina que la corriente ha excedido los limites permitidos.

Como se ha visto hemos introducido dos sistemas de control de corriente con el fin de brindar la mayor protección al usuario del equipo y evitar en todo lo posible lesiones causadas por corrientes excesivas, protegiendo a la vez la integridad del equipo, pues las corrientes de corto circuito pueden producir daños en los transistores de conmutación.

## DETECCIÓN DE FALLAS A TIERRA

Como se vio anteriormente la potencia aislada constituye una medida de seguridad para el paciente, pero en el caso de falla, puede utilizarse también un interruptor de fallas a tierra (GFI por sus siglas en inglés) para realizar esta vigilancia.

El GFI funciona midiendo constantemente la corriente que sale por el cable de carga y comparándola con la corriente que regresa por el cable neutro. Si son iguales, el circuito no ejecuta ninguna acción y se mantiene la conexión; pero si, debido a alguna fuga, la corriente de la fase de carga excede a la corriente de la guía neutra, aún con una diferencia tan pequeña como 0.005 Amperes, el GFI abrirá el circuito. Esto limita la corriente de fuga a un nivel que se considera inocuo.

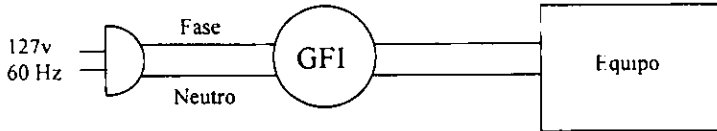


Fig 5. Interruptor por fallas a tierra.

## CONSIDERACIONES A LA NORMA OFICIAL MEXICANA DE EQUIPOS Y APARATOS ELÉCTRICOS.

En el diseño de este equipo fueron consideradas las recomendaciones de la Norma Oficial Mexicana de equipos y aparatos eléctricos en el artículo 517 referente a instalaciones en lugares de cuidados de la salud. En esta sección solo describiremos los artículos mas importantes que tengan una vinculación directa con las características propias del equipo. No habiendo reglamentación para este equipo en particular, se adoptaron las recomendaciones hechas para los equipos de rayos X que manejan también potenciales altos de operación.

### Artículo 517-13

#### Conexión a tierra de contactos y equipos eléctricos fijos

a).-Áreas de cuidados de pacientes.- En las áreas usadas para el cuidado de los pacientes, las terminales de puesta a tierra de todos los contactos y todas las superficies no conductoras de corriente de los equipos eléctricos fijos que puedan estar energizados y sujetos a contactos con personas funcionando a mas de 100V, deberán ser puestos a tierra por un conductor de cobre aislado. El conductor de puesta a tierra deberá ser seleccionado de acuerdo con la tabla 250-95 (ver fig. 6), e instalado en canalizaciones metálicas con los conductores del circuito derivado que alimentan estos contactos o equipo fijo.

Excepción N° 1. Donde se usen cables tipo MC, MI, o AC que tengan un conductor de puesta a tierra aislado, no se requiere canalización metálica.

Excepción N° 2. Las placas metálicas pueden ser puestas a tierra por medio de tornillos metálicos, los cuales fijan las placas a la caja de salida puesta a tierra o a un dispositivo de alumbrado puesto a tierra.

Artículo 517-13 a) Todos los circuitos derivados que alimentan las áreas de cuidado de pacientes deben proveerse de una trayectoria a tierra para corriente de falla por medio de una canalización metálica o cable armado. El sistema metálico de canalización o cable armado o un ensamble debe calificarse como un equipo de retorno de tierra, de acuerdo con la sección 250-91 b). Los cables tipo MC y MI, deben tener una armadura exterior de metal o cubierta que esté identificada como un sistema eficiente de conexión a tierra.

Capacidad de conducción nominal o ajuste del dispositivo automático de sobrecorriente ubicado antes del equipo, tubería, etc. No mayor en amperes.	Sección transversal Cobre		Sección transversal Aluminio	
	mm <sup>2</sup>	AWG KCM	mm <sup>2</sup>	AWG KCM
15	2.082	14	3.307	12
20	3.307	12	5.260	10
30	5.260	10	8.367	8
40	5.260	10	8.367	8
60	5.260	10	8.367	8
100	8.367	8	13.30	6
200	13.30	6	21.15	4
300	21.15	4	33.62	2
400	27.67	3	42.41	1
500	33.62	2	53.48	1/0
600	42.41	1	67.43	2/0
800	53.48	1/0	85.01	3/0
1000	67.43	12/0	107.2	4/0
1200	85.01	3/0	126.7	250
1600	107.2	4/0	177.3	350
2000	126.7	250	202.7	400
2500	177.3	350	304	600
3000	202.7	400	304	600
4000	253.4	500	405.4	800
5000	354.7	700	612	1200
6000	405.4	800	612	1200

Fig 6.

Tabla 250-95 Sección transversal mínima de los conductores de puesta a tierra para canalizaciones y equipos.

#### Artículo 517-61

6) Los cordones flexibles en áreas peligrosas para la conexión de equipos portátiles, incluso lámparas operando a más de 8 volts entre conductores, deben ser certificados para uso extra rudo acorde a la tabla 400-4, e incluir un conductor adicional de puesta a tierra.

7) Un dispositivo para almacenar el cordón flexible se debe incluir, y no debe doblar el cordón a un radio menor a 76 mm.

#### 517-61 b) Encima de los locales de anestesia peligrosos

2) El equipo instalado que pueda producir arcos, chispas, o partículas de metal calientes, tales como lámparas y portalámparas para iluminación fija, desconectores, interruptores, generadores, motores u otros equipos con escobillas deslizantes, deben ser del tipo totalmente cerrado o contruidos de suerte que eviten el escape de chispas o partículas de metal caliente.

6) Las clavijas y contactos deben ser de 2 polos, 3 hilos con contacto para conectar el conductor aislado (verde o verde con rallas amarillas) de puesta a tierra del sistema eléctrico.

#### 517-62. Puesta a tierra.

En cualquier área de anestesia, todas las canalizaciones metálicas y cables con pantallas metálicas, y todas las partes conductoras no portadoras de corriente de equipo eléctrico fijo, deben ponerse a tierra.

#### E. Instalaciones de rayos X

##### 517-71. Conexión al circuito de alimentación.

b) Equipos portátiles, móviles y transportables. Para equipos portátiles, móviles y transportables y equipo medico de rayos X, no se requiere circuito derivado individual cuando su capacidad no excede los 60 Amp.

c) Suministro con tensión superior a los 600v. Los equipos y circuitos que operan con tensiones superiores a los 600v, deben cumplir con el artículo 710.

C. Disposiciones específicas para equipos.  
710-20 Protección contra sobrecorriente.

Debe proveerse protección contra sobrecorriente en cada conductor activo (no aterrizado) mediante alguna de las siguientes formas:

a) Relevadores de sobrecorriente y transformadores de corriente.

b) Fusibles. Debe conectarse un fusible en serie en cada conductor no aterrizado.

710-21 Dispositivos de interrupción de circuitos.

a) Interruptores de circuitos.

1) En las instalaciones interiores deben ser unidades en gabinetes metálicos o montadas en celdas resistentes al fuego.

Excepción: Se permite el montaje de interruptores de circuito en áreas expuestas, en lugares que sean accesibles solamente a personas calificadas.

b) Fusibles de potencia y portafusibles.

1) Uso. Cuando los fusibles se emplean para proteger conductores y equipos, debe colocarse un fusible en cada conductor no aterrizado. Se permite usar dos fusibles de potencia en paralelo para proteger la misma carga, si ambos fusibles tienen idéntico rango y si ambos están instalados en un montaje común con conexiones eléctricas que dividan la corriente en partes iguales.

Los fusibles de potencia con expulsión de gases no deben ser usados en interiores, registros subterráneos o en gabinetes metálicos, a menos que sean adecuados para el uso.

2) Capacidad de interrupción. La capacidad nominal de interrupción de los fusibles de potencia no deben ser menor que la máxima corriente de falla que el fusible que pueda llegar a interrumpir, incluyendo las contribuciones de todas las fuentes de energía conectadas.



3) Tensión nominal. La tensión nominal máxima de los fusibles de potencia no debe ser menor que la tensión máxima del circuito. Los fusibles que tengan una tensión de operación mínima recomendada no deben ser empleados en tensiones inferiores a esa tensión.

4) Identificación de las unidades fusibles y sus montajes. Las unidades fusibles y los montajes para fusibles, deben tener placas de identificación legibles y permanentes, mostrando el tipo o designación del fabricante, la capacidad de corriente en régimen de operación continua, la capacidad de interrupción de corriente y la tensión máxima de operación.

5) Fusibles. Los fusibles que al abrir un circuito desprendan llamas, deben diseñarse o estar instalados de tal manera que su operación no represente peligro para las personas o propiedades.

#### 517-72. Medios de desconexión.

c) Equipos portátiles. Para equipos conectados a circuitos derivados de 127V y 30Amp o menos, se permite el uso de contactos y enchufe del tipo puesto a tierra de capacidad apropiada como medio de desconexión.

#### 517-76 Transformadores y condensadores.

Los transformadores y condensadores que forman parte de un equipo de rayos X, no están obligados a cumplir con la sección 450 y 460.

Los condensadores serán montados en cubiertas de material aislantes o de metal puesto a tierra.

#### 517-78. Protección y puesta a tierra.

a) Partes de alta tensión. Todas las partes de alta tensión, incluyendo los tubos de rayos X , deben montarse en cubiertas puestas a tierra. Se usara aire, aceite, gas u otra sustancia aislante apropiada para aislar la alta tensión de la cubierta puesta a tierra. La

conexión desde el equipo de alta tensión hasta los tubos de rayos X y otros componentes de alta tensión será hecha con cables de alta tensión con pantalla.

c) Partes metálicas que no llevan corriente. Las partes metálicas que no llevan corriente del equipo asociado a rayos X (controles, mesas, soportes de tubos de rayos X, tanque de transformadores, cables blindados, cabezales para tubo de rayos X, etc.) deben aterrizarse tal como lo especifica el artículo 250 y la sección 517-13 a) y b).

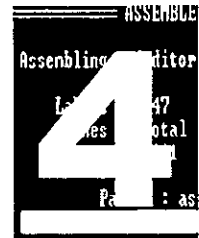
Excepción: El equipo que opera con baterías.

#### 517-160. Sistemas de energía aislados.

a) instalaciones. 1) Cada circuito de energía aislado debe controlarse por un interruptor que tenga un polo de desconexión en cada conductor del circuito aislado, para desconectar simultáneamente toda la energía. Tal aislamiento puede complementarse por medio de uno o mas transformadores que no tengan conexión eléctrica entre primario y secundario; por medio de conjuntos motor generador, o por medio de un sistema aislado de baterías.

2) Los circuitos que alimentan los primarios de los transformadores de aislamiento deben de operar a no mas de 600 volts entre conductores y deben tener una apropiada protección contra sobrecorrientes. La tensión secundaria de tales transformadores no deben de exceder de 600 Volts entre conductores de cada circuito. Todos los circuitos alimentados desde tales secundarios no deben ser aterrizados, y deben tener un dispositivo de sobrecorriente certificado de valor nominal (adecuado para cada conductor).

# LA PROGRAMACIÓN



- ⌋ EL SISTEMA DE CONTROL
  - CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL
  - CONTROL DEL VOLTAJE
  - PARTE DE ADQUISICIÓN DE DATOS
  - PARTE DE SALIDA DE DATOS
  
- ⌋ EL MICROCONTROLADOR
  - REQUERIMIENTOS DEL MCU
  - CARTA DE FLUJO
  - COMPILACIÓN Y CORRIDA DEL PROGRAMA
  - MODO DE PROGRAMAR EL M68HC11E1
  
- ⌋ SOFTWARE PARA PC
  - CONVENIENCIAS DE LA UTILIZACIÓN DE UNA PC
  - CARACTERÍSTICAS DEL SOFTWARE
  - DESARROLLO DEL PROGRAMA

## EL SISTEMA DE CONTROL

### CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL

Las características que debe tener nuestro sistema de control son las siguientes:

➤ Generar pulsos cuadrados de intervalos de tiempo variable (entre 1ms. a 100  $\mu$ s), y separación entre ellos, también variable (entre 0.5 y 2 seg.)

➤ Monitoreo constante del voltaje en los electrodos y control de la etapa de potencia para mantener un voltaje específico con un error máximo del 5%.

➤ Llevar un conteo exacto de los pulsos aplicados, así como un sistema de interrupción de los mismos cuando se presente una sobrecarga.

Para asegurar la correcta operación y facilitar la aplicación del equipo es necesario que el control de estas variables se haga de forma digital y que mínimamente cuente con las siguientes características.

➤ Sistema de adquisición de datos (teclado) y visualización de la información (displays).

➤ Poseer una unidad de memoria en donde se almacene la información de los tratamientos

➤ Selección automática de las variables, de acuerdo al tipo de tratamiento.

## CONTROL DEL VOLTAJE

Es indispensable asegurar que el voltaje en el banco de capacitores siempre este controlado y no falle, es por esto que se introduce un circuito de control de carga, dedicado exclusivamente para esta función, que siempre este presente y sea supervisado por el control digital que realiza una función de redundancia. Esto asegura en todo momento el control de este voltaje, por efectos de seguridad.

La función del circuito de control de carga es la de regular el voltaje a la salida de los capacitores, a un valor deseado que está dictado por el potencial de control  $V_3$ . Esta regulación se basa en un voltaje de retroalimentación que proviene del sensor de voltaje en el banco de capacitores  $V_2$  y el Voltaje de control  $V_1$ , estos voltajes son comparados y el resultado se traduce en una señal que inicia la carga de los capacitores.

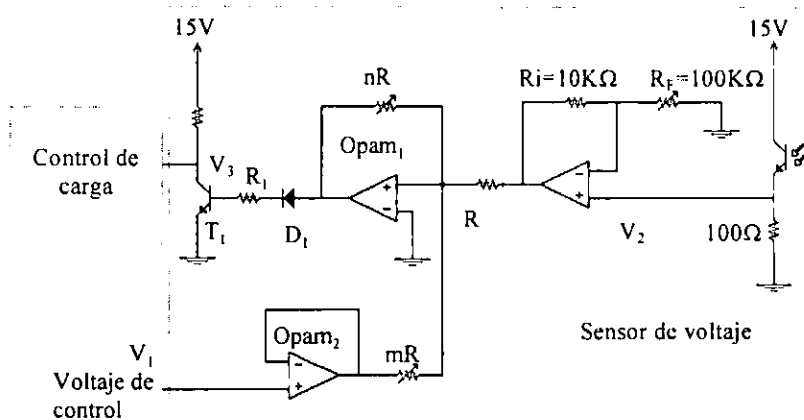


Fig 1. Sensor de Voltaje y circuito de control

Debemos de considerar que los capacitores se descargan solamente de dos maneras. La primera, por la resistencia de fuga propia de los capacitores electrolíticos, y la segunda por una demanda de corriente proveniente de la carga que alimentan. Estos dos factores producen una descarga permanente (de diversa

magnitud cada una), que requiere sean cargados de manera continua y en proporción a la descarga que experimentan, con el fin de mantener un voltaje constante.

Conviene para fines prácticos que nuestro circuito regulador posea una histéresis que permita tener un rango de regulación del 5%, a fin de que las oscilaciones entre carga y descarga no sean excesivas (ya que podrían producir ruido y calentamiento).

Así, necesitamos que el circuito de regulación tenga una característica de transferencia tal que el rango de variación del voltaje medido en los capacitores  $V_2$ , no exceda de un voltaje máximo  $V_{UT}$  y no baje de un voltaje mínimo  $V_{LT}$ ; sino que se mantenga oscilante entre un valor central  $V_{CT}$  que está dictado por el voltaje de control  $V_1$ .

En donde la diferencia de los voltajes  $V_{UT}$  y  $V_{LT}$  debe ser el 5% del voltaje máximo de  $V_2$ . Esto es, tener una ventana ó error del 5%.

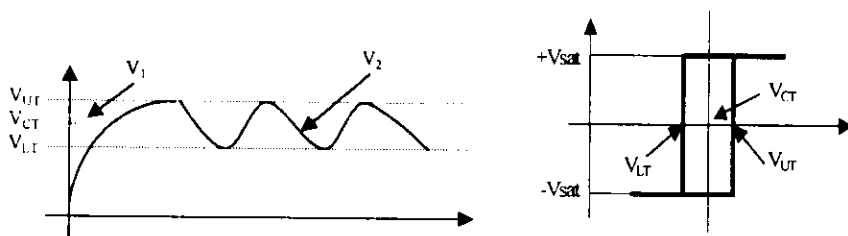


Fig 2. Ventana y Característica de transferencia

Se puede observar en la función de transferencia, que cuando nuestro voltaje  $V_2$  sobrepase el  $V_{UT}$  se tiene un voltaje de salida  $V_3 = +15V$  (Voltaje de saturación del Opam) y cuando  $V_2$  desciende por debajo de  $V_{LT}$  tenemos a  $V_3 = -15v$ . Estas extrapolaciones de voltaje en  $V_3$  nos indican que el voltaje  $V_2$  se ha salido de la ventana y debe de corregirse.

Para lograr esta característica de transferencia es utilizado

el circuito detector de nivel con histéresis siguiente:

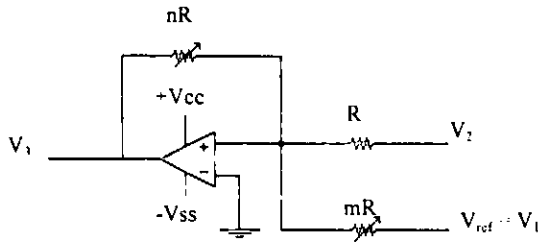


Fig 3. Circuito detector de nivel con histéresis

En este circuito puede ser ajustado el valor de la ventana mediante  $nR$  de manera independiente.

Para calcular los valores de los componentes de este circuito, necesitamos establecer primero los voltajes de operación:

$V_2$  (Voltaje a regular) puede variar de 0-5V.

$V_1$  es un voltaje de referencia proveniente del circuito digital que varía de 0-5volts

$V_3$  es el voltaje de control y es de +15v cuando  $V_2$  es mayor que  $V_{UT}$  y -15 cuando es menor que  $V_{LT}$  (que son los voltajes de saturación del Opam).

El voltaje de histéresis o de Ventana como habíamos dicho es:

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} \Rightarrow 5\% \text{ de } V_2 \text{ máximo} \quad V_2 \text{ max} = 5V$$

$$V_H = 0.25V$$

Donde

$$n = \frac{V_{sat} - (-V_{sat})}{V_H} = \frac{15 - (-15)}{0.25} = 120$$

$$m = \frac{-V_{ref}}{V_{CT}} = \frac{-(-15)}{5} = 3$$

voltajes de histéresis

$$V_{CT} = \frac{V_{UT+} + V_{UT-}}{2}$$

Cuando  $V_1$  es máximo  $V_{CT} = 5v$

Proponiendo una  $R$  de  $10K\Omega$  evitamos corrientes muy pequeñas que puedan propiciar variaciones considerables por efectos de temperatura y ruido electromagnético, además se fijan estas corrientes a un valor tal que no incurra en un consumo innecesario de energía.

Si  $R = 10K\Omega$

$mR = 3(10K\Omega) = 30K\Omega$

$nR = 120(10K\Omega) = 1.2K\Omega$

Donde  $nR$  y  $mR$  pueden ser potenciómetros que ajusten la ventana y el voltaje central  $V_{CT}$  respectivamente.

Así queda el siguiente circuito.

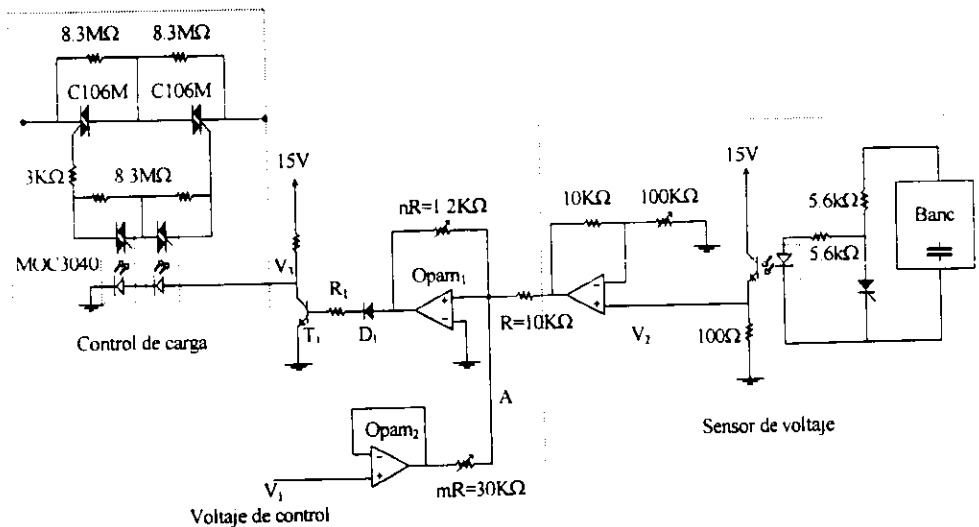
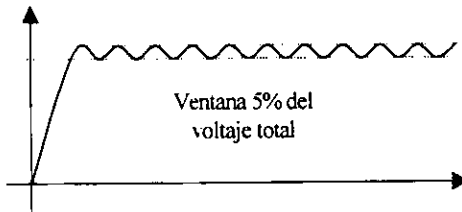


Fig 4. Circuito completo de control de voltaje.



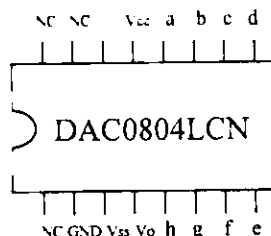
Donde el Opam<sub>2</sub> es un seguidor de voltaje que mantiene siempre el voltaje  $V_1$  en el punto A no importando la aportación de corriente de la fuente de  $V_1$ , pues este voltaje puede provenir de un circuito digital en el cual la corriente de operación sea muy limitada. El T<sub>1</sub> invierte la señal del Opam<sub>1</sub> y amplifica la corriente que es necesaria para activar los Leds de entrada en el circuito de carga. Así, cuando los capacitores se descargan y alcanzan un nivel por debajo de la ventana, se activará entonces el sistema de carga, elevando el voltaje en los capacitores hasta el nivel superior de la ventana. Ahí esperará nuevamente hasta que la descarga de los capacitores haga bajar el voltaje a la parte inferior de la ventana, para empezar de nuevo el ciclo.



La amplitud del rizo puede ser variado, ajustando el potenciómetro nR, reduciendo la ventana sin afectar el voltaje central  $V_{CT}$

Fig 5. Forma del voltaje resultante en los capacitores.

Tenemos ya el circuito de control de carga que se autoregula a un voltaje que es indicado por  $V_1$ . Este voltaje de control será dictado por el controlador en forma digital, necesitando utilizar para tal fin un convertidor digital - analógico (DAC) que nos transforme nuestra información de 8 bits en un voltaje de control  $V_1$  de 0-5 volts. Para esto se ha utilizado un DAC0804LCN de 8 bits que nos da una resolución de 256 intervalos de voltaje entre 0-5 volts , lo que nos permite incrementar rangos de 4.69 volts de voltaje real en los capacitores.



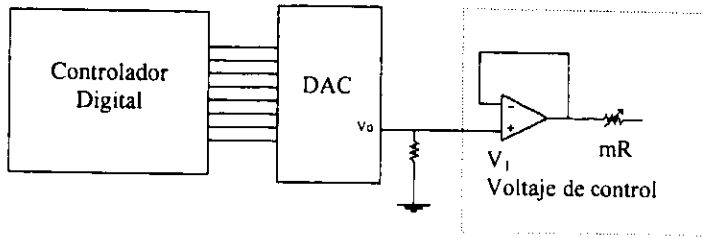


Fig 6. Control del  $V_i$  mediante una señal digital

### PARTE DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Con el fin de que el equipo sea autónomo y fácil de operar la adquisición de datos se realiza a través de un teclado de 15 teclas el cual posee tres teclas especiales para las funciones básicas del equipo. (E) enter que selecciona los modos de operación, (A) aceptar que introduce un valor dado y (R) reestablecimiento por sobrecorriente.

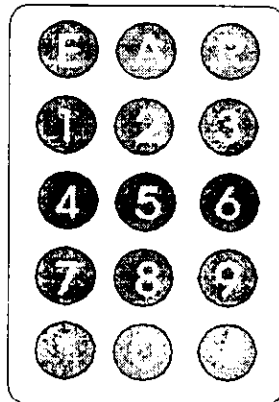
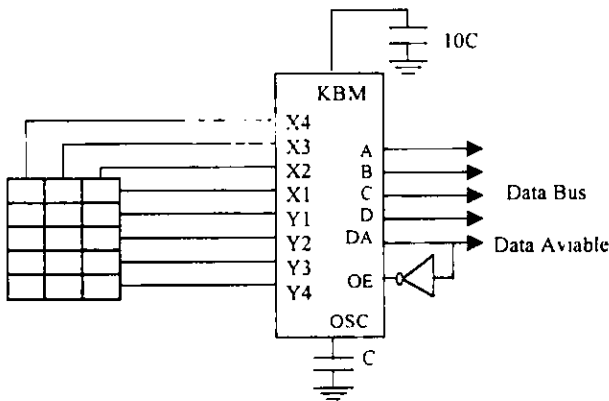
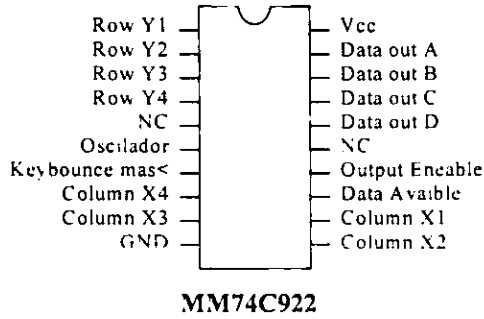


Fig 7. El teclado es de tipo matricial y utiliza el C.I. MM74C922 como controlador que lo convierte en un código de 4 dígitos cada tecla.



E	1000
A	0100
R	1100
1	1010
2	1110
3	1111
4	1001
5	0101
6	1101
7	1011
8	0111
9	1111
0	0000
*	0010

Codigo por tecla

**Fig 8. Configuración en modo asincrono.**  
**Salida con tres estados de operación. Cuando la tecla es presionada el dato es puesto en el bus. Cuando la tecla se deja de presionar, la salida regresa al tercer estado.**

Otra forma de introducir información al equipo es por medio de una PC que se conecta vía un puerto serie, pero este tipo de entrada de datos se explicará más adelante.

## PARTE DE SALIDA DE DATOS

La información procesada por el sistema de control debe poder ser exhibida de alguna manera, es por esto que se incluye un display de cristal líquido (LCD), el cual permite visualizar tanto la información del tratamiento, como los estados en que se encuentra el equipo (sí hay alguna sobrecorriente; sí esta listo par aplicar; sí el voltaje es el correcto; etc.)

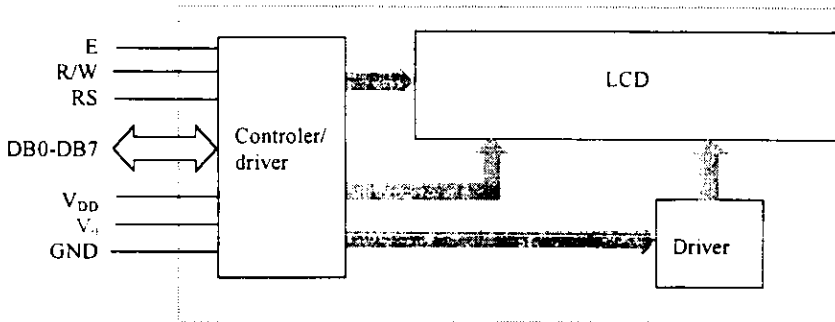


Fig 9. Modulo AND ST LCD 16 caracteres por 1 línea.

También son necesarios indicadores luminosos de diferentes colores que informen al operador que el equipo esta encendido; que se ha producido una sobrecorriente; o que simplemente se encuentra en etapa de carga de los capacitores, esto con el fin de que el operador pueda tener la información más crítica del equipo aunque no se encuentre justamente enfrente , como para poder leer el estado en la pantalla de cristal líquido.

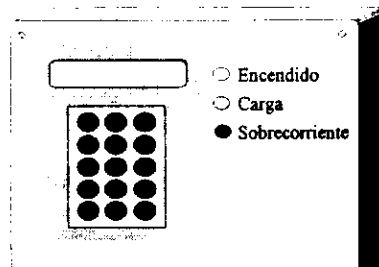


Fig 10. Indicadores de estado del equipo.

## EL MICROCONTROLADOR

Hasta este capítulo hemos analizado toda la electrónica analógica y de potencia. Haremos ahora el diseño del control digital que dirigirá todas las acciones de nuestro equipo. Es obligado que este circuito cuente mínimamente con las condiciones necesarias para realizar todas las funciones que son requeridas, es por esto que se ha optado por la utilización de un control microprocesado que maximice las funciones del equipo y otorgue flexibilidad a los cambios que posteriormente puedan realizarse, y sobre todo que pueda tener un diálogo directo con un computador.

### REQUERIMIENTOS DEL MCU

Como se mencionó anteriormente este sistema de control, debe ser capaz de generar pulsos entre 100 y 1000  $\mu$ s y bloquearlos (cuando ocurra una sobrecorriente), en un tiempo menor al 5% del pulso aplicado a fin de evitar lesiones graves al paciente. Esto requiere que nuestro MCU pueda responder a frecuencias mínimas de:

0.2MHz ( 5% de 100 $\mu$ s que es el mínimo pulso aplicado )

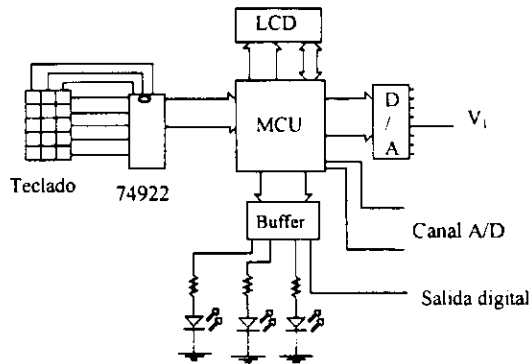
Pero considerando el tiempo de proceso que debe de consumir el MCU para recibir, procesar y enviar la información, la frecuencia necesaria aumenta. Así por ejemplo, si se tienen que efectuar 20 operaciones para procesar esta información, entonces tendríamos que poder realizar estas operaciones dentro de los 5 $\mu$ s en los que queremos que responda el MCU, entonces:

$$5\mu\text{s} / 20 = 250 \text{ (ns) nanosegundos por instrucción.}$$

Esto nos da una frecuencia de 4MHz. Velocidad con la que debe poder procesar el MCU.

Otro de los requerimientos que necesita cumplir el MCU es el de contar con un puerto paralelo de ocho bits de entrada/salida (para

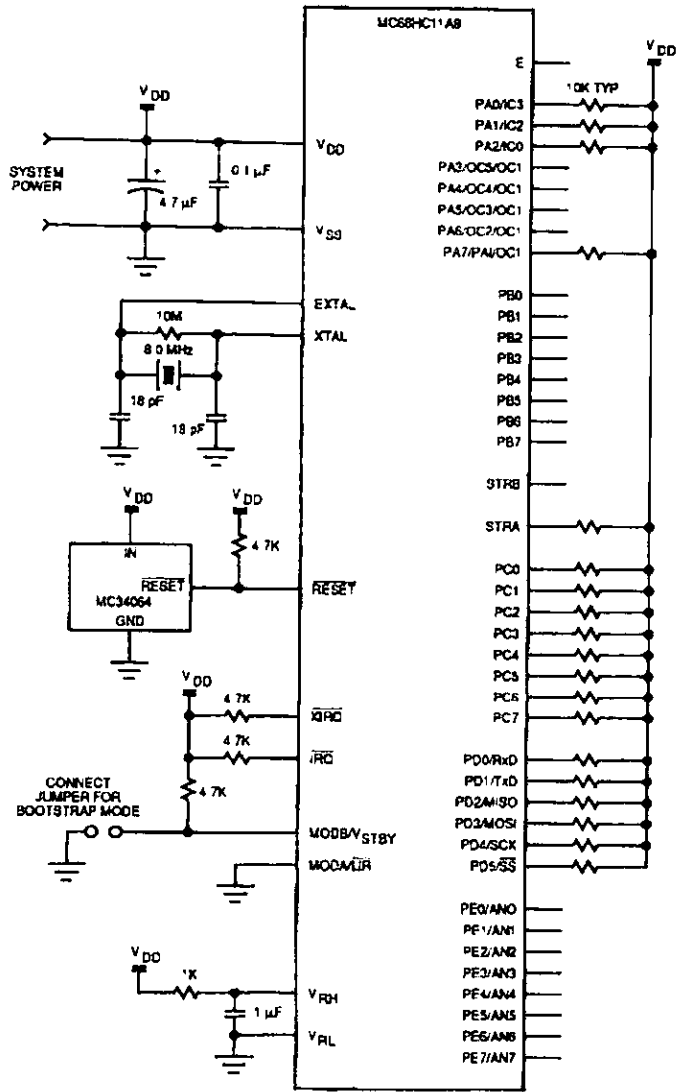
teclado), dos puertos de 8 bits de salida (para LCD y circuito de control de voltaje), un canal analógico digital (para censar el voltaje de los capacitores y la intensidad de corriente) y un puerto serie para tener la opción de conectarlo a una PC.



**Fig 11. Salidas de control e indicadores**

Como hemos visto, necesitamos que nuestro sistema de control pueda manejar todos estos periféricos indispensables para la operación del equipo y que la programación realizada los involucre de acuerdo a la función que desempeñan.

Todas estas características son cubiertas por el microcontrolador M68HC11E2 de motorola que trabaja a 8MHz , ver apéndice C.



Basic Single-Chip-Mode Connections

Fig 12. Sistema mínimo M68HC11E2

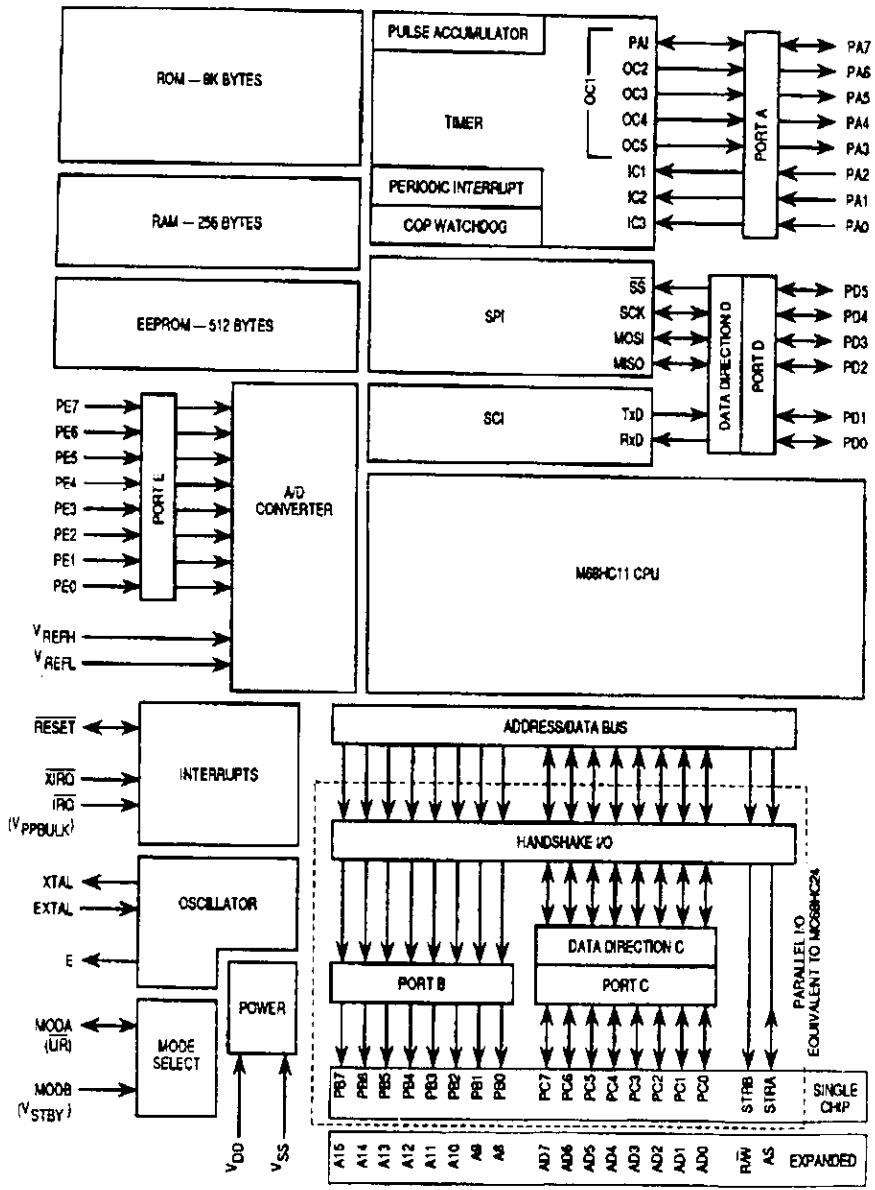


Fig 13. Diagrama a bloques del MCU



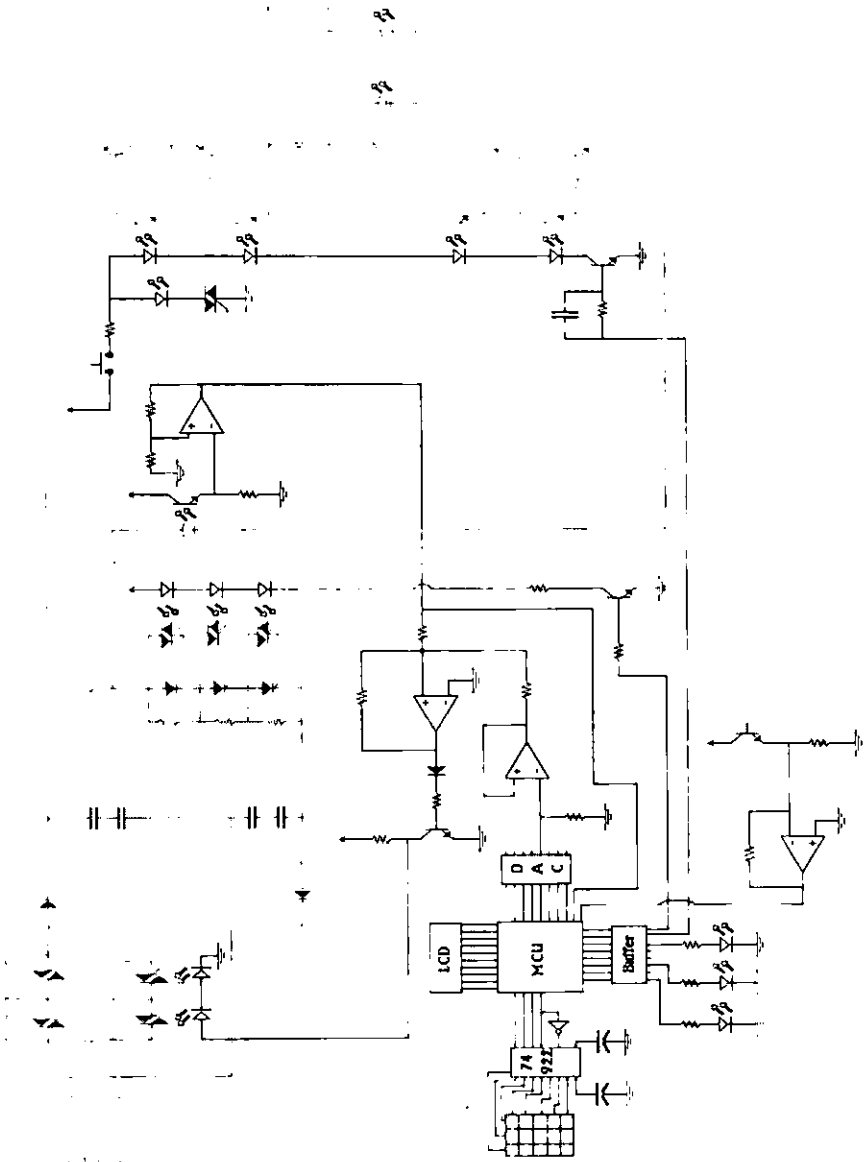


Fig 14. Diagrama General del equipo

## CARTA DE FLUJO

Hasta este punto contamos ya con toda la arquitectura y circuitería del control, ahora pasemos a la programación del MCU para poder controlar todos los dispositivos de acuerdo a la funcionalidad que debe presentar nuestro equipo y a las variables a controlar.

Como primer paso debemos de conjuntar todas las funciones en una carta o diagrama de flujo que represente la estructura general del programa, cuidando que la secuencia de esta sea correcta para cumplir con las exigencias de seguridad y funcionalidad que son requeridas.

Debemos tener sumo cuidado a la hora de establecer una secuencia dentro de nuestra carta, si esta es errónea ocasionará que la funcionalidad del equipo sea deficiente, y aún peor, que por esta causa se puedan tener riesgos innecesarios durante la operación del equipo, por ejemplo: si primeramente no se dictan condiciones iniciales de los parámetros y de las variables, estas, a la hora de encender el equipo, podrían aleatoriamente adquirir cualquier valor que pondría en riesgo la operación del sistema, por ejemplo, si la variable de aplicar pulsos estuviera activada.

La secuencia de la carta de flujo debe también establecer rutinas de seguridad las cuales se comentaron anteriormente, como lo es el bloqueo de los pulsos cuando se detecta una sobrecorriente en los electrodos, el control permanente del nivel de voltaje en los capacitores y la exhibición instantánea del voltaje en ellos.

Cada uno de los bloques en nuestra carta de flujo es el resumen de alguna función en específico de nuestra programación, la cual se definirá a detalle en la siguiente etapa de programación, aquí se comenzarán a involucrar los parámetros de nuestros dispositivos periféricos como lo es el teclado, el LCD, etc.

Así, podemos ver en resumen, la secuencia de nuestra

programación en la siguiente carta de flujo.

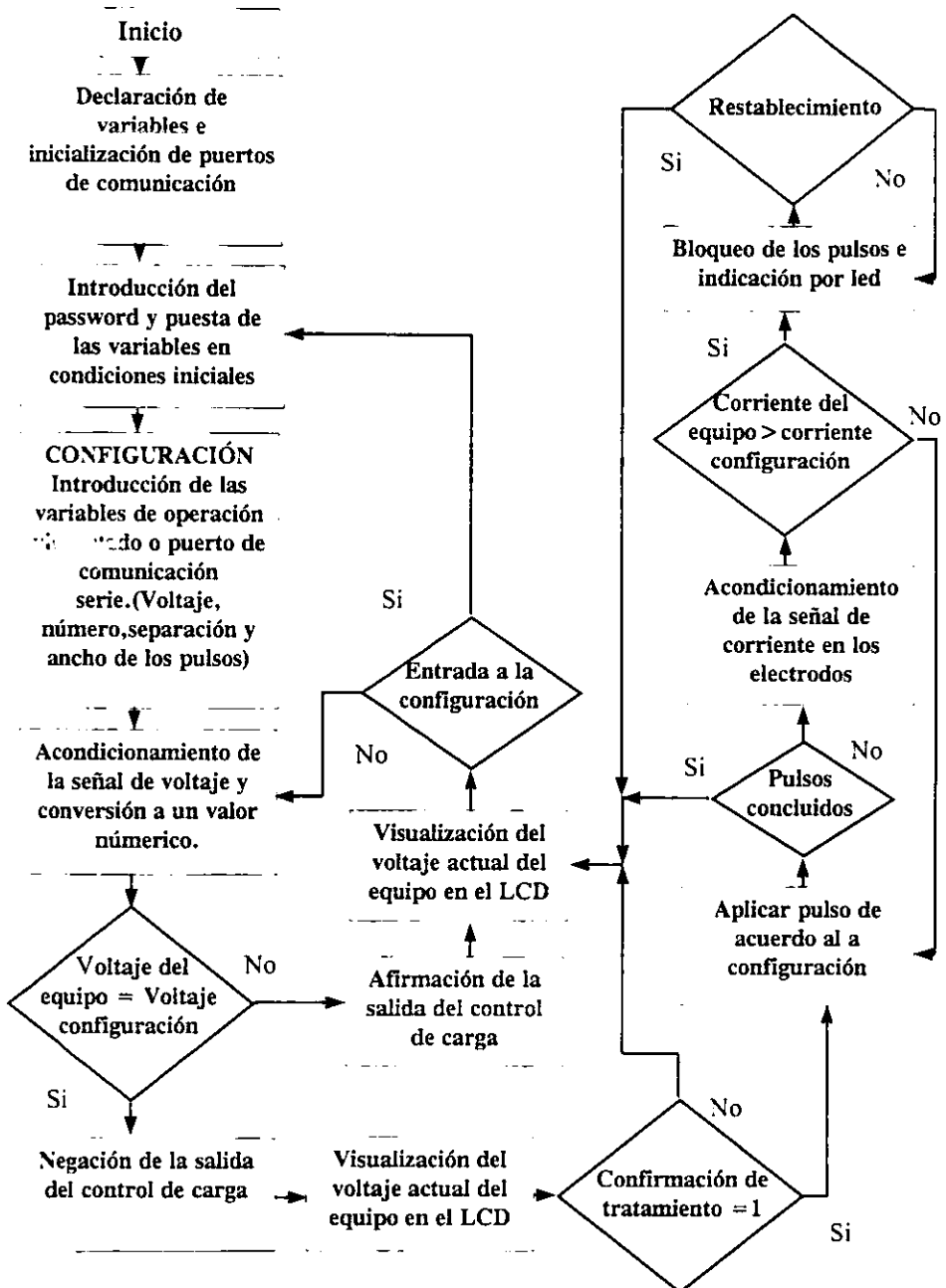


Fig 15. Secuencia general del programa.

Esta carta de flujo contempla las partes más importantes de nuestra programación las cuales deben ser definidas y tratadas conforme sus necesidades, por ejemplo; en el bloque de “Declaración de variables e inicialización de puertos de comunicación”, se debe de configurar cada puerto de comunicaciones dependiendo del tipo de periférico que se encuentre conectado y realizar las operaciones para inicializarlo; en el bloque de “Configuración” deben de introducirse las variables que nos interesa controlar (Voltaje, número, duración e intervalo de pulsos y corriente de electrodos) ya sea por medio del teclado o por un puerto de comunicaciones serie que este conectado a un ordenador, esta característica particular del bloque nos obliga a realizar una secuencia interna en la cual se detalle más específicamente las acciones a realizar por el programa.

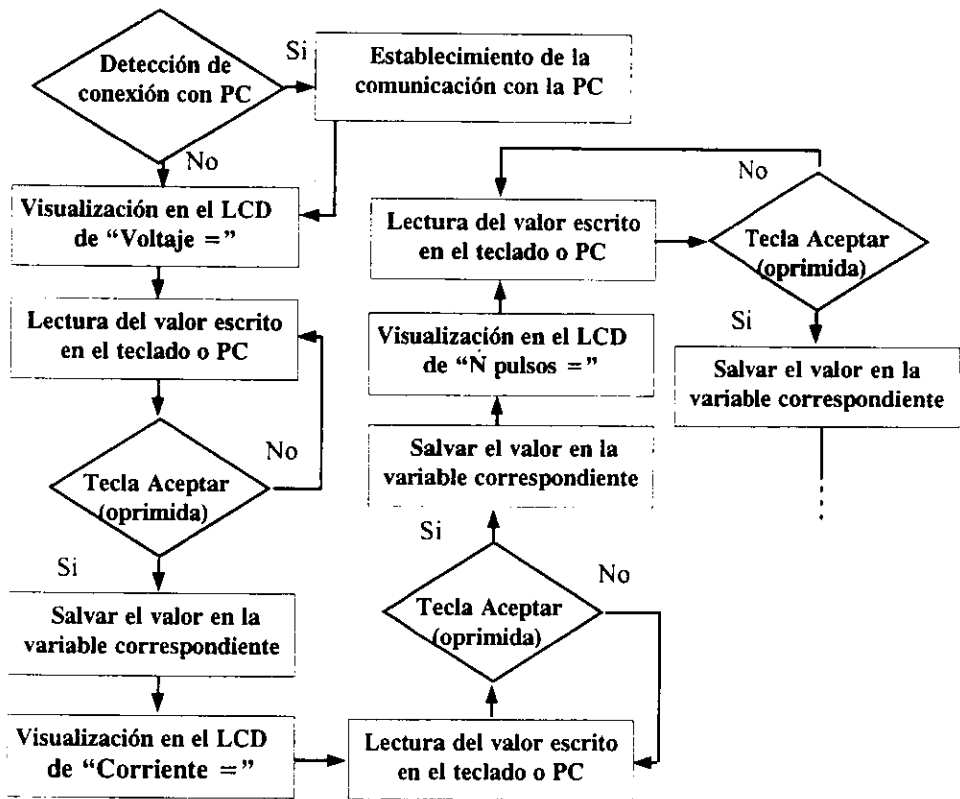


Fig 16. Parte del bloque de “Configuración” de la secuencia general.

## COMPILACIÓN Y CORRIDA DEL PROGRAMA

Cuando se tienen detallados todos los bloques de nuestra carta de flujo, se traduce toda esta información en una serie de instrucciones en lenguaje ensamblador para poder ser compilada y grabada en la memoria EEPROM del MCU.

El formato en el cual se realizan esta serie de instrucciones se divide en tres partes:

Etiqueta	Instrucción	Comentario
PASS	LDAA #\$22 CMPA KEY,X BNE PASS CLRB INCB	; PASSWORD ; SALTA A PASS SI NO ES IGUAL
REGRESO	INX LDAA #\$58	

La primera parte es la etiqueta, que da nombre (por así decirlo) a nuestra línea de instrucción y sirve para referirse a ella desde cualquier parte del programa. La etiqueta es opcional y puede escribirse o no, dependiendo de la rutina de nuestro programa. En el ejemplo la etiqueta PASS se refiere a la instrucción LDAA #\$22 y la ejecución del programa se reanuda en este punto, cada que se realiza un salto a la etiqueta específica, como lo hace la instrucción BNE PASS.

La segunda parte de este formato lo conforma la instrucción, esta realiza una operación básica característica de la programación en ensamblador, por ejemplo, la instrucción LDAA #\$22 carga un registro acumulador del MCU con el número 22, mientras que CMPA KEY,X compara este registro con la variable KEY,X. Las instrucciones usadas pueden mover información de un registro específico a un lugar de la memoria o a otro registro dado; compara valores de los registros; sumar, dividir, restar y multiplicar registros; realizar funciones lógicas etc.<sup>1</sup>

---

<sup>1</sup>El tipo y la función de las instrucciones que puede manejar este MCU se encuentran en el apéndice C.

Finalmente el comentario ayuda a recordar que función realiza esa instrucción en el programa, esto facilita al programador la ubicación de cada función y ayuda a recordar que es lo que realmente realiza el programa, para cuando se pretende hacer una modificación. El comentario siempre va antecedido de un (;) y todo lo que se encuentre a la derecha no es considerado a la hora de compilar el programa.

Nuestro programa en lenguaje ensamblador puede ser creado directamente en un editor de ensamblador escribiendo todas las instrucciones necesarias en el formato anteriormente comentado ó puede emplearse un programa (ensamblador cruzado) en el cual la programación se realiza en un lenguaje superior como lo puede ser Basic o C++ y es automáticamente convertido en lenguaje ensamblador, facilitando así la programación.

#### Rutina de una suma en ensamblador

```
OPER1      LDAA SUM1,X      ;SUM1,X TIENE UN VALOR DE 555
           ADCA SUM2,X      ;SUM2,X TIENE UN VALOR DE 466
           STAA RES,X       ;SUMA DE 555+466
           INX
           DEY
           BNE  OPER1
```

#### Rutina de una suma en Basic

```
10      RES=555+466
```

Como puede verse es más conveniente utilizar ensambladores cruzados cuando nuestro programa es muy complejo, pero debe tenerse cuidado que el programa que nos entregue sea correctamente concordante con las características de nuestro MCU (para el caso de direccionar puertos de comunicación).

El siguiente listado es una parte del programa en ensamblador que se utiliza en nuestro sistema y que originalmente consta de 30 hojas.

```

;***** ELECTROPORADOR *****
;*****
;***** DIRECCIONES DE PARAMETROS*****
;*****

```

```

REGBAS      EQU $1000    ;REGISTRO BASE
PORTA       EQU $1000    ;DIRECCION DEL PUERTO A
PORTB       EQU $1004    ;DIRECCION DEL PUERTO B
PORTC       EQU $1003    ;DIRECCION DEL PUERTO C
DDRC        EQU $1007
PACTL       EQU $1026
PACNT       EQU $1027
BAUD        EQU $102B
SCCR1       EQU $102C
SCCR2       EQU $102D
SCSR        EQU $102E
SCER        EQU $102F
TFLG1       EQU $1023

```

```

;*****DECLARACION DE VARIABLES*****

```

```

MENU        EQU $0084
RESBIN      EQU $00A3
RESBCD      EQU $00A9
REGX        EQU $0030
REGY        EQU $0035
BARZ        EQU $003A

PUTIN       EQU $0020
RUTINA      EQU $0025
TMANT       EQU $0060    ;TIEMPO DEL PULSO
COSPUN      EQU $0086    ;PARPADEO DE LOS DOS PUNTOS
TECLA       EQU $0088    ;RETARDO DE ENTER PARA CAMBIAR MENU
CU1         EQU $008C
TM          EQU $008E    ;TIEMPOS ENTRE PULSOS
TMS         EQU $0090
TTMS        EQU $0098
TMH         EQU $009A
KEY         EQU $0040    ;VALORES DE VARIABLES (INDEXADO)
MEDIDA      EQU $00B0    ;DATO DE CORRIENTE EXTERNA
NU          EQU $00B5    ;NUMERO DE PULSOS
REL         EQU $00BA    ;VOLTAJE INSTANTANEO
VEL         EQU $00C0    ;CORRIENTE INSTANTANEA
MET         EQU $00C5    ;VARIABLE DE SOBRECORRIENTE
DAT         EQU $00CA    ;SUMA DE LOS PULSOS
CU          EQU $00D0    ;CUENTA DE EVENTOS
PRO         EQU $00D5    ;PROTECCION
VARA        EQU $00E0    ;VARIABLE DIVIDIDA EN 10
CU2         EQU $00E5    ;CUENTA DE EVENTOS CCS
VAR         EQU $00EA    ;VARIABLE DE AJUSTE
META        EQU $00F0    ;VALOR REAL DEL VOLTAJE
ULTIMO      EQU $00F5    ;VARIABLE DE AJUSTE 10 MILISEGUNDOS RELOJ
RELI        EQU $00FA

```

```

;*****INICIALIZACION DEL SCI COMUNICACION SERIE*****

```

```

ORG      $F900
LDAA     #$30
STAA     BAUD    ;Velocidad de transmisión a 9600 bps

```

```

LDAA    #$00
STAA    SCCR1    ;1 bit de inicio, 8 bits de datos,
                ;1 bit de paro y con la linea inactiva
LDAA    #$2C
STAA    SCCR2    ;Habilita la transmisión y recepción
                ;(TE, RE),
                ;y la interrupción a la recepción (RIE=1)

;***** INICIALIZACION DEL ADC *****

LDAA    #%01000000
STAA    PACTL    ;HABILITA PULSO ACUMULADOR

LDAA    #$80
CRAA    $1039    ;(Activa el voltaje de muestreo
                ;poniendo en uno el bit
                ;ADPU de OPTION)
STAA    $1039

LDAA    #%00100000
STAA    $1030

;*****INICIALIZACION LCD*****

LDAA    #%00111111    ;COMANDO DE INICIALIZACION DEL LCD
JSR    COMANDO
LDAA    #%00111111
JSR    COMANDO
LDAA    #%00001111    ;CONFIGURA LA PANTALLA
JSR    COMANDO

LDAA    #$00
STAA    DDRC    ;CONFIGURA COMO ENTRADAS TODO EL
                ;PUESTO C

;*****ESCRITURA*****

INPUTKEY
LDAA    #$01    ;LIMPIA LCD
JSR    COMANDO
JSR    RET3    ;ESPERA UN TIEMPO PARA PARPADEO
JSR    CONFFIG    ;ESCRIBE CONFIG
JSR    RET3    ;ESPERA UN TIEMPO

LDAA    PORTC
CMPA    #$08    ;TECLA ENTER
BNE    INPUTKEY

PASS
LDAA    #$01    ;LIMPIA LA PANTALLA DEL LCD
JSR    COMANDO
LDAA    #$50    ;P
JSR    DATO
LDAA    #$57    ;W
JSR    DATO
LDAA    #$53    ;S
JSR    DATO
LDAA    #$53    ;S
JSR    DATO
LDAA    #$3D    ;(=)
JSR    DATO
LDAA    #%10101000    ;PONE EN LA SEGUNDA LINEA AL LCD
JSR    COMANDO

```



;\*\*\*\*\*INTRODUCE PASSWORD\*\*\*\*\*

```
JSR OUTKEY
LDX #0050          ;DIRECCION DE PASSWORD 0050
JSR VALOR         ;ESPERA A QUE SE INTRODUSCA TECLA
LDX #0050
LDAA #02         ;PASSWORD
CMPA KEY,X
BNE PASS1
CLRB
INCB
PASS1            INX
LDAA #58         ;PASSWORD
CMPA KEY,X
BNE PASS2
INCB
PASS2            CMPB #02
BEQ LIMPI
CMPB #01         ;PASSWORD PARA LIMPIAR VARIABLES
BEQ LIMPI
JMP OPERA
```

;\*\*\*\*\* LIMPIEZA DE VARIABLES \*\*\*\*\*

```
LIMPI           LDX #0000
PUTCERO        REL,X          ;INICIALIZANDO EN CERO TODAS LAS VARIABLES
               REL1,X
               KEY,X
CLR VEL,X
CLR MET,X
CLR DAT,X
CLR PRO,X
CLR NU,X
CLR CU,X
CLR CU2,X
CLR TMH,X
CLR VAR,X
CLR VARA,X
CLR META,X
CLR RESBIN,X
INX
CPX #0004
BNE PUTCERO

LDX #0000
LDAA #01
STAA CU2,X
STAA DAT,X
CLR TM
CLR TMS
CLR TTMS
CLR VALOR
CLR TECLA
CLR MEDIDA
CLR RutINA
CLR RUTIN
LDX #0000          ;LIMPIEZA DE LOS TIEMPOS DE PULSO
CLR TMANT,X
INX
```

```

CEX #$0C
BNE LUR
CMPB #$01
BEQ OPERA

```

```

;*****TIPO DE EVENTO*****

```

```

NUMPASO      LDAA #$01          ;LIMPIA LCD
              JSR  COMANDO
              LDAA #$56          ;V
              JSR  DATO
              LDAA #$41          ;O
              JSR  DATO
              LDAA #$4C          ;L
              JSR  DATO
              LDAA #$4F          ;T
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;A
              JSR  DATO
              LDAA #$4F          ;J
              JSR  DATO
              LDAA #$47          ;E
              JSR  DATO

              LDAA #%10101000    ;PASA AL OTRO RENGLON
              JSR  COMANDO
              LDAA #$3D          ;(=)
              JSR  DATO
              JSR  OUTKEY

              LDX  #$0010        ;DIRECCION DE VOLTAJE (0010)
              JSR  VALOR          ;GUARDA VOLTAJE EN KEY,X

OPCION5      LDAA PORTC
              CMPA #$04          ;ACEPTAR
              BEQ  HORA
              CMPA #$08          ;ENTER
              BEQ  NUMPASO
              JMP  OPCION5

HORA         LDAA #$01          ;LIMPIA LCD
              JSR  COMANDO
              LDAA #$48          ;C
              JSR  DATO
              LDAA #$4F          ;O
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;R
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;R
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;I
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;E
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;N
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;T
              JSR  DATO
              LDAA #$52          ;E
              JSR  DATO

```

```

REGLON      LDAA #10101000          ;SE POSICIONA EN EL SEGUNDO
            JSR COMANDO
            LDAA #3D              ; (=)
            JSR DATO
            JSR OUTKEY

            LDX #30000           ;DIRECCION DE CORRIENTE 0000
            JSR VALOR           ;GUARDA HORA EN FEY,X

OPCION7     LDAA PORTC
            CMPA #304            ;ACEPTAR
            BEQ OPERA
            CMPA #308            ;ENTER
            BEQ HORA
            JMP OPCION7

OPERA       CLR MENU

ANLO        LDX #30010
            LDY #30000
            LDAA KEY,X          ;VAR,X = KEY,10 (ANAL)
            STAA VAR,Y
            INY
            INX
            CPY #30004
            BNE ANLO

            LDY #30000
            LDAB VAR,Y
            INY
            LDAA VAR,Y
            LDX #3000A
            IDIV                ;VALOR DE LA VARIABLE
            LDY #30000          ;VARA = VAR /A (10 DEIMAL)
            XGDX
            STAB VARA,Y
            INY
            STAA VARA,Y

            LDY #30000
            LDAB VAR,Y
            INY
            LDAA VAR,Y
            LDX #30004
            IDIV
            LDY #30000          ;REL = VAR /0004 DECIMAL
            XGDX
            STAB REL,Y
            INY
            STAA REL,Y
            JMP OPER4

;***** OPERACIONES *****

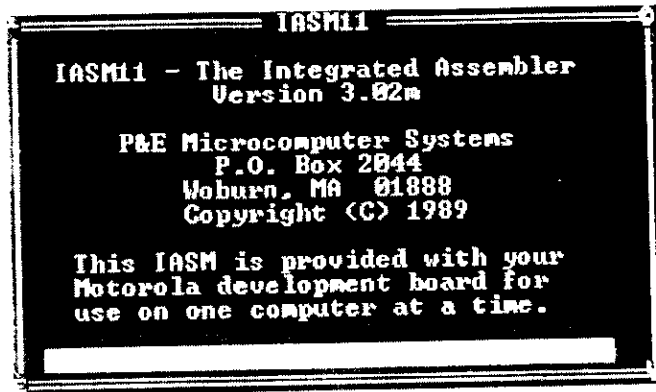
OPER        CPER

DIGITAL     LDAA PACNT
            CLR PACNT          ;LEE Y LIMPIA LOS VALORES DE LA RUEDA
EN PACNT    STAA MEDIDA

```

## MODO DE PROGRAMAR EL M68HC11E1

Una vez terminado el programa en ensamblador se compila por medio de un software del mismo MCU, llamado IASM11.



La corrida del programa es escrita en este editor de lenguaje ensamblador y es compilada con F4 para obtener un archivo de extensión (.s19) si nuestro programa no contempla ningún error. En nuestro caso el archivo compilado es "Electro.s19"

```
*****
***** Electroporador *****
*****
*****Registros*****
HEGBAS EQU $1000 Base de registros
PORTC EQU $03 Puerto de lectura
PORTB EQU $04 Puerto de salida
PORTA EQU $00 Puerto de entrada
PORTE EQU $0A Puerto analo-dig
DDRC EQU $07 Inicialmente a cero (Entradas)
PACTL EQU $26Direccionamiento del pin ? puer
PORTCL EQU $05 Latch opcional
*****
*****Variables*****
CAJA EQU $01
REU EQU $02
MET EQU $30
UEL EQU $06
MMH EQU $08
NTOT EQU $09
F1-Help F2-Save F3-Lead F4-Assemble F5-Exit F7-Comm F9-DOS shell
```

Fig 17. Corrida del programa

```

ASSEMBLE
Assembling : (editor)
Labels : 147
Lines : Total Current
        1111 1110
Pass 2 : assembling

```

Fig 18. Compilación completa

El archivo compilado no es más que una serie de códigos de las operaciones que debe de ejecutar el MCU cuando es corrido el programa. Si el programador está suficientemente capacitado puede interpretar algunas de las instrucciones directamente del código, sin necesidad de ver los nemónicos de las instrucciones.

```

S1137E000000000400044004400480048004C00412
S1077E10C004FF0007
S1007E1400205099E428
S1007E1900400C0FFE1
S1137F00000000000047000047002300002300018B
S1117F105B03015B0304E202041E20204E200FC
S1007E20001020406088
S10F7E250000023015B04E209C409C54C
S1117F50492E4E2E492E4E2E492E542E542EBE
S1117F5E492E4E2E492E4E2E492E542E542EB0
S113609008600E7103006B3B71019067E97EECC7009
S113601000DDE7F8E01B00D6165CC8000FD01CEFFD9
S113602001D0FD01F80602B72002000EBD685A00A3
S11360303CD0605A8601BD685A0600BD685A86840C
S1136040BD605ACE7F50A6000C2F502707BD68A034
S1136050087E004686C5BD685ACF7F50A6008C7FF0
S11360605E2707BD68A0087E605C10CEFFFFBD690F
S1136070970601BD685A8600BD685AC6000643BDAF
S113600687D864FBD687D864FBD687D8654BD687B
S11360907D8652BD687D864FBD687D964CBD687D1A
S11360A008641BD687D8652BD687D86FEBD687D865D
S11360B056BD687D86FEBD687D866FBD687D86FEA3
F1-Help F2-Save F3-Load F4-Assemble F5-Exit F7-Comm F9-DOS shell F10-Menu

```

Fig 19. Código del programa ensamblado en formato .s19

Una vez compilado nuestro programa objeto es cargado al MCU. Para el caso del M68HC11E1 esta transferencia se realiza a través del puerto serie con el protocolo RS-232, característica que lo hace compatible con cualquier PC estándar, eliminando la necesidad de equipos grabadores, ya que posee una memoria EEPROM que puede ser grabada por el propio MCU.

Una vez conectado el puerto serie a la PC y puesto el MCU en (Buffalo) modo de programación (este modelo de MCU posee un sistema operativo propio llamado Buffalo que se encuentra en las primeras localidades del mapa de memoria y es ejecutado por default a la hora de abrir una comunicación con la PC) se abre con F7 y se envía el archivo .s19 a la memoria EEPROM con las siguientes instrucciones del sistema Buffalo.

	Borra en masa la memoria EEPROM.
BULK	Modifica memoria, iniciando en la dirección especificada.
MM 102B	
LOAD T	Da la ruta del archivo a transferir.
File to download c:\electro.s19	

```

*****INICIALIZACION DEL SCI COMUNICACION SERIE*****
ORG      $F800
LDAA    $530      ;Velocidad de transmision a 9600 bps
STAA    MAMP
LDAA    $CCRH     ;1 bit de inicio, 8 bits de datos,
STAA    MCCR1     ;1 bit de paro y con la linea inactiva
LDAA    $52C     ;Habilita la transmision y recepcion <TE, RE>,
STAA    SCCR2     ;y la interrupcion a la recepcion <RIE-1>

***** INICIALIZACION DEL ADC *****
LDAA    M%01000000
F1-Help  F2-Save  F3-Load  F4-Assemble  F5-Exit  F7-Comm  F9-DOS shell  F10-Menu
          COMM WINDOW
F1-Help  F6-Download  F7-Edit  F8,F9-Resize  F10-Close window

```

Fig 20. Carga del programa al microcontrolador.

Una vez terminado de cargar el programa (si este ha sido bajado correctamente), se escribirá en la línea de comandos “done”, en este momento nuestro MCU ha sido cargado y puede ser desconectado de la PC. Para la ejecución del programa debe de cambiarse a modo de corrida EEPROM y resetear el MCU para que inicie la corrida del programa que se haya cargado.

## **SOFTWARE PARA PC**

Actualmente la integración de sistemas hace posible que muchos de los equipos que anteriormente funcionaban de modo individual, ahora sean controlados o supervisados por un ordenador que hacen su uso y aplicación mas sencillos y seguros.

### **CONVENIENCIAS DE LA UTILIZACIÓN DE UNA PC**

El tratamiento de electroquimioterapia puede eficientarse aún más con la utilización de una computadora, organizando y llevando un historial clínico de los pacientes que puedan ser tratados, así como programando automáticamente los tratamientos que deben de aplicarse de acuerdo con las características propias del paciente.

Es posible también mejorar la poración colocando de la manera más adecuada los electrodos de aplicación, esta posición puede ser sugerida por un programa que calcule la distribución del campo eléctrico según las condiciones y características del tumor en cada caso (esta función no se desarrollo en el presente trabajo pero las posibilidades de su desarrollo se comentan en el capítulo 7).

### **CARACTERÍSTICAS DEL SOFTWARE**

El software se desarrolló mediante programación en "Delphi" en ambiente gráfico, con el fin de que sea amigable con el usuario. Este software se enlaza directamente con una base de datos la cual permite contener la información de cada paciente que pueda ser tratado, así como las características del tratamiento que se le aplicó o se aplicará.

Ádemas de la información que nos puede guardar en la base de datos, este software, se encarga de controlar directamente el equipo electroporador mediante una comunicación serial supervisandolo en todo momento a fin de tener toda la información del equipo en tiempo real, (instantáneamente).

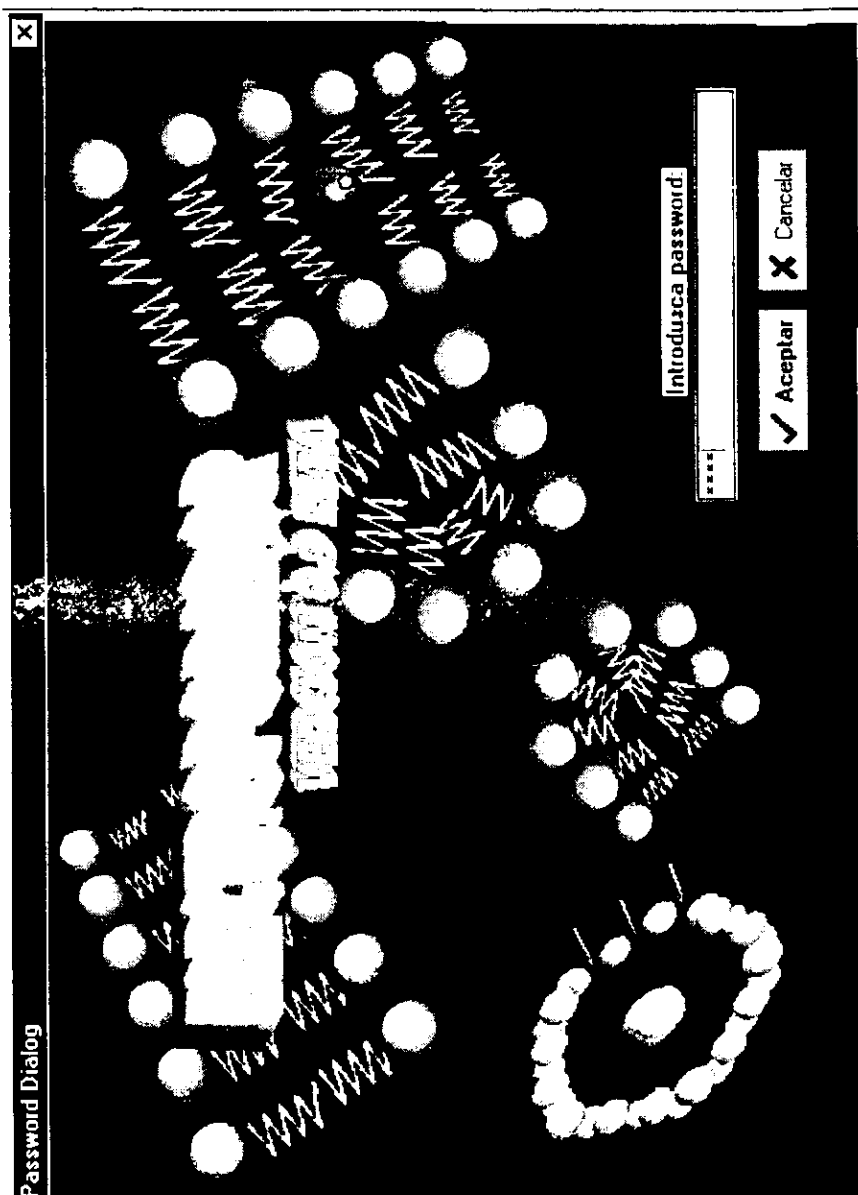


Fig 21. Presentación del Software Electroporador



Este programa corre sobre Windows y necesita de un puerto de comunicación serie libre (COM1 ó COM2) para establecer comunicación con el equipo electroporador.

### DESARROLLO DEL PROGRAMA

El programa se ejecuta mediante "Electro.exe", aparece entonces la pantalla de presentación fig 21. Una vez introducido correctamente el password se presenta la pantalla principal, en la cual podemos apreciar los datos más importantes del paciente y del tratamiento a aplicar fig 22.

En la sección "ESTADO DEL EQUIPO" de la pantalla principal, fig. 22, tenemos primeramente el número de pulsos, el primer número nos indica los pulsos que han sido aplicados y el segundo nos dice el número de pulsos que se tiene programado aplicar; posteriormente tenemos "Campo", nos muestra la intensidad del campo eléctrico que se está aplicando y es una lectura en tiempo real del equipo electroporador, este valor puede ser introducido dentro de la configuración y el programa calcula y ajusta el voltaje del equipo de acuerdo a la separación de los electrodos; la última lectura "Corriente Máxima" está compuesta de un semáforo que indica, con luz verde, que la corriente a través de los electrodos está por debajo del valor máximo (valor que puede introducirse en la configuración), cuando se enciende una luz roja, entonces la corriente rebasa el límite y el tratamiento es interrumpido automáticamente; en el momento de un paro, el botón de la parte inferior se pone en "paro" y solamente puede ser reestablecido cuando el indicador de sobrecorriente del equipo este desactivado; el inicio del tratamiento puede activarse dando dos "clic" en el botón de "INICIAR" o mediante el equipo, o los electrodos. La información presentada en esta pantalla es de un formato grande con la finalidad de que esta pueda ser leída por el usuario a una distancia de hasta 5 metros.

Para la aplicación correcta del tratamiento tenemos que asegurarnos que el equipo electroporador se encuentre

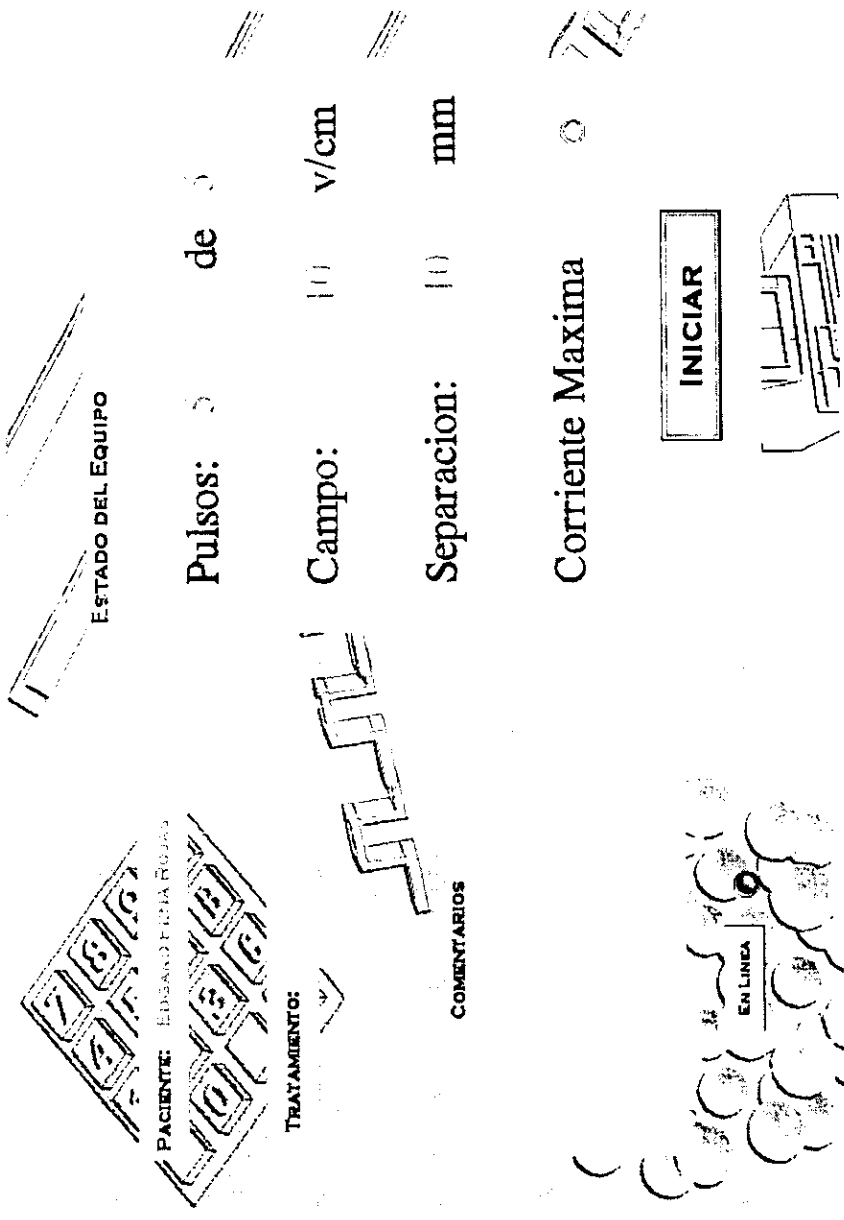


Fig 22. Pantalla Principal del Software

permanentemente activo con la del software, es por esto que se ha colocado un semaforo en la parte inferior izquierda de la pantalla principal, para conocer si el equipo se encuentra conectado correctamente “luz verde” o si ya no lo esta “luz roja”. Al dar un clic en el boton “EN LINEA” nos presenta una pantalla de configuración para la comunicación, aqui se puede configurar el tipo de puerto y la velocidad de transmisión.

La información del paciente y del tipo de tumor pueden ser introducidas mediante la ventana de datos del paciente fig 23, en la cual se introduce la información principal que pasara a formar parte de la documentación del paciente en la base de datos. Los detalles del tratamiento se realizan con la ventana de “configuración” fig 24.

La función de este software es la de facilitar y eficientar el tratamiento para lograr mejores resultados en la terapia. Con este propósito y con el fin de asegurar la mejor poración de las células puede incorporarse (a futuro) un cálculo de distribución de campo eléctrico que sugiera la posición más efectiva de los electrodos según el tipo y localización del tumor fig 26, tendríamos entonces un tratamiento mas seguro y efectivo.

**Tratamiento** [Iconos de ventana]

**Paciente**

Nombre:

Edad:  años    sexo:

Tipo de tumor:

Dimensiones:  mm  mm  mm

Forma:

Droga:   mL

Base de Datos

Distribucion de campo

Comentarios

Aceptar    **X** Cancelar

Fig 23. Datos del paciente a tratar.

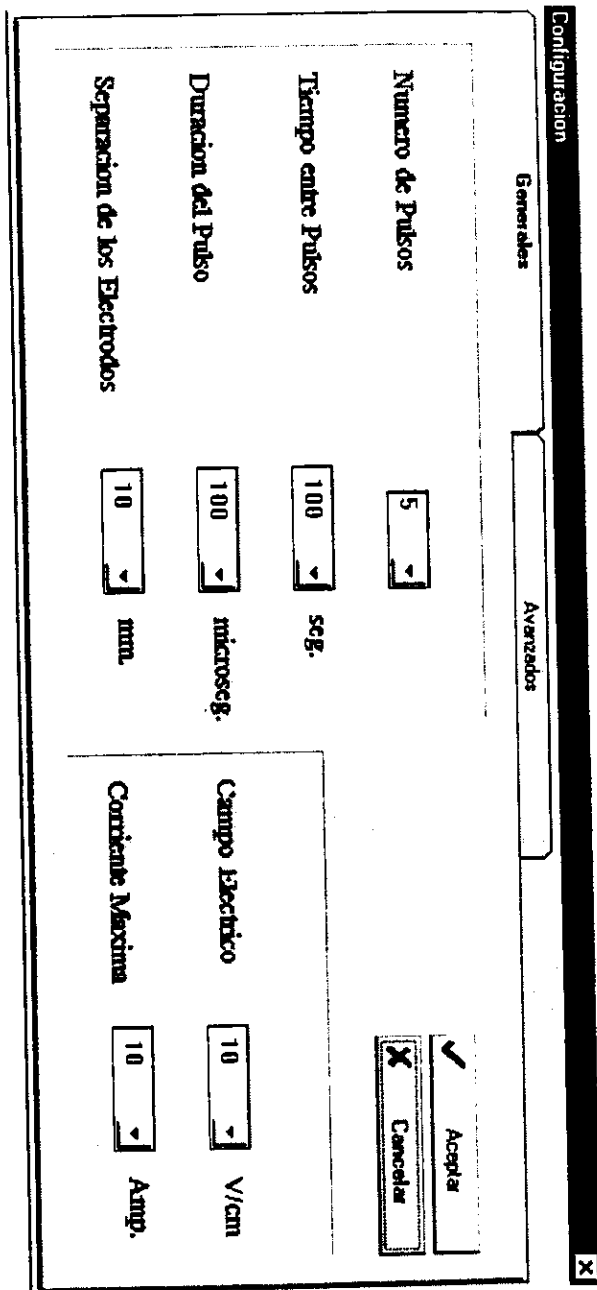


Fig 24. Configuración del tratamiento

Configuración		X	
<p>Generales</p>		<p>Avanzados</p>	
<input type="checkbox"/> Activar Bip	<input type="checkbox"/> Aplicar automáticamente	<input checked="" type="checkbox"/>	Aceptar
<input type="checkbox"/> Ver voltaje instantaneo	<input type="checkbox"/> De los electrodos	<input checked="" type="checkbox"/>	Cancelar
<input type="checkbox"/> Ajustar voltaje segun separacion de electrodos	<input type="checkbox"/> Renta Espaciadora		
<input type="checkbox"/> Indicar siempre el estado de la conexion	<input type="checkbox"/> Parar cuando ocurra una sobreconexion		
	<input type="checkbox"/> Reiniciar tratamiento con APLICAR		
	<input type="checkbox"/> Reiniciar Tratamiento		

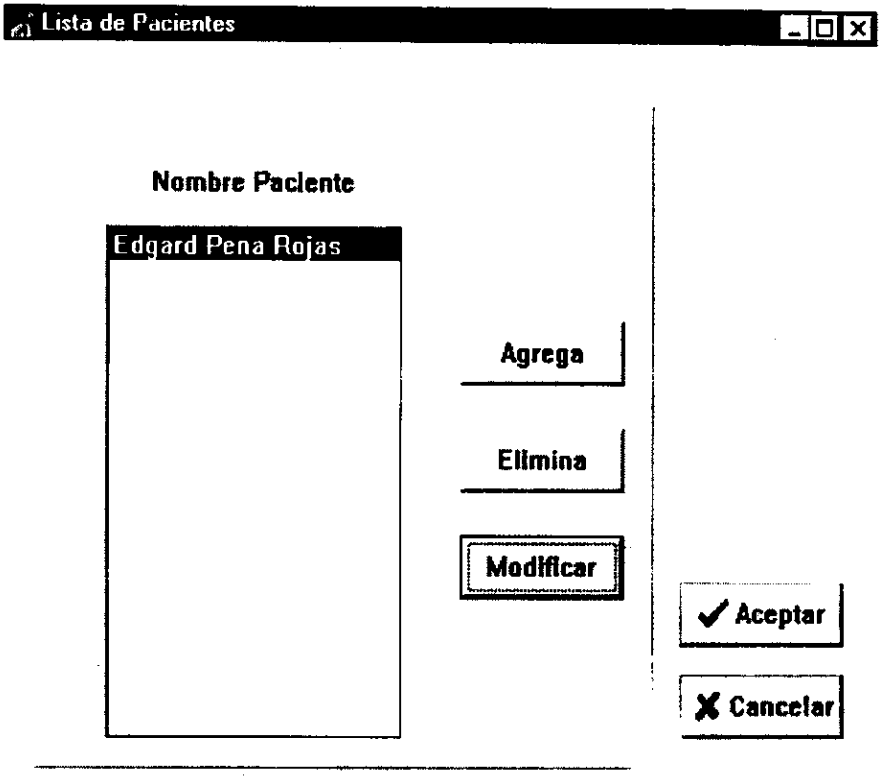


Fig 25. Lista de pacientes

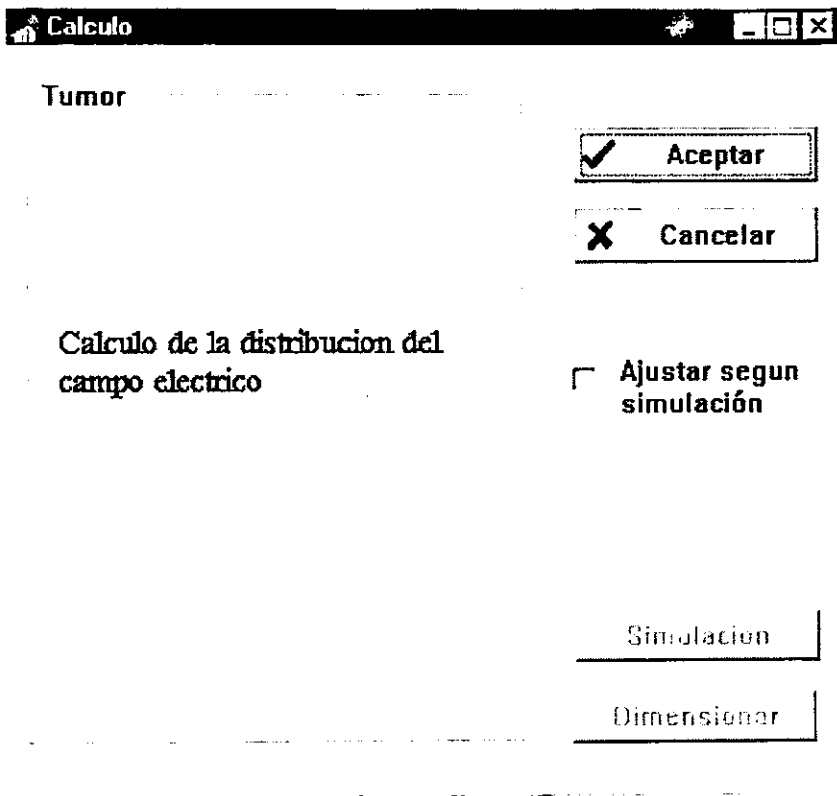


Fig 26. Calculo de la distribución de campo



## TERMINACIÓN DEL EQUIPO



- ↳ PROBLEMATICAS
  - EN EL DISEÑO
  - EN LA CONSTRUCCIÓN
  - EN LA OPERACIÓN
  
- ↳ ESPECIFICACIONES FINALES DEL EQUIPO

## PROBLEMATICAS

### EN EL DISEÑO

En los capítulos anteriores se ha explicado a detalle la función y operación de cada circuito que compone el equipo, pero esos resultados no se dieron solamente por cálculos matemáticos, fueron también estudiados prácticamente, para ir estableciendo criterios de selección entre varios componentes del mismo tipo. Fue así como en muchos casos se optó por un componente, y no por otro, debido a su eficiencia, linealidad, tolerancia, encapsulado y costo, (pues muchas veces un componente no cubre rigurosamente con lo especificado).

La eficiencia de los circuitos diseñados también fue probada prácticamente y comparada con circuitos prediseñados, que realizaban la misma función. Al tiempo de probar estos circuitos se descubrían variantes que mejoraban la funcionalidad, pero que estuvieran siempre encaminadas a cumplir de la manera más eficiente con la función del mismo. Es así como se decidía la utilización de un diseño en particular (después de haber sido probados varios circuitos que realizaban la misma función).

La realización práctica de la que estamos hablando, exige rigurosamente la utilización de equipo de laboratorio en buenas condiciones, calibrado adecuadamente para evitar errores de medición que alterasen los criterios de selección y el ajuste en los componentes, haciendo que el equipo no sea lo confiable que se espera, para una aplicación como la que estamos hablando.

En este sentido se tuvieron que tomar las precauciones necesarias para conseguir equipo confiable y adecuado para realizar las mediciones. Así la experimentación fue realizada en las instalaciones del Centro de Instrumentos (CI) de Ciudad Universitaria con apoyo del Dr. José Luis Pérez Silva jefe del área

de Neuroelectronica. En este instituto se han diseñado proyectos como el UNAMSAT lo cual confirma la calidad de los equipos con que cuenta.

La obtención de equipo de laboratorio adecuado a las necesidades del proyecto no fue el único problema que sortear en la etapa de diseño, aún antes de esto se tuvo que enfrentar a una escasa información referente a las características eléctricas de la piel. Esta información es fundamental para el diseño del equipo, pues en base a estos datos giran todas las especificaciones del mismo. ¿Como saber cual es la impedancia de la piel en condiciones de humedad, en estado seco, la resistencia de varios tipos de tejidos orgánicos, saber si el contacto con la sangre aumenta o disminuye la resistividad ?. Estas eran preguntas que no podíamos contestar asertiva y confiablemente. La falta de información y el desconocimiento de las características eléctricas en el tejido animal, nos obligo a realizar pruebas en ratas de laboratorio que nos arrojaron información confiable que fue utilizada en el diseño del equipo.<sup>1</sup>

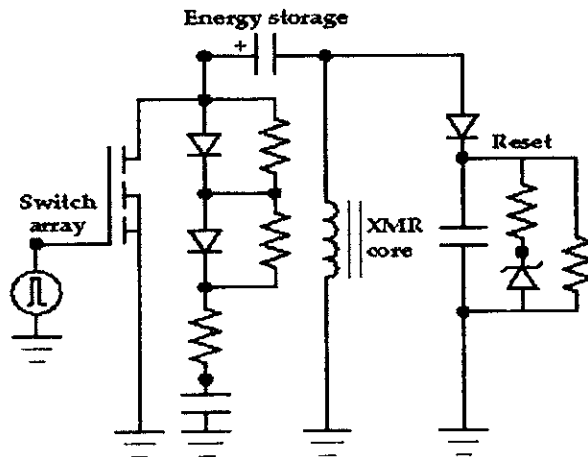


Fig 1. Circuito de prueba de componenetes.

<sup>1</sup> Ver capítulo 6

## EN LA CONSTRUCCIÓN

Durante la construcción del equipo no deben de pasar desapercibidos los tipos de materiales que son utilizados para la realización de conexiones, el montaje de componentes, la ubicación de circuitos aislados, etc. En todos estos casos debe de seguirse las recomendaciones de la Norma Oficial Mexicana para equipos eléctricos, asegurando que en las condiciones más desfavorables de operación, el equipo sea capaz de operar correctamente. Pero lo verdaderamente importante es hacer que el equipo sea seguro, tanto para el operador como para el paciente que lo utiliza.

Imaginemos que existe un falso contacto en una conexión en donde se manejan grandes potenciales, esta puede chisporrotear o llegar a calentarse hasta un punto incandescente produciendo daño al equipo y en el peor de los casos originar un incendio. Si el material, el calibre, aislación o la calidad de un conductor no es la adecuada pueden ocasionar daños, tal vez no en inmediato plazo, sino a lo largo de la operación del equipo, daños que ponen en riesgo la integridad de las personas, factor que no podemos descuidar. Todas estas circunstancias aunada a la separación adecuada de componentes y conductores que manejan altos potenciales aportaron al diseño de la arquitectura del equipo en general.

El gabinete para contener los componentes del equipo debe de ser lo suficientemente amplio para asegurar una aislacion física y que los componentes que pudieran llegar a calentarse por efectos de su operación normal puedan disipar el calor adecuadamente. Debe asegurar también la inaccesibilidad de objetos peligrosos dentro del equipo y cumplir con las normas de calidad necesarias para garantizar su funcionalidad (rigidez de la estructura, dureza del material, durabilidad etc.). El gabinete escogido para esta aplicación es del tipo NEMA2 de uso eléctrico.

Un problema importante que tuvo que resolverse fue el

originado por el banco de capacitores y el circuito de potencia en general, pues al manejar altas potencias de voltaje, se producía un ruido electromagnético que afectaba la operación del sistema de control. El ruido producido por esta etapa pudo ser eliminado de los componentes de control adicionando un blindaje electromagnético en los capacitores y en toda la etapa de potencia, que evitara, primero; la propagación de los campos electromagnéticos hacia el exterior (Jaula de Faraday) y segundo; la conexión accidental de los componentes de potencia con los de control (evitando, además, electrocución por fallas a tierra).

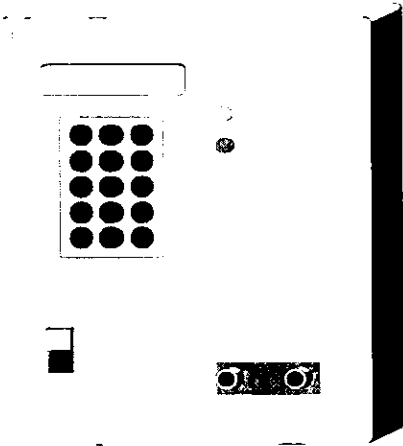


Fig 2. Gabinete tipo NEMA 2.

## EN LA OPERACIÓN

Construido el equipo se sometió a una etapa de pruebas operativas, en donde se valoró la necesidad específica del operador del equipo.

Sabiendo que es un aparato de uso médico y que el usuario final será un doctor o enfermero se elaboraron varios ensayos de pruebas en donde el operador nos dio sus comentarios respecto a la manera más sencilla de operarlo y los riesgos que se pueden correr a lo largo del tratamiento. Basándose en estas observaciones se establecieron sistemas de seguridad que pudieran funcionar en los casos más extremos. Por ejemplo, se modificó el programa del MCU para asegurar que el equipo permaneciera en espera para los casos de apagones en la fuente de alimentación. Se modificó también la conexión final de los cables que van a los electrodos, así como la visualización instantánea del potencial del equipo en el momento en que se aplicara el pulso. Las modificaciones realizadas son en principal medida para incrementar la seguridad del equipo y ya se encuentran en los análisis realizados en los capítulos anteriores.

Las pruebas de operación fueron también realizadas en ratas de laboratorio, documentándose además las características clínicas de la experimentación para valorar los efectos en el animal.



**Fig 3. Pruebas de operación en ratas de laboratorio.**

## ESPECIFICACIONES FINALES DEL EQUIPO

Voltaje de alimentación	127v 60Hz con conexión a tierra física
Voltaje de entrega	0-1500v con incrementos de 4v
Impedancia mínima	212 $\Omega$
Puntas para electrodos	1m Aisladas y de seguridad
Separación entre electrodos	1cm
Pulsos cuadrados	100-1000 $\mu$ s de duración
Potencia máxima entrada	100W continuos
Potencia de entrega pulso	9.6KW por pulso
Conectores	DB-9 Transmisión de datos mediante protocolo RS-232
Altura	32cm
Ancho	19cm
Profundidad	40cm
Peso máximo	4Kg
Temperatura de operación	-10 a 50°C

## RESULTADOS



- ✓ EXPERIMENTACIÓN EN RATAS DE LABORATORIO.
- ✓ APLICACIÓN EN EL TRATAMIENTO DE UN TUMOR DE MAMA.
- ✓ INVESTIGACIÓN DEL TRATAMIENTO EN TUMOR CEREBRAL CON GATOS DE LABORATORIO.
- ✓ PROTOCOLO DE INVESTIGACIÓN EN EL INSTITUTO NACIONAL DE PEDIATRIA.



## EXPERIMENTACION EN RATAS DE LABORATORIO

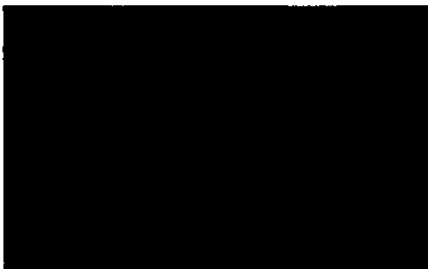
La necesidad de conocer el comportamiento del tejido vivo cuando se aplica un alto potencial, nos llevó a experimentar directamente sobre ratones en el laboratorio de radioterapia del Instituto Nacional de Pediatría.

El objetivo principal de esta experimentación es el conocer acertadamente las impedancias netas del tejido vivo en diferentes condiciones y circunstancias. Necesitábamos saber contundentemente que cantidad de corriente podría pasar por la zona del tumor en el momento de aplicar el tratamiento, para poder así establecer los rangos límites y protecciones del equipo, además de establecer clínicamente el comportamiento del tejido a un estímulo de este tipo.

La secuencia seguida a lo largo del experimento aclaró alguna de las incógnitas que no habían podido ser encontradas documentalmente (debido a la escasa información que existe al respecto) para poder continuar con el desarrollo del proyecto.

Para evitar que el ratón utilizado en la experimentación sufriera dolor se le inyectó un tranquilizante que lo durmió completamente. Posteriormente se inmovilizó y rasuró la parte del abdomen en donde se realizaron las primeras pruebas.

Inicialmente fue medida la impedancia de la piel directamente con un multímetro analógico TMK modelo 500 el cual tiene resolución de hasta (0.1  $\Omega$ ). La medición se realizó a diferentes distancias entre 1mm. y 1cm. mediante las agujas o electrodos, utilizando pasta conductora para asegurar el contacto con la piel.



**Fig 1. Medición de la impedancia en el tejido vivo de una rata de laboratorio.**

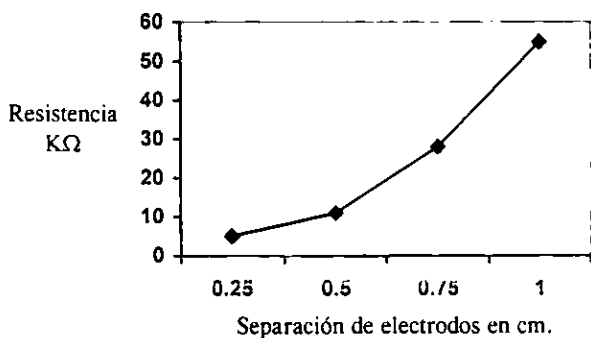


Fig 2. Gráfica de la impedancia de la piel

Puede verse en la gráfica que la resistencia no varía de manera muy importante. El comportamiento de la resistencia es un tanto lineal.

Posteriormente se procedió a realizar estas mismas mediciones pero ahora introduciendo las puntas de los electrodos 2mm. por debajo de la piel, este procedimiento nos revelaría la impedancia del tejido muscular vivo, pues se tenían fuertes dudas acerca de la conductividad de los fluidos sanguíneos de este tejido.

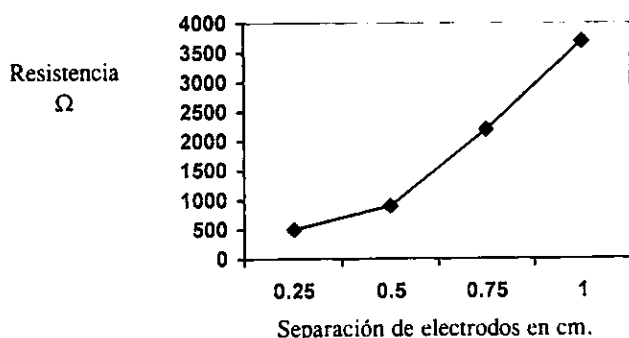


Fig 3. Impedancia del tejido vivo.

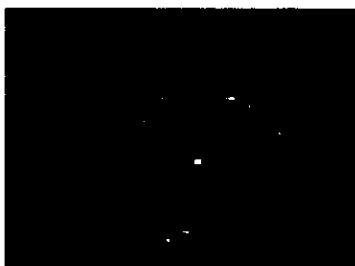
Se puede ver en la gráfica que al igual que la piel el tejido vivo se comporta más o menos de manera lineal pero con una impedancia mucho más baja (todas estas mediciones se realizaron dentro del tejido muscular).

De esta misma manera fueron medidas las impedancias en otras zonas del cuerpo y en diferentes condiciones de humedad (siendo muy similares a la gráfica anterior y disminuyendo la impedancia en proporción al grado de humedad).

A medida que el agua penetra en la piel, libera iones que pueden transportar la corriente al interior del cuerpo. Si el agua no es en realidad pura (muy pocas aguas son puras en el sentido químico de la palabra) contribuirá a aumentar el contenido de iones en la piel y por lo tanto la corriente que fluye a través de ésta.

De todas estas pruebas realizadas se encontró que la impedancia más baja en las condiciones de máxima humedad era de ( $500\Omega$ ). Necesitábamos saber si estas condiciones prevalecerían cuando por ella circulara una corriente de alta intensidad. Fue así como en el siguiente experimento realizado se hizo circular una corriente por los mismos tejidos ensayados anteriormente.

Este experimento consistió en aplicar un potencial de 200 V/cm a diferentes distancias del tejido por un tiempo de 2 segundos. La corriente medida no llegó a pasar los (50mA) manteniéndose la relación de impedancia que habíamos encontrado, pero se observó un deterioro en la piel (necrosis; muerte celular), que se incrementaba según fuera el tiempo de aplicación.



**Fig 4. Necrosis de piel producida por la permanencia de una corriente elevada.**

La razón de que la piel se dañara cuando la corriente aumentaba impidió que pudieramos seguir aplicando altos potenciales en intervalos de tiempo también altos.

Con estas pruebas teníamos ya la información necesaria para el ajuste de protecciones y sistemas de seguridad que necesitaba el equipo, pero era importante también, conocer la reacción del tejido a los impulsos de alto potencial. Los resultados de esta prueba fueron diferentes a los experimentos anteriores, en el momento de aplicar el pulso se originaba una contracción rápida de los musculos que se encontraban cerca de la zona (reacción del sistema nervioso al estímulo) y no se presentaban daños en la piel.

Se incrementaron paulatinamente la duración del pulso y en todos los casos existía contracción muscular y el daño en la piel aumentaba hasta el momento en que literalmente era quemada la zona tratada. De la misma forma fue incrementandose el campo eléctrico, dejando fijo ahora el tiempo de aplicación y se llegó nuevamente a la necrosis abrupta de piel.

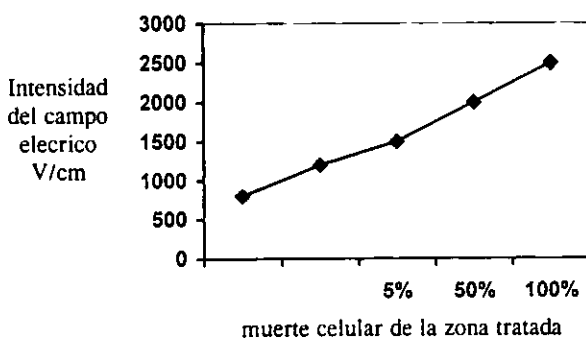
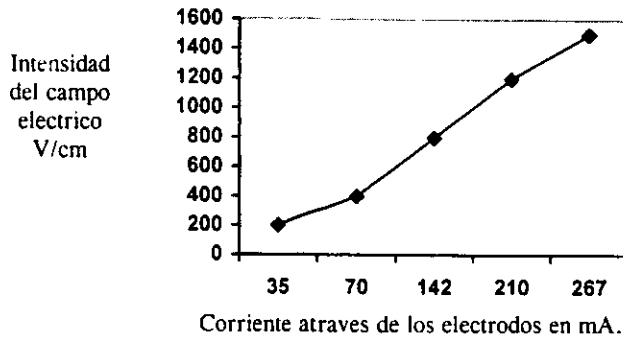


Fig 5. Gráfica campo contra necrosis

Desgraciadamente no era posible medir prácticamente durante el experimento la cantidad de corriente que atravesaba la piel, debido a la falta de un equipo que tuviera una rápida resolución (100 microsegundos). Pero por métodos indirectos suponemos que la corriente en la piel es la siguiente.



**Fig 6. Grafica de campo contra corriente**

Los resultados obtenidos a lo largo de este experimento nos llevaron a terminar el diseño del equipo y adicionar sistemas de seguridad que no se habían contemplado anteriormente, además de visualizar los métodos y las formulas adecuadas de aplicar el equipo.

## APLICACION DEL TRATAMIENTO EN UN TUMOR DE MAMA

El tumor de mama es una de las causas principales de muerte en mujeres de edad madura y solo en el Distrito Federal mueren más de 100 mujeres anualmente debido a esta causa. Las posibilidades de recuperación solo son favorables si el tumor es detectado tempranamente, pero en muchos casos esto no sucede y el problema avanza hasta el punto en que los métodos tradicionales no tienen el efecto contundente que se necesita.

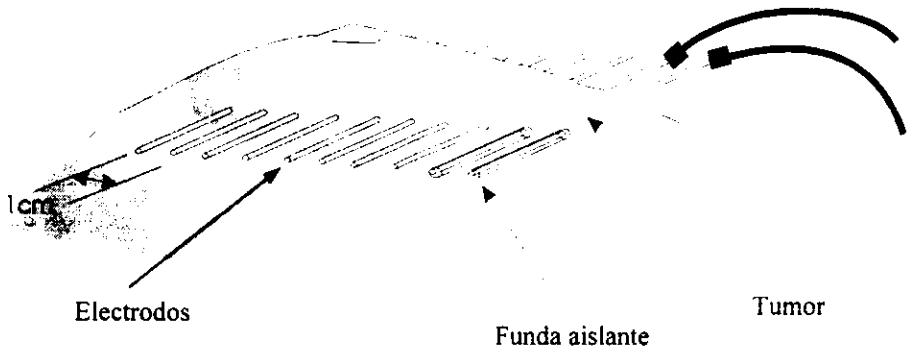


Fig 7. Mamografía de un tumor en seno.

Este es el caso de “Lupita”, quién tras 5 años de padecer esta enfermedad y después de los tratamientos convencionales su enfermedad seguía avanzando. El tumor de aproximadamente de 10cm le tenía destruido gran parte del seno derecho, además de presentar dos metastasis de 1cm en abdomen y otra más en la orbita del ojo derecho (que lo empujaba hacia afuera disminuyendo la capacidad de visión), esto, en conjunto con los tratamientos anteriores habían originado una pérdida de cerca de 20Kg de peso, perdida casi total del cabello y una debilidad física muy considerable. El caso de esta persona fue analizado detalladamente por el Doctor Jorge Amador (investigador de la terapia) y mediante un protocolo de investigación se acordó con el paciente la aplicación del tratamiento de Electroquimioterapia.

La ejecución del tratamiento se realizó en un consultorio en donde se necesitó de anestesia general, una dosis de bleomicina, y una cama quirúrgica, como elementos básicos para el tratamiento.

Como primer paso se administró anestesia general al enfermo por un especialista, para evitar cualquier molestia durante el tratamiento, este procedimiento llevó aproximadamente 15 minutos hasta que el paciente quedó completamente dormido. Posteriormente se introdujeron 10 electrodos de aguja en disposición horizontal con un centímetro de separación entre uno y otro, con el fin de cubrir toda la base del tumor, ya que se piensa que al destruir la raíz del tumor este desaparece.



**Fig 8. Disposición de los electrodos en el tumor de mama.**

Los electrodos utilizados fueron de acero inoxidable y de 1mm. de diámetro, para la inserción de cada uno de estos se utilizó una guía que fue introducida primeramente para poder colocar cada electrodo, esto se hizo necesario porque los electrodos utilizados carecían de una punta lo suficientemente aguda para abrirse camino por si solos. Las partes sobresalientes de los electrodos fueron aisladas con una funda esterilizada, para evitar el arqueo de corriente, si es que estas llegaran a aproximarse demasiado.



Fig 9. Electrodo y Guía

En esta parte la colocación de electrodos fue la de mayor duración, aproximadamente 30 minutos, debido a la dificultad de incertar estos a través del tumor, pues un tumor de este tipo suele ser de una consistencia muy rigida.

Posteriormente se inyectó vía intravenosa 10ml. de Bleomicina, y se esperó por un periodo de 15 minutos (tiempo necesario para que la droga anticancerigena llegara a la zona del tumor). Transcurrido este tiempo se aplicaron 8 pulsos de 900 V/cm. y 100 $\mu$ s. entre cada uno de los electrodos.<sup>1</sup> La intensidad de esta polarización es la de atacar con diferente polaridad la misma región del tumor para generar poración en una mayor área de las células. La forma de polarizar puede verse en el siguiente esquema.

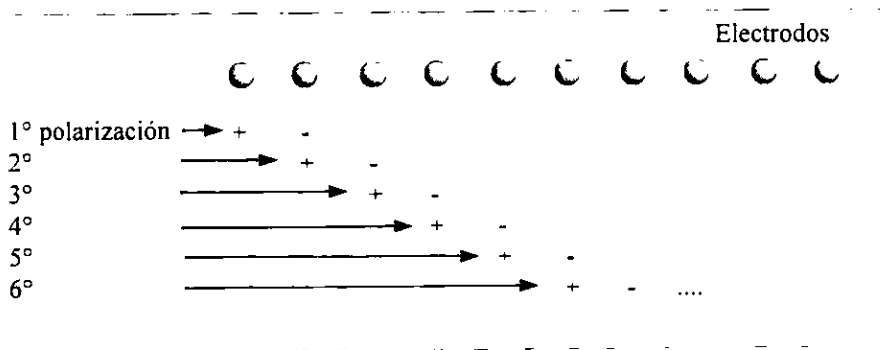


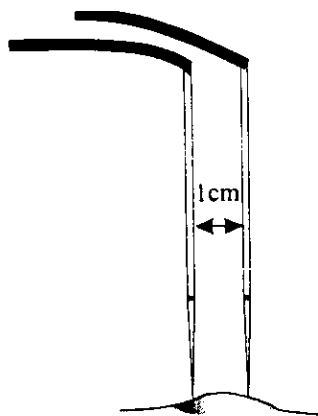
Fig 10. Forma de polarización

<sup>1</sup>Previamente se ajustó el equipo "Electroporador" para tolerar corrientes de hasta 3 amp.



En el momento de aplicar cada pulso existía una contracción muscular repentina de los músculos del pecho y hombro derecho, (reacción esperada, debido al estímulo eléctrico). Además de la contracción pudimos observar una pequeña laceración (necrosis) en la piel alrededor de cada uno de los electrodos, producida por la corriente que circulaba entre ellos. Este daño parecía ser parcial y no llegó a tener una magnitud importante como para tenerse un cuidado especial.

Cuando se terminó de Electroporar el tumor principal del seno, se dió también tratamiento a los tumores de abdomen, en este caso solo se usaron dos electrodos de aguja (acupuntura).



**Fig 11. Tumor de abdomen**

Durante el transcurso de los pulsos se tuvo especial cuidado de no tener contacto directo con el paciente y que la separación de los electrodos, hacia todo su largo, fuera siempre de 1cm. En general, la aplicación del equipo fue exactamente lo esperado y no se tuvo ninguna sobrecorriente que inhibiera los pulsos, manteniéndose el voltaje siempre en el rango deseado. El tiempo utilizado en la aplicación de los pulsos fue de aproximadamente 15 minutos.

Retirados los electrodos se procedió a terminar con la anestesia y despertar al paciente, este despertó solo con un leve dolor de cabeza consecuencia natural de la anestesia. En los subsiguientes tratamientos se pretende aplicar solamente anestesia local, pues se comprobó que el tratamiento no es muy doloroso y puede aplicarse conscientemente. En este caso el tiempo en que duró la anestesia fue de aproximadamente 45 minutos.

## RESULTADOS

A una semana del tratamiento el Dr. Amador realizó una inspección al paciente encontrando una mejoría evidentemente notoria. El tumor de pecho tenía una regresión (reducción) del 30% y las perforaciones de los electrodos estaban cicatrizando normalmente, regenerándose las células muertas alrededor de estas cicatrices. El estado de ánimo del paciente era satisfactorio y se recuperaba de la debilidad.

Durante el transcurso de un mes a partir de la sesión de Electroquimioterapia, la paciente se encontraba completamente reestablecida; el tumor, las metastasis en abdomen y ojo habían desaparecido casi por completo con una regresión del 98%. Las heridas de los electrodos habían sanado completamente y se tenía una mejoría absoluta.

En el tiempo subsiguiente se reportó una recuperación en el peso a su nivel normal, la eliminación completa del tumor y sus metastasis, visibilidad normal, y recuperación completa de la función motriz, que anteriormente se había debilitado por una filtración del tumor en los huesos de la pierna derecha. Estos resultados evitaron la mastectomía (amputación del seno) que era inminente en este caso particular, así como las sesiones de radiación que obligadamente debían de realizarse.

La exitosa recuperación de la paciente hace suponer que los

beneficios de la electroporación no son solo los de generar poros en la membrana para que se introduzca mas facilmente la droga anticancerigena, y asi disminuir la cantidad de la misma, sino que, es también creible que existen mecanismos naturales antitumorales del organismo que actúan simultáneamente (probablemente inmunológicos), que son activados por la aplicación de los pulsos eléctricos. Podria ser que el sistema inmunológico detecte a las células cancerigenas gracias al efecto de los pulsos y que ayude a la destrucción de todas las células de este tipo dentro del organismo, como se observo por la desaparición de todas las metastasis, aunque a estas no se hubieran aplicado los pulsos, como es el caso del ojo y la pierna.

Aunque la recuperación de la paciente es contundente, es necesario el tratamiento a mas personas para comprobar que los efectos de esta terapia son confiables, (ya que no se conocen completamente). Por este motivo se está desarrollando un protocolo de investigación en el cual se descubrirán los efectos reales de la terapia y entoces "validar", la técnica de Electroquimioterapia, y ofrecerla como un recurso más para combatir el cáncer en México.

## INVESTIGACIÓN DEL TRATAMIENTO EN TUMOR CEREBRAL CON GATOS DE LABORATORIO

Actualmente se está desarrollando un protocolo de investigación en donde se realizan experimentos en un grupo de gatos en el Vioterio del Instituto Nacional de Neurología.

El protocolo contempla el tratamiento de más de 20 gatos a los cuales se les inocular un tumor cerebral mediante una línea de células cancerígenas. La inoculación de este tumor lleva aproximadamente 15 días en los cuales el gato desarrolla un tumor de hasta medio centímetro de diámetro. Para lograr introducir las células cancerígenas al interior del cerebro se hace una trepanación (perforación) de aproximadamente 2mm. en la parte superior del cráneo.

Dentro de la investigación existen cinco grupos de experimentación, uno de control, en donde los gatos desarrollan un tumor cerebral pero no son tratados; el segundo grupo contempla a los gatos con tumor en los que solamente se introducen los electrodos de aguja; el tercer grupo son gatos con tumor a los cuales solo les es aplicada una dosis de bleomicina; el cuarto grupo lo conforman gatos con tumor a los cuales solo se aplica el campo eléctrico; y por último en el quinto grupo los gatos con tumor son tratados completamente con electroquimioterapia.



Fig 12. Trepanación para inserción de un electrodo en el cráneo de un gato de laboratorio.

Todos los electrodos utilizados en este tratamiento son del tipo de aguja (acupuntura) y son introducidos a 5mm. de profudida dentro del tumor con una separación de 5mm. entre electrodos. Para lograr insertar los dos electrodos se hace necesario realizar otra trepanación a 5mm. de la primera (en el área del tumor) y se sujetan mediante soportes aislados para asegurar la distancia ente ellos y evitar movimientos que puedan originar lesiones en las zonas aledañas al tumor, pues debemos de considerar que el tejido cerebral es muy delicado y el daño podría afectar seriamente a las funciones del gato, e incluso matarlo.



**Fig 13. Colocación de los electrodos en la region del tumor cerebral.**

Cada animal que es tratado pasa un tiempo en observación en el cual se registran las reacciones a la terapia y después es sacrificado para analizar los daños o mejoras en su cerebro mediante un proceso de bisección cerebral, etapa que lleva un tiempo relativamente largo.

Todos los resultados son registrados y analizados para comprender el efecto que causan los diferentes componentes de la electroquimioterapia por separado (electrodos, droga, pulsos). Los resultados que se han establecido hasta el momento por este método de investigación, descubre que la aplicacion de los pulsos no causa un efecto negativo en el cerebro del animal, resultado que es muy alentador, pues se pensaba que la aplicación de un campo eléctrico de gran magnitud, en el cerebro, podría producir convulsiones que

efectaran la aplicación del tratamiento y la salud del cerebro.

La razones anteriores hacen necesario que el tratamiento se realice con el animal conciente, aplicando solamente anestesia local, para monitorear constantemente las funciones del gato y percatarse en cualquier momento de algún trastorno grave que pudiera poner en peligro la vida del animal.

Los tumores cerabrales son uno de los cánceres más agresivos y en donde las posibilidades de sobrevivencia son nulas, es por esto que esta investigación se ha dado a la tarea de tratar de resolver este problema que ha sido pobremente estudiado, esperando lograr un exito en el tratamiento para que posteriormente pueda ser trasladado a otros tipos de tumores que indudablemente tendrían más posibilidades de recuperación.



**Fig 14. Aplicación de los pulsos electricos.**

# PROTOCOLO DE INVESTIGACIÓN EN EL INSTITUTO NACIONAL DE PEDIATRÍA

## ANTECEDENTES

La técnica de electroporación consiste en la permeabilización reversible de las membranas celulares y es un método utilizado en biología celular para la transfección de células, la inserción de drogas, genes o anticuerpos dentro del citosol.

La membrana celular constituye una barrera de defensa a la introducción pasiva o activa a la célula de cualquier sustancia o compuesto. La ruptura eléctrica reversible de la membrana celular ocurre en respuesta a un campo eléctrico pulsante de alta intensidad y de corta duración, esta ruptura tiende a incrementar la conductancia y permeabilidad de la membrana en forma reversible.

Técnicamente un campo eléctrico se genera en el espacio entre dos electrodos sometidos a una diferencia de potencial.

A través de la siguiente ecuación se puede calcular la intensidad de campo eléctrico:

$$E(\text{kV/cm}) = U(\text{kV})/d(\text{cm})$$

E = intensidad de campo eléctrico en unidades de kilovoltios por centímetro.

U = diferencia de potencial entre los electrodos en unidades de kilovoltios.

d = distancia entre los electrodos en cm.

## ESTUDIOS PRECLÍNICOS.

El pionero experimental del procedimiento es Okino, que en 1987 utiliza en un modelo animal, una línea celular de carcinoma hepatocelular, encontrando que cuando se aplica un fármaco

antineoplásico (bleomicina) aunado a un campo eléctrico, se aprecia una reducción del tamaño tumoral en un 47% a 4 días con un solo tratamiento comparado con el control, en estudios subsecuentes aparte de la reducción del volumen tumoral también se observa un incremento substancial en la longevidad del 200% comparado con el control. Kanesada utilizó otras drogas como la ciclofosfamida, mitomicina c, penplomicina y cis-platino, en estudios en animales tanto en tumores primarios como metastásicos utilizando un pulso eléctrico aplicado 30 minutos, después de la administración intraperitoneal de la droga, obteniendo buenos resultados.

Mir y Cols. del Instituto Gustave Roussy de París es el primero en aplicar esta forma de tratamiento a ratones desnudos con tumores transplantados subcutáneamente, el ratón es tratado con bleomicina IM y 8 pulsos eléctricos de 1.5 KV., con duración de 100  $\mu$ s. y frecuencia de 1 Hz, 30 minutos después de la aplicación de la droga, no se observaron reacciones secundarias en el sitio de tratamiento, demostró que la aplicación de 0.5  $\mu$ g. de BLM más los pulsos eléctricos, daban un resultado similar a la sola aplicación de 1 mg/día durante 5 días en los animales en estudio. También Mir y cols. reportaron que al utilizar en los tratamientos de electroquimioterapia bajas dosis de Interleucina II, algunos días después del tratamiento, incrementaba la tasa de respuesta completa en los ratones.

## ESTUDIOS CLÍNICOS

Mir y cols. fueron también los primeros en realizar estudios clínicos en pacientes con carcinomas epidermoides del área de cabeza y cuello, 7 pacientes con 34 nódulos localizados en la región del cuello anterior y el torax fueron tratados con bleomicina (10 mg/m<sup>2</sup>.) intravenosamente seguidos de la aplicación de 4 a 8 pulsos eléctricos de 1.3 KV/cm, 3.5 minutos después de la inyección, con los siguientes resultados: respuesta parcial 9, respuesta completa 14, retardo en el crecimiento 6, sin cambio 2, no valorables 3. Los pacientes ya habían sido tratados con radioterapia y quimioterapia, no se observaron efectos colaterales, la respuesta completa en 3



pacientes se observó de 26 a 166 días, cabe hacer mención que la dosis aplicada de Bleomicina era aproximadamente un sexto de la dosis habitual de los tratamientos de quimioterapia. Recientemente Domenge y Cols. (10,11) del Instituto Gustave Roussy reportan los resultados de un estudio clínico realizado en 7 pacientes que presentaban nodulos tumorales de adenocarcinoma de glándulas salivales y de mama, los cuales fueron tratados en 10 sesiones de electroterapia aunado a la quimioterapia (15 mg/m<sup>2</sup> de bleomicina IV), aplicados de 8 a 28 minutos después, de la infusión del fármaco. En este estudio se trataron grandes áreas tumorales inclusive áreas ulceradas (tratandose con pulsos de menor intensidad), obteniendo una buena respuesta. Glass y Cols (12) realizan el primer estudio clínico en melanoma metastasico, reporta el efecto de la electroquimioterapia en 23 lesiones de melanoma en 5 pacientes, utilizando bleomicina intralesional en dosis que iban desde 0.5 U hasta 1.0 U dependiendo del tamaño tumoral, la aplicación de los pulsos (8 pulsos de 99  $\mu$ s. de duración y frecuencia de 1Hz.) se realizaron 10 minutos después de la inyección del fármaco, los resultados fueron respuesta completa 78%, respuesta parcial 17 % y sin respuesta 4%.

## JUSTIFICACIÓN

Actualmente el cáncer es una de las primeras causas de morbi-mortalidad en nuestro país. Los regimenes corrientes para el tratamiento de cáncer incluyen: la cirugía, quimioterapia, radioterapia e inmunoterapia; los cuales pueden ser utilizados solos o combinados.

La mayoría de las estrategias para el desarrollo de tratamientos mas efectivos, involucran el uso de drogas cada vez más potentes o combinación de éstas

La desventaja del tratamiento oncológico abordado de esta manera, es el ostensible incremento en la toxicidad y el costo del tratamiento.

La presente investigación se enfoca a diseñar y experimentar un nuevo sistema terapéutico combinando la innovación tecnológica al fabricar el equipo para la generación de los pulsos eléctricos que permita disminuir las dosis de medicamentos y con esto los efectos secundarios, pero al mismo tiempo incrementa la captación del fármaco predominantemente en las células tumorales.

## **OBJETIVO**

El objetivo primordial del estudio es demostrar la efectividad de bajas dosis de fármacos antineoplásicos combinados con el uso de pulsos eléctricos en un modelo experimental en pacientes pediátricos con tumores sólidos refractarios a tratamiento.

## **HIPÓTESIS**

El tratamiento combinado de quimioterapia a bajas dosis y electroterapia con pulsos de alto voltaje y corta duración (del orden de cientos de  $\mu$ s.) producirá una disminución drástica de la masa tumoral en estudio, en contraste con el uso de la quimioterapia.

La respuesta antitumoral obtenida después de la electroquimioterapia, es completada por mecanismos naturales antitumorales del organismo, probablemente inmunológicos.

## **CLASIFICACIÓN DEL PROTOCOLO**

ESTUDIO PROSPECTIVO  
ESTUDIO LONGITUDINAL  
ESTUDIO RANDOMIZADO  
ESTUDIO EXPERIMENTAL  
ESTUDIO BIOTECNOLÓGICO

## **MATERIAL Y MÉTODOS**

### **POBLACIÓN OBJETIVO**

Pacientes oncológicos en edad pediátrica con tumores

sólidos refractarios a tratamiento, superficiales o profundos.

## **POBLACIÓN POR ESTUDIAR**

Se estudiarán 10 pacientes con diversos números de tumores.

### **CRITERIOS DE INCLUSIÓN:**

- 1.- Pacientes con sarcomas de partes blandas o tumor de Wilms, tumores del sistema nervioso central de alto grado.
- 2.- Enfermedad recurrente y progresiva.
- 3.- El área afectada puede ser medida, ya sea clínica o radiológicamente.
- 4.- Pacientes tratados previamente con cirugía, quimioterapia y/o radioterapia.
- 5.- El estado de actividad o la expectativa de vida no son restrictivos.
- 6.- Pacientes excluidos de protocolos de quimioterapia convencional.
- 7.- Antes de la Electroquimioterapia todo paciente debe contar con los resultados de la biopsia que confirme el diagnóstico.
- 8.- Que el intervalo entre la última aplicación de quimioterapia y este tratamiento sea de, al menos, 23 días.
- 9.- Autorización escrita por parte del padre o tutor.

### **CRITERIOS DE EXCLUSIÓN:**

- 1.- Pacientes con enfermedad sistémica.

## METODOLOGIA

- 1.- La selección de los pacientes estará a cargo del servicio de oncología y radioterapia.
- 2.- La población a estudiar constará de 10 individuos.
- 3.- Variables del estudio y criterios para la medición de las mismas.

### 3.1. Volúmen del tumor inicial

El volúmen tumoral se calculará a partir de las mediciones que se realicen en los diámetros ortogonales del tumor por medio de un vernier de caratula y de la siguiente ecuación:

$$V_t = a b^2 \pi / 6$$

En donde

- 3.2.  $V_t$  = volumen tumoral  
 $a$  = diámetro mayor del tumor  
 $b$  = siguiente diámetro mayor perpendicular a  $a$

o

sterior al tratamiento se medirá la disminución del volumen tumoral en un periodo de 15 días.

- 3.3. Disminución del volumen tumoral en función del tiempo de aplicación de los pulsos con respecto a la infusión del fármaco (3, 5, 10 o 30 minutos).

3.4. Curva de sobrevida

3.5. Medición de la respuesta tumoral

La medición de la respuesta tumoral se hará de acuerdo a la clasificación de la OMS:

a = progresión

b = no cambio (< 50%)

c = respuesta parcial (> 50%)

d = respuesta completa

3.6. Medición de la respuesta tumoral en función del voltaje aplicado. Se utilizará 0.8 KV/cm. en tumores ulcerados o en tratamientos intraoperatorios. Se utilizará 1.3 KV/cm en tumores superficiales no ulcerados.

4. En forma semanal y en conjunto el servicio de oncología y radioterapia se encargarán de medir y calcular los volúmenes tumorales y llevar la hoja de recolección de datos.
5. El seguimiento de los individuos a estudiar se llevará a cabo semanalmente durante un periodo de al menos 6 meses.
6. Las mediciones se tomarán en el servicio de radioterapia semanalmente.
7. Como este es un ensayo clínico controlado, el procedimiento terapéutico consiste en lo siguiente:

7.1 Previo al tratamiento se realizarán los siguientes estudios: biometría hemática completa y cuantificación de subpoblaciones de linfocitos, estudios que se repetirán a las 24 horas y a los 10 días posteriores al tratamiento. Los pacientes con tumores internos se les realizará una tomografía axial computarizada con mediciones de los

diámetros tumorales, las cuales se repetirán cada 30 días para ver la evolución del tumor.

7.2. El paciente será internado en el área de hospitalización de oncología en donde permanecerá internado por lo menos las primeras 24 horas, durante ese lapso de tiempo se mantendrá monitoreo de presión arterial, ritmo cardiaco y oximetría.

7.3 Los pacientes serán tratados en el área quirúrgica si es que el tumor es interno; pero si el tumor es superficial el tratamiento se administrará en hospitalización de oncología.

7.4 Todos los pacientes serán sedados.

7.5 Si se trata de un tumor interno, se procederá a realizar el tratamiento intraoperatoriamente bajo anestesia general.

7.6 En forma transoperatoria, se aplicará por vía intravenosa en bolo la bleomicina (Blenoxane, Bristol) a razón de 5 mg/m<sup>2</sup> de superficie corporal.

7.7 Posteriormente se procederá a colocar los electrodos, de acuerdo al volumen y a la localización del tumor, podrán ser en forma de planos paralelos o en forma de agujas. Los electrodos en forma de planos paralelos pueden ser de 3 tamaños 20 x 25 mm, 20 x 15 mm y 15 por 15 mm; consisten en dos placas de acero inoxidable del número 318 montadas en una base de nylacero colocados en pinzas de anillos rectas o curvas. Los electrodos en forma de aguja consisten en 2 alambres de acero inoxidable del numero 316, calibre 18 separados una distancia de 10 mm, los cuales estan montados

en una base de nylacero.

7.8 El equipo generador de los pulsos eléctricos de alto voltaje fue diseñado y ensamblado por los investigadores en los laboratorios de electrónica de la UNAM Campus Aragón y calibrado en el Centro de Instrumentos de la UNAM; el aparato genera pulsos cuadrados de hasta 1300 V., con frecuencia de 1 Hz. y duración variable, la cual puede ser de 100, 200, 500  $\mu$ s. El objetivo es generar campos eléctricos con una intensidad de 1.3 KV/cm. en el tumor.

7.9 Para que exista un contacto directo entre los electrodos y la piel, se colocarán en los mismos pasta conductora (Lectro II, Pharmaceutical Innovations, INC, Newark, New Jersey) y se procederá a generar el campo eléctrico en el tumor, mandando de 8 a 10 pulsos consecutivos dependiendo del tamaño tumoral, la duración del pulso será de 100  $\mu$ s. en todos los pacientes.

7.10 En función del tamaño del tumor, será el tiempo transcurrido entre la infusión de la Bleomicina y la electroterapia, que puede ser de 3, 5, 10 o 30 minutos posterior.

7.11 Se retiran los electrodos y el paciente pasa a recuperación si es quirurgico o a hospitalización si es tratamiento superficial.

7.12 En tumores superficiales si el paciente no presenta reacciones secundarias será dado de alta a las 24 hrs. En tumores internos, el paciente será dado de alta de acuerdo al criterio del servicio quirúrgico a cargo.

8. Se ha descrito en la literatura que no hay modificaciones hemodinámicas o cardiológicas, se menciona que hay contracciones musculares instantáneas que desaparecen al término de cada pulso, las contracciones pueden ser no placenteras y aplicando Levomepromazina se alivia esta sensación. De una a dos horas después del tratamiento hay eritema y edema del área tratada, estos síntomas desaparecen espontáneamente en menos de 24 hrs. También se menciona que en un periodo de 48 a 72 hrs. existe ulceración de nódulos tumorales.

9. Se considerará un éxito el tratamiento si en el 80% de los casos existe una respuesta tumoral completa.

10. Debido a que los pacientes son refractarios a cualquier tratamiento oncológico, en caso de que el tratamiento fracase, se consideraran FTO.



**ELECTROQUIMIOTERAPIA**

HOJA DE CAPTACION DE DATOS CASO No. \_\_\_\_\_

NOMBRE \_\_\_\_\_

EDAD \_\_\_\_\_ SEXO \_\_\_\_\_ No. de Expediente \_\_\_\_\_

DIAGNOSTICO \_\_\_\_\_ TRATAMIENTO PREVIQ QT \_\_\_\_\_

CX \_\_\_\_\_

RT \_\_\_\_\_

FECHA DE ULTIMA RADIOTERAPIA \_\_\_\_\_

SINTOMAS: \_\_\_\_\_

**LOCALIZACION DEL TUMOR**

a = \_\_\_\_\_ mm b = \_\_\_\_\_ mm VOLUMEN INICIAL: \_\_\_\_\_ mm<sup>3</sup>TAC: \_\_\_\_\_

a = \_\_\_\_\_ mm b = \_\_\_\_\_ mm VOLUMEN INICIAL: \_\_\_\_\_ mm<sup>3</sup>B.H. \_\_\_\_\_

SP LINFOCITOS ANTERIOR A TRATAMIENTO \_\_\_\_\_ FECHA \_\_\_\_\_

SP LINFOCITOS POSTERIOR A TRATAMIENTO \_\_\_\_\_ FECHA \_\_\_\_\_

DOSIS QT \_\_\_\_\_ ELECTRODOS No. DE CARRERAS \_\_\_\_\_

VOLTAJE \_\_\_\_\_ KV FECHA \_\_\_\_\_

TIEMPO POST INFUSION QT \_\_\_\_\_ min DURACION PULSO \_\_\_\_\_

RESPUESTA TUMORAL	TIEMPO TRANSCURRIDO POSTRATAMIENTO		VOLUMEN TUMORAL
_____	15 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____
_____	30 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____
_____	45 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____
_____	60 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____
_____	75 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____
_____	90 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____
_____	105 DIAS	a= _____ b= _____	V= _____

**TOXICIDAD**

PRETX TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_

POSTTX TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_ EDEMA \_\_\_\_\_ ERITEMA \_\_\_\_\_ DOLOR \_\_\_\_\_

8 HORAS TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_ EDEMA \_\_\_\_\_ ERITEMA \_\_\_\_\_ DOLOR \_\_\_\_\_

16 HORAS TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_ EDEMA \_\_\_\_\_ ERITEMA \_\_\_\_\_ DOLOR \_\_\_\_\_

24 HORAS TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_ EDEMA \_\_\_\_\_ ERITEMA \_\_\_\_\_ DOLOR \_\_\_\_\_

15 Dias TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_ EDEMA \_\_\_\_\_ ERITEMA \_\_\_\_\_ DOLOR \_\_\_\_\_

30 Dias TA \_\_\_\_\_ FC \_\_\_\_\_ EDEMA \_\_\_\_\_ ERITEMA \_\_\_\_\_ DOLOR \_\_\_\_\_

1=NO 2=LEVE 3=MODERADO 4=SVERO

ESTATUS FINAL \_\_\_\_\_

OBSERVACIONES \_\_\_\_\_

## **1.- ANÁLISIS ESTADÍSTICO**

Debido a que el estudio es descriptivo, el análisis estadístico será también descriptivo y será llevado a cabo en el servicio de radioterapia por los mismos investigadores.

## **8.- CONSIDERACIONES ETICAS**

La electroquimioterapia es una nueva medida terapéutica y se considera que ofrece la esperanza de salvar una vida, restableciendo la salud o aliviando el sufrimiento de pacientes oncológicos en quienes han fallado los tratamientos habituales.

El presente protocolo se basa en estudios realizados tanto in vitro como in vivo, en animales y en seres humanos, desde el año de 1983. La intención ha sido crear una alternativa terapéutica cuando los tratamientos habituales han fallado o su respuesta ha sido pobre. Los estudios realizados durante estos años se basan en procedimientos científicos autorizados y los investigadores que proponen este protocolo son personas científicamente calificadas para la ejecución de dicho tratamiento.

Los beneficios que pudieran obtenerse al aplicar este protocolo son mucho mayores en relación a los riesgos que pudieran existir, esto significa que el paciente podría mejorar su calidad de vida y quizá aumentar su sobrevivencia.

En ningún momento se pretende afectar los derechos del enfermo y el interés primordial de los investigadores es el beneficio que se pueda obtener en el área oncológica y por ende para la sociedad.

Los pulsos eléctricos pudieran ser molestos para los pacientes, por lo cual dentro del protocolo se establece que los mismos serán sedados previamente para así salvaguardar la integridad de cada uno de los pacientes.

Se ha establecido, de acuerdo a la literatura, las posibles reacciones secundarias, las cuales son locales. Por lo tanto, el beneficio será mayor al riesgo.

El costo del tratamiento es mínimo y se buscará patrocinio por parte de los laboratorios Bristol para que proporcione la Bleomicina. El equipo generador de pulsos es propiedad de los investigadores y por tanto no tiene ningún costo para el paciente. Se solicitará al Instituto que se haga cargo de los gastos de hospitalización y de laboratorio. Con esto se minimizarán los gastos de los familiares de los pacientes.

Cada sujeto de estudio y su familia serán informados de los objetivos, métodos, beneficios anticipados, peligros potenciales y molestias que el estudio pudiera provocar.

Los investigadores obtendrán el consentimiento informado por escrito en cada sujeto que entre a este protocolo.

En caso de incompetencia normal, el consentimiento informado se obtendrá del guardián legal de acuerdo con la legislación nacional.

**CARTA DE ACEPTACION PARA PARTICIPAR EN UNA  
INVESTIGACION**

A QUIEN CORRESPONDA:

Yo \_\_\_\_\_ que me identifico como guardián legal, declaro libre y voluntariamente que acepto que mi hijo (a) participe en el estudio "ELECTROQUIMIOTERAPIA ANTITUMORAL, MODELO EXPERIMENTAL EN PACIENTES PEDIATRICOS CON TUMORES SOLIDOS REFRACTARIOS". Que se realizará en el INSTITUTO NACIONAL DE PEDIATRIA. Cuyos objetivos consisten en SER UNA ALTERNATIVA PALIATIVA. Estoy consciente de que los procedimientos, pruebas y tratamientos, para lograr los objetivos mencionados consistiran en LA APLICACION DE DOSIS BAJAS DE AGENTES ANTITUMORALES MAS LA APLICACION DE CAMPOS ELECTRICOS DE ALTA INTENSIDAD EN NODULOS TUMORALES; y que los riesgos a la persona de mi hijo (a) podran ser LA NO EFECTIVIDAD DEL TRATAMIENTO O REACCIONES SECUNDARIAS MINIMAS LOCALES, TALES COMO DOLOR TRANSITORIO Y LOCALIZADO, ENROJECIMIENTO E INFLAMACION.

Entiendo que del presente estudio se derivarán los siguientes beneficios: PROBABLE DISMINUCION DEL VOLUMEN TUMORAL, PROBABLE INCREMENTO EN LA SOBREVIDA.

Es de mi conocimiento que sere libre de retirar a mi hijo (a) de la presente investigación en el momento que yo así lo desee. También que puedo solicitar información adicional acerca de los riesgos y beneficios de la participación de mi hijo (a) en este estudio. En caso de que decidiera retirarme, la atención que como paciente recibe mi hijo (a) en esta Institucion no se verá afectada.

Nombre \_\_\_\_\_ Firma \_\_\_\_\_  
Dirección \_\_\_\_\_  
Fecha \_\_\_\_\_  
Testigo \_\_\_\_\_  
Dirección \_\_\_\_\_  
Testigo \_\_\_\_\_  
Dirección \_\_\_\_\_

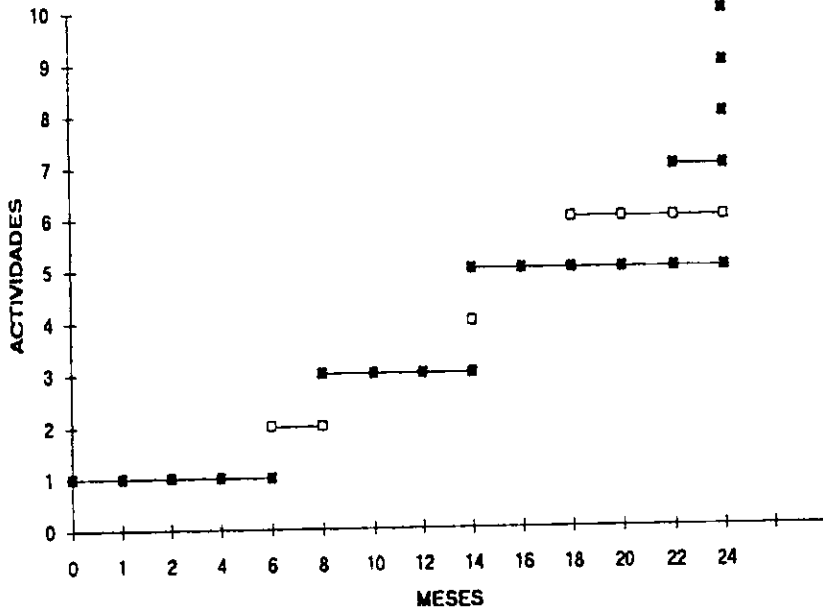
## **CRONOGRAMA DE ACTIVIDADES**

En la gráfica 1 (gráfica de Gantt), se describe la cronología seguida para la realización de la presente investigación y el tiempo estimado que ha durado o durará cada etapa.

Las actividades que se han realizado o se están realizando son las siguientes:

1. Revisión de la literatura, ha sido un proceso de por lo menos 6 meses.
2. Elaboración del protocolo, 2 meses.
3. Obtención de los recursos y adquisición de material, 7 meses.
4. Capacitación del personal involucrado, 1 mes.
5. Selección de los elementos de estudio, 10 meses.
6. Recopilación de la información, 6 meses.
7. Procesamiento de datos. 2 meses.
8. Análisis estadístico e interpretación de los resultados, 1 mes.
9. Redacción del producto final, 1 mes.
10. Envío a publicación 1 mes.

### GRAFICA DE GANTT



## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- 1.- Pofter, H. Electroporation in Biology: Methods, aplicaciones and instrumentation. *Anal. Biochem.* 1988: 174, 361-373
- 2.- Teissie, J. Nouvelles applications de electricite en clinique. *La Presse Medicale.* 1993: 22, No. 24, 1142-1147.
- 3.- Weaver, J. Electroporation A general Phenomenon for manipulating cells and tissues. *J. Cell Biochem.* 1993, 51, 426-435
- 4.- Okino, M. Marumoto, M. Kanesada, H. Kuga, K. Mohrih, H. Electrical impulse chemotherapy for rat solid tumors. *Proc. Jpn. Cancer Congress* 1987: 46, 420.
- 5.- Okino M. and Mohrih, H. Effects of a high voltage electrical impulse and anticancer drug on in vivo growing tumors. *Jpn. J. Cancer Res.* 1987: 78, 1319- 1321.
- 6.- Kanesada H. Anticancer effect of high voltage pulses combined with concentration dependent anticancer drugs on Lewis lung carcinoma in vivo. *Jpn. J. Soc. Cancer Ther* 1990 25, 2640-2648.
- 7.- Mir, L. Orlowsky, S. Belehradec, J. Paoletti, C. Electrochemotherapy potentiation of antitumor effect of bleomicin by local electric pulses. *Eur. J. Cancer* 1991: 27, 68-72.
- 8.- Mir, L. Orlowsky, S. Poddevim, J. Belehradec, J. Electrochemotherapy tumor treatment is improved by interleukin-2 stimulation of the host's defenses. *Eur. Cytokine Netw.* 1992: 3, 331-334.
- 9.- Mir, L. Belehradec, J. Domenage, C. Orlowsky, S. Poddevim, J. Schwaab, G. Luboinski, B. and Paoletti, C. Electrochemotherapy an novel antitumor treatment: First clinical trial. *C.R. Acad. Sci. Paris* 1991: 313, 613-618.

10.- Belehradec, J. Domenage, C. Loboinsid, B. Orlowsky, S and Mir, L. Electrochemotherapy, a new antitumor treatment first clinical phase I-II trial. *Cancer* 1993 72, No 12, 3894-3700

11.- Domenage, C. Orlowsky, S. Luboinski, B. De Baere, T. Schwaab, G. Belehradec, J. and Mir, L. Antitumor electrochemotherapy new advances in the clinical protocol. *Cancer* 1996: 77, No.5, 956-963.

12.- Glass, F. Pepine, M. Fenske, N. Jaroszenski, M. Reitgen, D. Heller, R. Bleomicin mediated electrochemotherapy of metastatic melanoma. *Arch. Dermatol.* 1996: 132, 1353-1357.



## ALCANCES



┌ ADAPTACIÓN PARA OTRO TIPO DE USOS

## APLICACIÓN PARA OTRO TIPO DE USOS

### APLICACIONES DE LA ELECTROPORACIÓN

El estudio de la electroporación generalmente se debe a dos aplicaciones fundamentales: (1) los aspectos que están involucrados con la estructura y la conducta de la membrana y (2) las aplicaciones significativas en biotecnología y medicina. Las aplicaciones mas importantes se apuntan en la Fig 2.

El valor de la electroporación radica en lograr cambios químicos y biológico por medios físicos. Este medio permite que en las manipulaciones químicas de sistemas biológicos, no haya residuos químicos. Además, el fenómeno de electroporación parece ser universal al nivel de la membrana. Finalmente, el hecho de que los fenómenos eléctricos estén involucrados, tiene una consecuencia técnica importante, estos sistemas electrónicos pueden ser usados para causar la electroporación y entonces medir sus consecuencias eléctricas. Por ejemplo, en la electroporación del tejido, una medida rápida permite supervisar la ocurrencia de la electroporación después de los efectos de la misma. Aunque las aplicaciones potenciales de electroporación del tejido son grandes, sólo se han hecho algunos estudios. Algunos estudios tienen la habilidad de hacer medidas, y combinar el transporte molecular y la medición eléctrica, mientras que otros se han enfocado en las consecuencias biológicas importantes del transporte molecular. Por ultimo, la electrofusión de células al tejido está investigandose, y mucho mas puede esperarse en el futuro.



**Fig 1. Laboratorio genético en donde se hace uso del la Electroporación.**

La investigación de Electroporación y aplicación todavía están en una fase temprana. Aunque se han descubierto varios fenómenos básicos, y la electroporación parece ser un fenómeno universal, el mecanismo de la electroporación permanece aún incompleto. A pesar de esto, se sabe que estímulos eléctricos pueden usarse para alterar la función de la barrera natural de membranas de la célula universalmente, y las medidas eléctricas pueden usarse a menudo como un indicador parcial de restauración de la barrera. Por esta razón, el número de aplicaciones futuras en investigación biológicas, biotecnológicas y en la medicina es grande.

Fig 2. Aplicaciones existentes y Probables  
Aplicaciones de Electroporación

Introducción de ADN
Introducción de droga a la célula
Inserción de proteínas en las membranas
Inserción de droga en tumores
Terapia de localización de genes
Fusión de células aisladas
Muerte de la célula por baja energía
Inserción de tintes en la célula
Immunoassays Intracelular
Descarga de compuestos intracelulares
Entrega de drogas transdermales
Muestra de tejido no invasivo
Fusión de tejido celular

La mayoría de estas aplicaciones pueden ser realizadas mediante el equipo electroporador que se ha diseñado en este proyecto de tesis. Para algunas de estas, es necesario realizar modificaciones en la forma de aplicación; por ejemplo, para la inserción de material genético a la célula debe de diseñarse un recipiente (cubetas de electroporación) en el cual se pueda contener la solución celular de tal manera que los electrodos se mantengan en la distancia y posición necesaria para aplicar el campo eléctrico.

Como se puede ver, las aplicaciones en el campo de la biología son muy extensas y el equipo puede ser adaptado para realizar cada una de estas. Las adaptaciones que puedan realizarse estarán en función de la aplicación dada y serán desarrolladas en el momento en que sea necesario, tal vez en un momento en donde se conozca mas sobre el fenómeno de la electroporación.

## CONCLUSIONES



La electroquimioterapia es un tratamiento que está abriendo nuevas posibilidades para personas con problemas oncológicos y que tiene todavía mucho potencial por desarrollar.

Este tratamiento basado en la inserción masiva de droga anticancerígena a la célula enferma mediante la formación de poros en la membrana celular (electroporación), es un fenómeno que aún no es exactamente conocido y existen muchas incógnitas en cuanto al funcionamiento de la membrana celular, pero sobre todo esto, se sabe que la electroporación es un fenómeno que puede ser logrado mediante la aplicación de altos campos eléctricos en regiones próximas a las células.

El equipo electroporador que se ha diseñado especialmente para la aplicación de esta terapia cubre ampliamente las necesidades que son requeridas y hasta el momento la utilización de este ha caído dentro del marco que se había establecido.

Desgraciadamente en México este tratamiento es desconocido para muchos de los médicos y oncólogos que tienen que ver con el tratamiento de tumores cancerígenos. Aunado al desconocimiento del tema existe una desconfianza por la utilización de altos voltajes haciendo que esta terapia no sea fácilmente aceptada, (por los peligros que estos voltajes pudieran producir en el paciente).

Estas razones nos llevaron a la experimentación y a la realización de protocolos de investigación dentro de instituciones gubernamentales como el INP(Instituto Nacional de Pediatría) y el INN(Instituto Nacional de Neurología) para aplicar la terapia y estudiar todos sus efectos, consecuencias y ventajas. Basándose en esto podría ser "aprobada" la terapia (por así decirlo), por el cuerpo medico nacional, como una alternativa más para combatir el cáncer en México. Situación que ayudaría en forma importante a las personas de escasos recursos, además de poder ser utilizada en lugares tan aislados en donde no se pueda tener acceso a equipos de tratamiento como los de Radioterapia que usualmente son de muy alto costo.

Actualmente se están trabajando sobre los Protocolos de Investigación, proceso que resulta ser largo, pero los resultados que se han obtenido hasta el momento establecen que la aplicación de los pulsos mediante el equipo no causa daños físicos ni funcionales aparentes, que pudieran ocasionar lesiones a los paciente que serian tratados, incluso cuando se esta tratando un tumor cerebral, (que es uno de los tumores mas sensibles y con menos posibilidades de recuperación).

Finalmente, queda mucho campo por descubrir en esta terapia y mucho que hacer para la comprensión del fenómeno, pero lo más importante es que el fenómeno es fundamentalmente útil para el tratamiento del cáncer y que el equipo que aquí se diseño cubre las necesidades básicas, pero que puede ser modificado para realizar funciones que a futuro puedan ser necesitadas.

## GLOSARIO





**ADN:** Acido desoxiribonucleico

**Anticancerígeno:** *adj.* Anticanceroso.

**Carcinoma:** Tumor de naturaleza cancerosa.

**Cardiología:** (*cardio-* + *-logía*) *f.* Tratado del corazón y de sus funciones y enfermedades.

**Cerviz:** Parte posterior del cuello del hombre y de los animales.

**Citoplasma:** *m. bot.* Parte del protoplasma de la célula que rodea al núcleo.

**Clonar:** *tr.* Producir clones. Individuo reproducido de una manera perfecta en el aspecto fisiológico y bioquímico a partir de una célula originaria.

**Conductibilidad:** *fís.* Relativo a conductividad. Propiedad natural de los cuerpos que consiste en transmitir el calor o la electricidad.

**Cromosomas:** (*romo-* + *-soma*) *m.* Corpúsculo de forma fija en que se reúnen los gránulos de cromatina en ciertos momentos de la vida celular; el número de cromosomas es constante para las células de una misma especie.

**Determinístico:** Relativo a determinismo *m.* Doctrina metafísica que afirma que todo fenómeno está determinado de una manera necesaria por las circunstancias o condiciones en que se produce, y, por consiguiente, ninguno de los actos de nuestra voluntad es libre, sino necesariamente condicionado.

**Electrólisis:** *f.* Descomposición química de un cuerpo, disuelto o fundido, producida por la electricidad.

**Electrolito:** *m.* Cuerpo que se descompone en la electrólisis.

**Electroquimioterapia:** La electroquimioterapia es un tratamiento que

usa la quimioterapia convencional en combinación con técnicas de electropotración para tratar tumores cancerosos.

**Enzima:** *amb.* Fermento soluble, de naturaleza compleja, que se forma y actúa en el organismo animal.

**Epiteliales:** *m.* Relativo a epitelial. Capa superficial de la piel y de las membranas mucosas.

**Eritrocito:** *m.* Glóbulo de la sangre, al cual debe ésta su color rojo, y que contiene la hemoglobina. Sinonimo, Hematíe, glóbulo rojo.

**Estocástico:** *adj.* Probabilístico, casual. Propio o relativo al cálculo de probabilidades.

**Eucarionte:** *m.* Organismo cuyas células poseen un núcleo bien diferenciado, separado del citoplasma por una membrana.

**Gen:** (gr. *gene*, descendencia) *m. h. nat.* Factor hereditario de los gametos sexuales.

**Genoma:** (de *gen* y *cromosoma*) *m. biol.* Conjunto de los cromosomas de una célula.

**Glándulas:** *f. zool.* Órgano, constituido esencialmente por células diferenciadas del tejido epitelial, que elabora y segrega sustancias indispensables al funcionamiento del organismo (*recrementicias* o *endocrinas*) o que deben ser eliminadas (*excrementicias*).

**Glándulas endocrinas:** *adj.* Relativo a las secreciones internas. [glándula] De secreción interna.

**Hemodinámica:** *f. fisiol.* Parte de la fisiología que estudia las leyes y mecanismos que rigen la circulación sanguínea en el individuo sano y en el curso de distintas enfermedades.

**Herpes:** *m.* Erupción cutánea formada por pequeñas vesículas agrupadas y rodeadas de una zona inflamada rojiza.

**Histología:** *f.* Ciencia que estudia la estructura de los tejidos animales y vegetales.

**Inmunodepresor:** *m. med.* Sustancia que atenúa o anula las reacciones inmunológicas del organismo, utilizada para evitar el fenómeno del rechazo de los trasplantes y en ciertos tipos de cáncer.

**Inmunoterapia:** *f. med.* Inyección de anticuerpos específicos, galte. contenidos en un suero, con fines curativos.

**Inoculación:** Acción de inocular. Comunicar por medios artificiales [una enfermedad contagiosa].

**Intrínseco:** *adj.* Íntimo, esencial.

**Leucemias:** *f. med.* Enfermedad de los órganos formadores de las células sanguíneas, caracterizada por la proliferación maligna de leucocitos o sus precursores en la médula ósea y sangre periférica. Sinónimo, Leucocitemia.

**Linfá:** *f.* Líquido coagulable, casi incoloro, débilmente alcalino, que corre por los vasos llamados linfáticos y sirve de intermediario en los cambios nutritivos entre la sangre y los tejidos.

**Lípidos:** *m.* Sustancias orgánicas llamadas comúnmente grasa.

**Mastectomía:** *f. med.* Ablación de la mama o de una porción de la glándula mamaria. La remoción de todo el tejido canceroso incluyendo nódulos adyacentes de linfa y tejidos.

**Melanoma:** *m.* Tumor formado por células con abundante melanina.

**Membrana:** Lámina delgada y flexible del tejido animal o vegetal que envuelve ciertos órganos o bien absorbe, exhala o segrega ciertos fluidos: membrana *fundamental*, la del citoplasma de la célula;

**Metástasis:** Reproducción de un padecimiento en órganos distintos de aquel en que se presentó primero.

**Necrosis:** *f.* Mortificación o gangrena de una parte circunscrita de los tejidos del organismo.

**Neoplasma:** *m.* Formación anormal, en alguna parte del cuerpo, de un tejido cuyos elementos sustituyen invasoramente a los de los tejidos normales.

**Oncogén:** *m.* Gen que por mutación induce a la formación de cáncer en una célula.

**Oncogénico:** *adj.* Que causa cáncer.

**Oncología:** *f.* Parte de la medicina que trata de los tumores.

**Paliativa:** *adj.* [remedio] Que se aplica a las enfermedades incurables para mitigar su violencia.

**Permeabilizar :** Acción de permear. Que puede ser penetrado por el agua u otro fluido.

**Pólipos:** Tumor pediculado producido por la hipertrofia de la membrana mucosa en las fosas nasales, útero, etc.

**Próstata:** *f.* Glándula pequeña, que tienen los machos de los mamíferos unida al cuello de la vejiga de la orina y a la uretra, y que segrega un líquido blanquecino y viscoso.

**Proteína:** *f.* Nombre genérico de ciertos albuminoides sencillos, de cuya descomposición resultan únicamente aminoácidos. Son constituyentes esenciales de la célula viva y deben figurar en el alimento para compensar el desgaste de los tejidos y permitir

el crecimiento. **Protoplasma:** Fracción celular limitada por la membrana citoplasmática que incluye el citoplasma y el núcleo.

**Quimioterapia:** *f.* Método curativo o profiláctico de las enfermedades infecciosas por medio de productos químicos desinfectantes o paralizadores de los microbios.

**Radioterapia:** o Terapia de Radiación usa el poder de las radiografías (producidas cuando una viga de electrones golpea un blanco de metal pesado) o los rayos de gamma (emitidos por el deterioro radioactivo) para destruir tejido canceroso. Los tumores se alcanzan fácilmente con una fuente de radiación (viga de radiación o mediante implantes minúsculos radioactivos) y pueden ser curados por la terapia de radiación.

**Tejido linfático:** El formado por un estroma, en parte celular y en parte fibroso, y numerosas células, la mayoría de las cuales son linfocitos

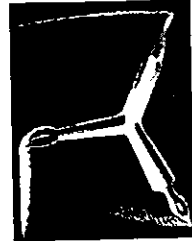
**Tracto:** Haz de fibras nerviosas que tienen el mismo origen y la misma terminación y cumplen la misma función fisiológica. Formación anatómica que media entre dos lugares del organismo y realiza una función de conducción.

**Trepanación:** Horadar [el cráneo u otro hueso] con un Instrumento quirúrgico de corte, en forma de sierra.

**Tumor:** Masa de tejido anormal que se forma en alguna parte del cuerpo: ~ *benigno*, aquel en el cual la proliferación celular no se extiende a otras partes del organismo y por sí mismo no llega a producir la muerte de quien lo padece; ~ *maligno*, aquel en el cual la proliferación celular se extiende a otras partes del organismo, y que no tratado adecuadamente, por sí mismo produce la muerte de quien lo padece.

**Tumor refractario:** Tumor que se resiste a la acción de medicamentos y terapias.

## APENDICES



### ) A QUIMIOTERAPIA

QUIMIOTERAPIA  
RADIOTERAPIA  
TERAPIA HORMONAL  
CONTROL DEL CÁNCER

### ) B LEYES Y PRINCIPIOS ELECTRICOS

CAMPO ELÉCTRICO  
DIFERENCIA DE POTENCIAL  
EQUIVALENCIAS  
DIFERENCIA DE POTENCIAL EN UN CAMPO E UNIFORME  
TEORIA DE OPERACION DEL THIRISTOR  
TEORIA DEL CONTROL DE POTENCIA DEL SCR  
TEORIA DEL TRIAC  
CONTROL DE POTENCIA Y SUPRESIÓN DE TRANSITORIOS  
ESPECIFICACIONES TECNICAS DE LOS COMPONENTES

### ) C EL MICROCONTROLADOR M CH11E1 CODÍGOS DE OPERACIÓN



## TRATAMIENTOS



### QUIMIOTERAPIA

Consiste en la utilización de fármacos para el tratamiento del cáncer. Puesto que los fármacos se distribuyen en el organismo a través del sistema circulatorio, la quimioterapia es útil para aquellos tumores cuya diseminación los hace inaccesibles a la cirugía o a la radioterapia. Existen multitud de fármacos anticancerosos, la mayor parte de los cuales actúan interfiriendo la síntesis o función del ADN. Por tanto las células en división son más sensibles a la quimioterapia. El tejido canceroso tiene una mayor proporción de células en división que los tejidos normales (en los que las células de soporte o de relleno están en una fase quiescente y son por tanto resistentes a los efectos del fármaco). Dentro de los tejidos normales, los que tienen una tasa de proliferación más rápida son la médula ósea y las células de recubrimiento del tracto gastrointestinal. Son los dos tejidos más sensibles al efecto de la quimioterapia y de la lesión de éstos depende la toxicidad, que limitará la máxima dosis tolerable de los fármacos anticancerosos. Para que el tratamiento sea efectivo, la sensibilidad del tumor debe ser superior a la del tejido normal más sensible. Mientras algunos tumores son varias veces más sensibles, otros sólo son ligeramente sensibles. Por fortuna, las células de la médula ósea pueden dividirse a mayor velocidad que las células malignas y por tanto se recuperan con mayor rapidez. Si se repite un ciclo del fármaco en este momento, el tumor no ha tenido tiempo de crecer demasiado. Los ciclos repetidos reducen de forma paulatina el tumor antes de la aparición de resistencias. La sensibilidad de ciertos tumores a la



quimioterapia es tal que es posible la curación en un alto porcentaje: en cáncer uterino, leucemias agudas (sobre todo en los niños), la enfermedad de Hodgkin y los linfomas difusos de células grandes, el carcinoma de testículo, el carcinoma de ovario, los carcinomas de células pequeñas del pulmón, y gran parte de los cánceres infantiles. Muchas veces estos procesos cancerosos se han diseminado en el momento del diagnóstico y no existe otra opción terapéutica. Otros cánceres avanzados tienen buena respuesta a la quimioterapia y pueden ser controlados durante periodos prolongados, por lo que se utiliza con frecuencia como tratamiento paliativo.

Los dos principales problemas que limitan la utilización de la quimioterapia son la toxicidad y la resistencia. Las técnicas que evitan o controlan la toxicidad y disminuyen el riesgo de resistencias se han ido perfeccionando. Es importante la instauración precoz del tratamiento, la utilización de dosis óptimas del fármaco, la repetición de los ciclos con intervalos cortos si es posible, siempre que se permita la recuperación del paciente de los efectos tóxicos.

Es eficaz la utilización de múltiples fármacos. Los protocolos de quimioterapia utilizan diferentes fármacos (a menudo entre 3 y 6 al mismo tiempo), cada uno de los cuales es eficaz de forma aislada. Se combinan fármacos con diferentes mecanismos de acción para evitar la aparición de resistencias cruzadas, y con diferentes tipos de toxicidad para poder emplear la dosis óptima de cada fármaco, sin producir toxicidad aditiva que puede resultar fatal.

Se puede utilizar la quimioterapia junto a la cirugía o a las radiaciones en la denominada terapia combinada. Muchas veces se utiliza como tratamiento coadyuvante cuando la cirugía es la principal modalidad terapéutica. Suele administrarse tras la cirugía. Esta terapia es muy eficaz en el cáncer de mama. El objetivo principal de la quimioterapia como coadyuvante es la eliminación de las micrometástasis que pudieran existir previamente a la cirugía. Es más reciente la utilización de la quimioterapia previa a la cirugía como tratamiento coadyuvante, que puede además reducir la masa del tumor y facilitar su operabilidad.

## RADIOTERAPIA

Las radiaciones ionizantes pueden ser electromagnéticas o por partículas y producen una destrucción tisular.

La radiación electromagnética incluye los rayos gamma, una forma de emisión radioactiva, y los rayos X, que se producen cuando un haz de electrones impacta en un metal pesado. La radiación de partículas incluye haces de electrones, protones, neutrones, partículas alfa (núcleos de helio) y piones. La sensibilidad de los tumores a las radiaciones es muy variable. Son tumores sensibles aquellos cuya sensibilidad es superior a la de los tejidos vecinos normales. Cuando tales tumores son además accesibles —los tumores superficiales o los tumores en órganos como el útero en el que se puede introducir una fuente de radiación— pueden ser curados mediante radioterapia. La propiedad de la radiación de respetar hasta cierto punto los tejidos normales permite el tratamiento de tumores en localizaciones donde no es posible la cirugía por la proximidad de tejidos vitales o porque el tumor ha empezado a infiltrar estructuras adyacentes que no pueden ser sacrificadas. La radioterapia también se emplea con frecuencia como tratamiento paliativo, sobre todo en las metástasis.

La radioterapia puede ser útil como coadyuvante a la cirugía. La radiación preoperatoria puede esterilizar las células tumorales con rapidez, impidiendo su diseminación en el acto quirúrgico. También puede disminuir la masa tumoral facilitando la cirugía, o transformando un tumor inoperable en otro operable. En otros casos la radioterapia se emplea en el postoperatorio.

## TERAPIA HORMONAL

Muchos cánceres procedentes de tejidos que son sensibles a la acción hormonal, como la mama, la próstata, el endometrio y la tiroides, responden al tratamiento hormonal. Consiste en la administración de diferentes hormonas o antihormonas o la eliminación del origen de la hormona estimulante.

## CONTROL DEL CÁNCER

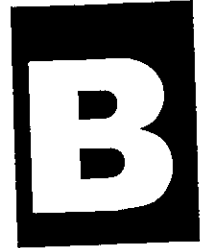
La medida más eficaz en la prevención del cáncer es la eliminación del consumo de tabaco, ya que el 30% de las muertes por cáncer son producidas por su consumo. El control de la dieta también reduce la mortalidad: disminuir la ingesta calórica para evitar la obesidad, reducción de las calorías procedentes de la grasa a un 20% de la dieta, reducción del consumo de carnes rojas, aumento de la ingesta de fibra (cereales, frutas y verduras) y alimentos protectores (con contenido en vitaminas C y A, verduras como el repollo, la coliflor, el brócoli o las coles de Bruselas). Debe limitarse el consumo de alimentos ahumados, en salazón o ricos en nitritos, así como el consumo de alcohol. Se debe limitar la exposición solar o utilizar cremas protectoras para prevenir el cáncer de la piel.

El control sobre los factores ambientales incluye la eliminación de productos carcinógenos en el lugar de trabajo y en el hogar, como por ejemplo la eliminación de la exposición a las fibras de asbestos o la reducción del gas radón en el hogar.

Las técnicas de detección precoz o *screening* pueden realizarse para el cáncer de cérvix (cuello uterino), mama, colon, recto y próstata. Es recomendable la realización de un chequeo anual a partir de los 40 años incluso en la ausencia de síntomas; los países con sistema público de salud no siempre ofrecen este servicio y el paciente debe sufragar el gasto. Las mujeres de más de 20 años deben realizar una autoexploración mamaria todos los meses. El cáncer de mama se considera uno de los principales problemas de salud en los países desarrollados y muchas mujeres mueren cada año por esta causa. Las mujeres mayores de 50 años son las que tienen mayor riesgo de desarrollar cáncer de mama y el riesgo máximo lo presentan las pacientes con una edad superior a 75 años. Los médicos recomiendan realizar un examen anual o bianual, mediante mamografía y exploración física, a las mujeres de 50 o más años de edad. En general, no se recomienda realizar mamografías por debajo de los 35 años de edad. En cuanto al grupo de mujeres entre 40 y 49 años de edad existen

controversias sobre la utilidad o no de las mamografías. Se recomiendan las medidas preventivas, como el uso de cremas o pantallas protectoras frente a la acción potencialmente lesiva de los rayos ultravioletas solares.

# LEYES Y PRINCIPIOS ELÉCTRICOS



## CAMPO ELÉCTRICO

El campo eléctrico en cualquier punto del espacio es la fuerza eléctrica que actúa sobre una carga de prueba positiva colocada en ese punto, dividida entre la magnitud de la carga de prueba  $q_0$ .

$$V_B - V_A = \int_0^d E dy = E \int_0^d dy$$

$$V_B - V_A = Ed$$

$$E = \frac{V_B - V_A}{d}$$

$E$  = Campo eléctrico

$q_0$  = Carga de prueba (Coulombs)

El campo eléctrico es la región del espacio en la cual un cuerpo electrizado se haya sometido a una fuerza de atracción o de repulsión engendrada a distancia por otro cuerpo cargado.

## DIFERENCIA DE POTENCIAL

La diferencia de potencial  $V_B - V_A$  es igual al trabajo por unidad de carga que un agente externo debe realizar para mover una carga de prueba desde el punto A hasta el punto B, sin que cambie la energía cinética.

$$V_B - V_A = \frac{V_B - V_A}{q_0} = \int_A^B E \cdot ds$$

Donde:

$V_B =$  Energía potencial en el punto B

$ds =$  Vector desplazamiento

Ya que la diferencia de potencial es una medida de la energía por unidad de carga, las unidades SI (Sistema Internacional) del potencial son Joules por coulomb. Definidas como igual a una unidad llamada volt o voltio (V).

$$1V \equiv 1 J/C$$

### EQUIVALENCIAS

La ecuación  $V_B - V_A = \frac{V_B - V_A}{q_0} = \int_A^B \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s}$  muestra que la diferencia

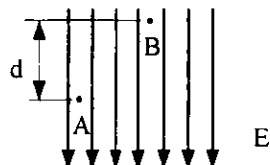
de potencial también tiene unidades de campo eléctrico multiplicadas por la distancia. Desde este punto de vista, se deduce que la unidad SI del campo eléctrico (N/C) también se puede expresar como volts por metro.

$$1 N/C = 1 V/m$$

### DIFERENCIA DE POTENCIAL EN UN CAMPO $\mathbf{E}$ UNIFORME

Para un campo eléctrico en dirección del eje Y(-), E puede convertirse a  $-Ej$  ya que el campo está en dirección -y  $ds = (i dx + j dy)$  que indica un desplazamiento del punto A al punto B.

$$\mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = -Ej \cdot (i dx + j dy) = -E dy$$



Dado que E es constante, entonces:

$$V_B - V_A = \int_0^d E dy = E \int_0^d dy$$

$$V_B - V_A = Ed$$

$$E = \frac{V_B - V_A}{d}$$

Este resultado muestra que la diferencia de potencial entre dos puntos cualesquiera de un campo eléctrico uniforme solo dependen del desplazamiento  $d$  en la dirección paralela a  $E$ .

## THEORY OF THYRISTOR OPERATION

To successfully apply thyristors, an understanding of their characteristics, ratings, and limitations is imperative. In this chapter, significant thyristor characteristics, the basis of their ratings, and their relationship to circuit design are discussed.

Several different kinds of thyristors are shown in Table 2.1. Silicon Controlled Rectifiers (SCRs) are the most widely used as power control elements; triacs are quite popular in lower current (under 40 A) ac power applications. Diacs, SUSs and SBSs are most commonly used as gate trigger devices for the power control elements.

Table 2.1. Thyristor Types

*JEDEC Titles	Popular Names, Types
Reverse Blocking Diode Thyristor	†Four Layer Diode, Silicon Unilateral Switch (SUS)
Reverse Blocking Triode Thyristor	Silicon Controlled Rectifier (SCR)
Reverse Conducting Diode Thyristor	†Reverse Conducting Four Layer Diode
Reverse Conducting Triode Thyristor	Reverse Conducting SCR
Bidirectional Triode Thyristor	Triac

\*JEDEC is an acronym for the Joint Electron Device Engineering Councils, an industry standardization activity co-sponsored by the Electronic Industries Association (EIA) and the National Electrical Manufacturers Association (NEMA).

†Not generally available

Before considering thyristor characteristics in detail, a brief review of their operation based upon the common two-transistor analogy of an SCR is in order.

### BASIC BEHAVIOR

The bistable action of thyristors is readily explained by analysis of the structure of an SCR. This analysis is es-

entially the same for any operating quadrant of triac because a triac may be considered as two parallel SCRs oriented in opposite directions. Figure 2.1(a) shows the schematic symbol for an SCR, and Figure 2.1(b) shows the P-N-P-N structure the symbol represents. In the two-transistor model for the SCR shown in Figure 2.1(c), the interconnections of the two transistors are such that regenerative action occurs. Observe that if current is injected into any leg of the model, the gain of the transistors (if sufficiently high) causes this current to be amplified in another leg. In order for regeneration to occur, it is necessary for the sum of the common base current gains ( $\alpha$ ) of the two transistors to exceed unity. Therefore, because the junction leakage currents are relatively small and current gain is designed to be low at the leakage current level, the PNP device remains off unless external current is applied. When sufficient trigger current is applied (to the gate, for example, in the case of an SCR) to raise the loop gain to unity, regeneration occurs and the on-state principal current is limited primarily by external circuit impedance. If the initiating trigger current is removed, the thyristor remains in the on state, providing the current level is high enough to meet the unity gain criteria. This critical current is called latching current.

In order to turn off a thyristor, some change in current must occur to reduce the loop gain below unity. From the model, it appears that shorting the gate to cathode would accomplish this. However in an actual SCR structure, the gate area is only a fraction of the cathode area and very little current is diverted by the short. In practice, the principal current must be reduced below a certain level, called holding current, before gain falls below unity and turn-off may commence.

In fabricating practical SCRs and Triacs, a "shorted emitter" design is generally used in which, schematically, a resistor is added from gate to cathode or gate to MT1. Because current is diverted from the N-base through the resistor, the gate trigger current, latching current and holding current all increase. One of the principal reasons for the shunt resistance is to improve dynamic performance at high temperatures. Without the shunt, leakage current on most high current thyristors could initiate turn-on at high temperatures.



Sensitive gate thyristors employ a high resistance shunt or none at all; consequently, their characteristics can be altered dramatically by use of an external resistance. An external resistance has a minor effect on most shorted emitter designs.

creased, however, the ability of a thyristor to support applied voltage is reduced and there is a certain value of gate current at which the behavior of the thyristor closely resembles that of a rectifier. Because thyristor turn-on, as a result of exceeding the breakover voltage, can produce high instantaneous power dissipation non-uniformly distributed over the die area during the switching transition, extreme temperatures resulting in die failure may occur unless the magnitude and rate of rise of principal current ( $di/dt$ ) is restricted to tolerable levels. For normal operation, therefore, SCRs and triacs are operated at applied voltages lower than the break-over voltage, and are made to switch to the on state by gate signals high enough to assure complete turn-on

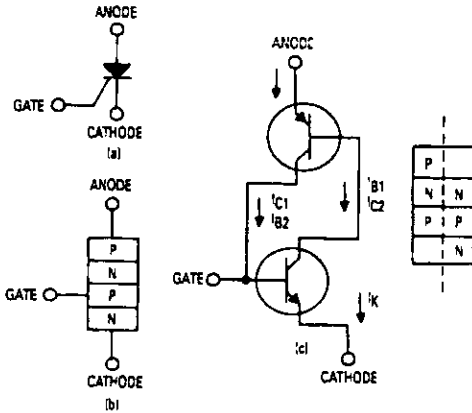


Figure 2.1. Two-transistor analogy of an SCR: (a) schematic symbol of SCR; (b) P-N-P-N structure represented by schematic symbol; (c) two-transistor model of SCR.

Junction temperature is the primary variable affecting thyristor characteristics. Increased temperatures make the thyristor easier to turn on and keep on. Consequently, circuit conditions which determine turn-on must be designed to operate at the lowest anticipated junction temperatures, while circuit conditions which are to turn off the thyristor or prevent false triggering must be designed to operate at the maximum junction temperature.

Thyristor specifications are usually written with case temperatures specified and with electrical conditions such that the power dissipation is low enough that the junction temperature essentially equals the case temperature. It is incumbent upon the user to properly account for changes in characteristics caused by the circuit operating conditions different from the test conditions.

### TRIGGERING CHARACTERISTICS

Turn-on of a thyristor requires injection of current to raise the loop gain to unity. The current can take the form of current applied to the gate, an anode current resulting from leakage, or avalanche breakdown of a blocking junction. As a result, the breakover voltage of a thyristor can be varied or controlled by injection of a current at the gate terminal. Figure 2.2 shows the interaction of gate current and voltage for an SCR.

When the gate current  $I_g$  is zero, the applied voltage must reach the breakover voltage of the SCR before switching occurs. As the value of gate current is in-

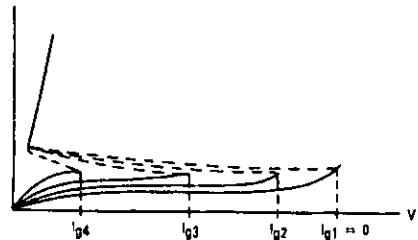


Figure 2.2. Thyristor Characteristics Illustrating Breakover as a Function of Gate Current

dependent of the applied voltage. On the other hand, diacs and other thyristor trigger devices are designed to be triggered by anode breakover. Nevertheless they also have  $di/dt$  and peak current limits which must be adhered to.

A triac works the same general way for both positive and negative voltage. However since a triac can be switched on by either polarity of the gate signal regardless of the voltage polarity across the main terminals, the situation is somewhat more complex than for an SCR.

The various combinations of gate and main terminal polarities are shown in Figure 2.3. The relative sensitivity depends on the physical structure of a particular triac,

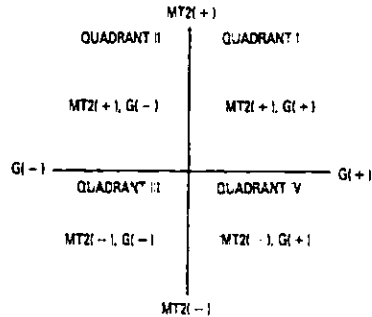


Figure 2.3. Quadrant Definitions for a Triac

but as a rule, sensitivity is highest in quadrant I and quadrant IV is generally considerably less sensitive than the others.

Gate sensitivity of a triac as a function of temperature is shown in Figure 2.4.

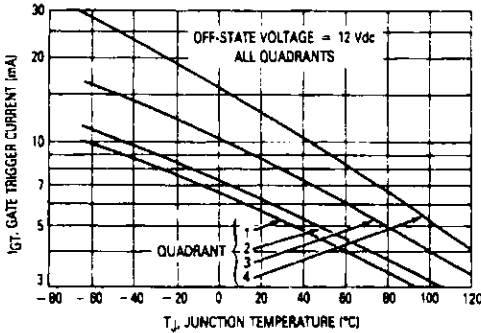


Figure 2.4. Typical Triac Triggering Sensitivity in the Four Trigger Quadrants

Since both the junction leakage currents and the current gain of the "transistor" elements increase with temperature, the magnitude of the required gate trigger current decreases as temperature increases. The gate — which can be regarded as a diode — exhibits a decreasing voltage drop as temperature increases. Thus it is important that the gate trigger circuit be designed to deliver sufficient current to the gate at the lowest anticipated temperature.

It is also advisable to observe the maximum gate current, as well as peak and average power dissipation ratings. Also in the negative direction, the maximum gate ratings should be observed. Both positive and negative gate limits are often given on the data sheets and they may indicate that protective devices such as voltage clamps and current limiters may be required in some applications. It is generally inadvisable to dissipate power in the reverse direction.

Although the criteria for turn-on have been described in terms of current, it is more basic to consider the thyristor as being charge controlled. Accordingly, as the duration of the trigger pulse is reduced, its amplitude must be correspondingly increased. Figure 2.5 shows typical behavior at various pulse widths and temperatures.

The gate pulse width required to trigger a thyristor also depends upon the time required for the anode current to reach the latching value. It may be necessary to maintain a gate signal throughout the conduction period in applications where the load is highly inductive or where the anode current may swing below the holding value within the conduction period.

When triggering an SCR with a dc current, excess leakage in the reverse direction normally occurs if the trigger signal is maintained during the reverse blocking phase of the anode voltage. This happens because the SCR op-

erates like a remote base transistor having a gain which is generally about 0.5. When high gate drive currents are used, substantial dissipation could occur in the SCR or a significant current could flow in the load; therefore, some means usually must be provided to remove the gate signal during the reverse blocking phase.

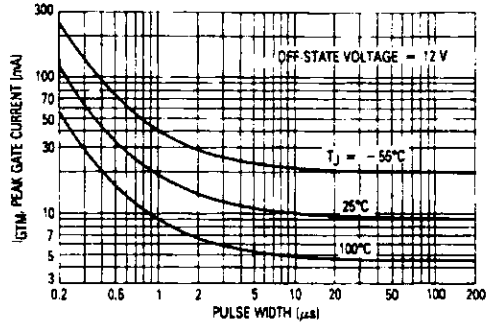


Figure 2.5. Typical Behavior of Gate Trigger Current as Pulse Width and Temperature Are Varied

#### LATCH AND HOLD CHARACTERISTICS

In order for the thyristor to remain in the on state when the trigger signal is removed, it is necessary to have sufficient principal current flowing to raise the loop gain to unity. The principal current level required is the latching current,  $I_L$ . Although triacs show some dependency on the gate current in quadrant II, the latching current is primarily affected by the temperature on shorted emitter structures.

In order to allow turn off, the principal current must be reduced below the level of the latching current. The current level where turn off occurs is called the holding current,  $I_H$ . Like the latching current, the holding current is affected by temperature and also depends on the gate impedance.

Reverse voltage on the gate of an SCR markedly increases the latch and hold levels. Forward bias on thyristor gates may significantly lower from the values shown in the data sheets since those values are normally given with the gate open. Failure to take this into account can cause latch or hold problems when thyristors are being driven from transistors whose saturation voltages are a few tenths of a volt.

Thyristors made with shorted emitter gates are obviously not as sensitive to the gate circuit conditions as devices which have no built-in shunt.

#### SWITCHING CHARACTERISTICS

When triacs or SCRs are triggered by a gate signal, the turn-on time consists of two stages: a delay time,  $t_d$ , and a rise time,  $t_r$ , as shown in Figure 2.6. The total gate controlled turn-on time,  $t_{gt}$ , is usually defined as the time interval between the 50 percent point of the leading edge

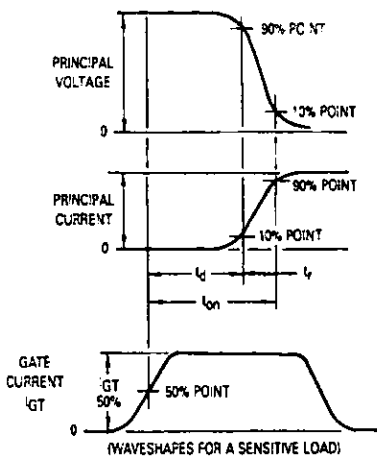


Figure 2.6. Waveforms Illustrating Thyristor Turn-On Time For A Resistive Load

of the gate trigger voltage and 90 percent point of the principal current. The rise time  $t_r$  is the time interval required for the principal current to rise from 10 to 90 percent of its maximum value. A resistive load is usually specified.

Delay time decreases slightly as the peak off-state voltage increases. It is primarily related to the magnitude of the gate-trigger current and shows a relationship which is roughly inversely proportional.

The rise time is influenced primarily by the off-state voltage, as high voltage causes an increase in regenerative gain. Of major importance in the rise time interval is the relationship between principal voltage and current flow through the thyristor  $di/dt$ . During this time the dynamic voltage drop is high and the current density due to the possible rapid rate of change can produce localized hot spots in the die. This may permanently degrade the blocking characteristics. Therefore, it is important that power dissipation during turn-on be restricted to safe levels.

Turn-off time is a property associated only with SCRs and other unidirectional devices. (In triacs or bidirectional devices a reverse voltage cannot be used to provide circuit-commutated turn-off voltage because a reverse voltage applied to one half of the structure would be a forward-bias voltage to the other half.) For turn-off times in SCRs, the recovery period consists of two stages, a reverse recovery time and a gate or forward blocking recovery time, as shown in Figure 2.7.

When the forward current of an SCR is reduced to zero at the end of a conduction period, application of reverse voltage between the anode and cathode terminals causes reverse current flow in the SCR. The current persists until the time that the reverse current decreases to the leakage

level. Reverse recovery time ( $t_{rr}$ ) is usually measured from the point where the principal current changes polarity to a specified point on the reverse current waveform as indicated in Figure 2.7. During this period the anode and cathode junctions are being swept free of charge so that they may support reverse voltage. A second recovery period, called the gate recovery time,  $t_{gr}$ , must elapse for the charge stored in the forward-blocking junction to recombine so that forward-blocking voltage can be reapplied and successfully blocked by the SCR. The gate recovery time of an SCR is usually much longer than the reverse recovery time. The total time from the instant reverse recovery current begins to flow to the start of the forward-blocking voltage is referred to as circuit-commutated turn-off time  $t_q$ .

Turn-off time depends upon a number of circuit conditions including on-state current prior to turn-off, rate of change of current during the forward-to-reverse transition, reverse-blocking voltage, rate of change of reapplied forward voltage, the gate bias, and junction temperature. Increasing junction temperature and on-state current both increase turn-off time and have a more significant effect than any of the other factors. Negative gate bias will decrease the turn-off time.

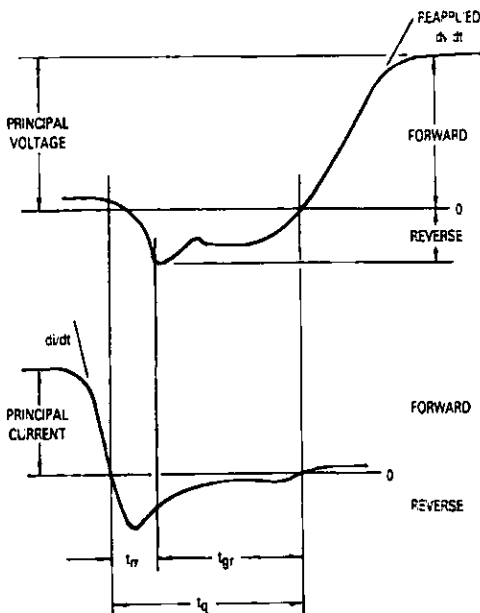


Figure 2.7. Waveforms Illustrating Thyristor Turn-Off Time

For applications in which an SCR is used to control ac power, during the entire negative half of the sine wave a reverse voltage is applied. Turn off is easily accomplished for most devices at frequencies up to a few kilohertz. For applications in which the SCR is used to control the output of a full-wave rectifier bridge, however, there is no reverse voltage available for turn-off, and complete turn-off can be accomplished only if the bridge output is reduced close to zero such that the principal current is reduced to a value lower than the device holding current for a sufficiently long time. Turn-off problems may occur even at a frequency of 60 Hz particularly if an inductive load is being controlled.

In triacs, rapid application of a reverse polarity voltage does not cause turn-off because the main blocking junctions are common to both halves of the device. When the first triac structure (SCR-1) is in the conducting state, a quantity of charge accumulates in the N-type region as a result of the principal current flow. As the principal current crosses the zero reference point, a reverse current is established as a result of the charge remaining in the N-type region, which is common to both halves of the device. Consequently, the reverse recovery current becomes a forward current to the second half of the triac. The current resulting from stored charge causes the second half of the triac to go into the conducting state in the absence of a gate signal. Once current conduction has been established by application of a gate signal, therefore, complete loss in power control can occur as a result of interaction within the N-type base region of the triac unless sufficient time elapses or the rate of application of the reverse polarity voltage is slow enough to allow nearly all the charge to recombine in the common N-type region. Therefore, triacs are generally limited to low-frequency - 60 Hz applications. Turn-off or commutation of triacs is more severe with inductive loads than with resistive loads because of the phase lag between voltage and current associated with inductive loads. Figure 2.8 shows the waveforms for an inductive load with lagging current power factor. At the time the current reaches zero crossover (Point A), the half of the triac in conduction begins to commutate when the principal current falls below the holding current. At the instant the conducting half of the triac turns off, an applied voltage opposite the current polarity is applied across the triac terminals (Point B). Because this voltage is a forward bias to the second half of the triac, the suddenly reapplied voltage in conjunction with the remaining stored charge in the high-voltage junction reduces the over-all device capability to

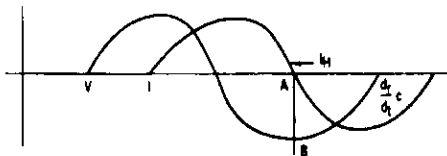


Figure 2.8. Inductive Load Waveforms

support voltage. The result is a loss of power control to the load, and the device remains in the conducting state in absence of a gate signal. The measure of triac turn-off ability is the rate of rise of the opposite polarity voltage it can handle without remaining on. It is called commutating  $dv/dt$  ( $dv/dt(c)$ ). Circuit conditions and temperature affect  $dv/dt(c)$  in a manner similar to the way  $t_q$  is affected in an SCR.

It is imperative that some means be provided to restrict the rate of rise of reapplied voltage to a value which will permit triac turn-off under the conditions of inductive load. A commonly accepted method for keeping the commutating  $dv/dt$  within tolerable levels is to use an RC snubber network in parallel with the main terminals of the triac. Because the rate of rise of applied voltage at the triac terminal is a function of the load impedance and the RC snubber network, the circuit can be evaluated under worst-case conditions of operating case temperature and maximum principal current. The values of resistance and capacitance in the snubber are then adjusted so that the rate of rise of commutating  $dv/dt$  stress is within the specified minimum limit under any of the conditions mentioned above. The value of snubber resistance should be high enough to limit the snubber capacitance discharge currents during turn-on and dampen the LC oscillation during commutation. The combination of snubber values having highest resistance and lowest capacitance that provides satisfactory operation is generally preferred.

## FALSE TRIGGERING

Circuit conditions can cause thyristors to turn on in the absence of the trigger signal. False triggering may result from:

- 1) A high rate of rise of anode voltage, (the  $dv/dt$  effect).
- 2) Transient voltages causing anode breakover.
- 3) Spurious gate signals.

**Static  $dv/dt$  effect:** When a source voltage is suddenly applied to a thyristor which is in the off state, it may switch from the off state to the conducting state. If the thyristor is controlling alternating voltage, false turn-on resulting from a transient imposed voltage is limited to no more than one-half cycle of the applied voltage because turn-off occurs during the zero current crossing. However, if the principal voltage is dc voltage, the transient may cause switching to the on state and turn-off could then be achieved only by a circuit interruption.

The switching from the off state caused by a rapid rate of rise of anode voltage is the result of the internal capacitance of the thyristor. A voltage wavefront impressed across the terminals of a thyristor causes a capacitance-charging current to flow through the device which is a function of the rate of rise of applied off-state voltage ( $i = C dv/dt$ ). If the rate of rise of voltage exceeds a critical value, the capacitance charging current exceeds the gate triggering current and causes device turn-on. Operation

at elevated junction temperatures reduces the thyristor ability to support a steep rising voltage  $dv/dt$  because of increased sensitivity.

$dv/dt$  ability can be improved quite markedly in sensitive gate devices and to some extent in shorted emitter designs by a resistance from gate to cathode (or MT1) however reverse bias voltage is even more effective in an SCR. More commonly, a snubber network is used to keep the  $dv/dt$  within the limits of the thyristor when the gate is open.

**TRANSIENT VOLTAGES:** — Voltage transients which occur in electrical systems as a result of disturbance on the ac line caused by various sources such as energizing transformers, load switching, solenoid closure, contractors and the like may generate voltages which are above the ratings of thyristors. Thyristors, in general, switch from the off state to the on state whenever the breakover voltage of the device is exceeded, and energy is then transferred to the load. However, unless a thyristor is specified for use in a breakover mode, care should be exercised to ensure that breakover does not occur, as some devices may incur surface damage with a resultant degradation of blocking characteristics. It is good practice when thyristors are exposed to a heavy transient environment to provide some form of transient suppression.

For applications in which low-energy, long-duration transients may be encountered, it is advisable to use thyristors that have voltage ratings greater than the highest voltage transient expected in the system. The use of voltage clipping cells (MOV or Zener) is also an effective method to hold transient below thyristor ratings. The use of an RC "snubber" circuit is effective in reducing the effects of the high-energy short-duration transients more frequently encountered. The snubber is commonly required to prevent the static  $dv/dt$  limits from being exceeded, and often may be satisfactory in limiting the amplitude of the voltage transients as well.

For all applications, the  $dv/dt$  limits may not be exceeded. This is the minimum value of the rate of rise off-state voltage applied immediately to the MT1-MT2 terminals after the principal current of the opposing polarity has decreased to zero.

**SPURIOUS GATE SIGNALS:** In noisy electrical environments, it is possible for enough energy to cause gate triggering to be coupled into the gate wiring by stray capacitance or electromagnetic induction. It is therefore advisable to keep the gate lead short and have the common return directly to the cathode or MT1. In extreme cases, shielded wire may be required. Another aid commonly used is to connect a capacitance on the order of 0.01 to 0.1  $\mu F$  across the gate and cathode terminals. This has the added advantage of increasing the thyristor  $dv/dt$  capability, since it forms a capacitive divider with the anode to gate capacitance. The gate capacitor also reduces the rate of application of gate trigger current which may cause  $di/dt$  failure if a high inrush load is present.

#### THYRISTOR RATINGS

To insure long life and proper operation, it is important that operating conditions be restrained from exceeding

thyristor ratings. The most important and fundamental ratings are temperature and voltage which are interrelated to some extent. The voltage ratings are applicable only up to the maximum temperature ratings of a particular part number. The temperature rating may be chosen by the manufacturer to insure satisfactory voltage ratings, switching speeds, or  $dv/dt$  ability.

#### OPERATING CURRENT RATINGS

Current ratings are not independently established as a rule. The values are chosen such that at a practical case temperature the power dissipation will not cause the junction temperature rating to be exceeded.

Various manufacturers may choose different criteria to establish ratings. At Motorola, use is made of the thermal response of the semiconductor and worst case values of on-state voltage and thermal resistance, to guarantee the junction temperature is at or below its rated value. Values shown on data sheets consequently differ somewhat from those computed from the standard formula:

$$T_C(\text{max}) - T(\text{rated}) = R_{\theta JC} \times P_D(\text{AV})$$

where

$T_C(\text{max})$  — Maximum allowable case temperature

$T(\text{rated})$  — Rated junction temperature or maximum rated case temperature with zero principal current and rated ac blocking voltage applied.

$R_{\theta JC}$  — Junction to case thermal resistance

$P_D(\text{AV})$  — Average power dissipation

The above formula is generally suitable for estimating case temperature in situations not covered by data sheet information. Worst case values should be used for thermal resistance and power dissipation.

#### OVERLOAD CURRENT RATINGS

Overload current ratings may be divided into two types: non-repetitive and repetitive.

Non-repetitive overloads are those which are not a part of the normal application of the device. Examples of such overloads are faults in the equipment in which the devices are used and accidental shorting of the load. Non-repetitive overload ratings permit the device to exceed its maximum operating junction temperature for short periods of time because this overload rating applies following any rated load condition. In the case of a reverse blocking thyristor or SCR, the device must block rated voltage in the reverse direction during the current overload. However, no type of thyristor is required to block off-state voltage at any time during or immediately following the overload. Thus, in the case of a triac, the device need not block in either direction during or immediately following the overload. Usually only approximately one hundred such current overloads are permitted over the life of the device. These non-repetitive overload ratings just described may be divided into two types: multicycle (which include single cycle) and sub-cycle. For an SCR, the multicycle overload current rating, or surge current rating as it is commonly called, is generally presented as a curve giving the maximum peak

values of half sine wave on-state current as a function of overload duration measured in number of cycles for a 60 Hz frequency.

For a triac, the current waveform used in the rating is a full sine wave. Multicycle surge curves are used to select proper circuit breakers and series line impedances to prevent damage to the thyristor in the event of an equipment fault.

The subcycle overload or subcycle surge rating curve is so called because the time duration of the rating is usually from about one to eight milliseconds which is less than the time of one cycle of a 60 Hz power source. Overload peak current is often given in curve form as a function of overload duration. This rating also applies following any rated load condition and neither off-state nor reverse blocking capability is required on the part of the thyristor immediately following the overload current. The subcycle surge current rating may be used to select the proper current-limiting fuse for protection of the thyristor in the event of an equipment fault. Since this use of the rating is so common, manufacturers simply publish the  $i^2t$  rating in place of the subcycle current overload curve because fuses are commonly rated in terms of  $i^2t$ . The  $i^2t$  rating can be approximated from the single cycle surge rating ( $I_{TSM}$ ) by using:

$$i^2t = I_{TSM}^2 \times t$$

where the time  $t$  is the time base of the overload, i.e., 8.33 ms for a 60 Hz frequency.

Repetitive overloads are those which are an intended part of the application such as a motor drive application. Since this type of overload may occur a large number of times during the life of the thyristor, its rated maximum operating junction temperature must not be exceeded during the overload if long thyristor life is required. Since this type of overload may have a complex current waveform and duty-cycle, a current rating analysis involving the use of the transient thermal impedance characteristics is often the only practical approach. In this type of analysis, the thyristor junction-to-case transient thermal impedance characteristic is added to the user's heat dissipator transient thermal impedance characteristic. Then by the superposition of power waveforms in conjunction with the composite thermal impedance curve, the overload current rating can be obtained. The exact calculation procedure is found in the power semiconductor literature.

## THEORY OF SCR POWER CONTROL

The most common form of SCR power control is phase control. In this mode of operation, the SCR is held in an off condition for a portion of the positive half cycle and then is triggered into an on condition at a time in the half cycle determined by the control circuitry (in which the circuit current is limited only by the load — the entire line voltage except for a nominal one volt drop across the SCR is applied to the load).

One SCR alone can control only one half cycle of the waveform. For full wave ac control, two SCRs are connected in inverse parallel (the anode of each connected to the cathode of the other, see Figure 2.9a). For full wave dc control, two methods are possible. Two SCRs may be used in a bridge rectifier (see Figure 2.9b) or one SCR may be placed in series with a diode bridge (see Figure 2.9c).

Figure 2.10 shows the voltage waveform along with some common terms used in describing SCR operation. Delay angle is the time, measured in electrical degrees, during which the SCR is blocking the line voltage. The period during which the SCR is on is called the conduction angle.

It is important to note that the SCR is a voltage controlling device. The load and power source determine the circuit current.

Now we arrive at a problem. Different loads respond to different characteristics of the ac waveform. Some loads are sensitive to peak voltage, some to average voltage and some to rms voltage. Figure 2.11 shows the various characteristic voltages plotted against the conduction angle for half wave and full wave circuits. These voltages have been normalized to the rms of the applied voltage. To determine the actual peak, average or rms voltage for any conduction angle, we simply multiply the normalized voltage by the rms value of the applied line voltage. (These normalized curves also apply to current in a resistive circuit.) Since the greatest majority of circuits are either 115 or 230 volt power, the curves have been redrawn for these voltages in Figure 2.12.

A relative power curve has been added to Figure 2.12 for constant impedance loads such as heaters. (Incandescent lamps and motors do not follow this curve precisely since their relative impedance changes with applied voltage.) To use the curves, we find the full wave rated power of the load, then multiply by the fraction associated with the phase angle in question. For example, a 180° conduction angle in a half wave circuit provides 0.5 x full wave full-conduction power.

An interesting point is illustrated by the power curves. A conduction angle of 30° provides only three per cent of full power in a full wave circuit, and a conduction angle of 150° provides 97 per cent of full power. Thus, the control circuit can provide 94 per cent of full power control with a pulse phase variation of only 120°. Thus, it becomes pointless in many cases to try to obtain conduction angles less than 30° or greater than 150°.

## CONTROL CHARACTERISTICS

The simplest and most common control circuit for phase control is a relaxation oscillator. This circuit is shown diagrammatically as it would be used with an SCR in Figure 2.13. The capacitor is charged through the resistor from a voltage or current source until the breakover voltage of the trigger device is reached. At that time, the trigger device changes to its on state, and the capacitor is discharged through the gate of the SCR. Turn-on of the

SCR is thus accomplished with a short, high current pulse. Commonly used trigger devices are unijunction and programmable unijunction transistors, silicon bilateral switches, sidacs and optically coupled thyristors. Phase control can be obtained by varying the RC time constant of a charging circuit so that trigger device turn-on occurs at varying phase angles within the controlled half cycle.

If the relaxation oscillator is to be operated from a pure dc source, the capacitor voltage-time characteristic is shown in Figure 2.14. This shows the capacitor voltage as it rises all the way to the supply voltage through several time constants. Figure 2.14(b) shows the charge characteristic in the first time constant greatly expanded. It is this portion of the capacitor charge characteristic which is most often used in SCR and Triac control circuits.

Generally, a design starting point is selection of a capacitance value which will reliably trigger the thyristor when the capacitor is discharged. Gate characteristics and ratings, trigger device properties and the load impedance play a part in the selection. Since not all of the important parameters for this selection are completely specified, experimental determination is often the best method.

Low-current loads and strongly inductive circuits sometimes cause triggering difficulty because the gate current pulse goes away before the principal thyristor current achieves the latching value. A series gate resistor can be used to introduce a RC discharge time constant in the gate circuit and lengthen trigger pulse duration allowing more time for the main terminal current to rise to the latching value. Small thyristors will require a series gate resistance to avoid exceeding the gate ratings. The discharge time constant of a snubber, if used, can also aid latching. The duration of these capacitor discharge duration currents can be estimated by

$t_{w10} = 2.3 RC$  where  $t_{w10}$  = time for current to decay to 10% of the peak.

For example, when an 8 volt SBS is used to discharge a  $0.5 \mu F$  capacitor through a 15 ohm resistor into the gate of an SCR

$t_{w10} = (2.3) (15) (0.5) = 17.3 \mu s.$

Because of internal voltage drops in the SBS and SCR gates, the peak current will be somewhat less than

$I_{pk} = 8/15 = 0.53 \text{ amp.}$

All trigger devices require some drive current to fire. Highly sensitive devices appear to be voltage operated when the current required to fire them is insignificant. The MBS4991 SBS requires that the switching current be taken into consideration. For a given RC time constant, larger capacitors allow the use of lower value timing resistors and less sensitive trigger components.

An example will demonstrate the procedure. Assume that we wish to trigger a 2N4170 SCR with an 8 volt MBS4991. We have determined that a  $1 \mu F$  capacitor will supply the necessary SCR gate current magnitude and duration while not exceeding the gate ratings. Assume a 16 volt 60 Hz dc gate power supply,  $30^\circ$  minimum con-

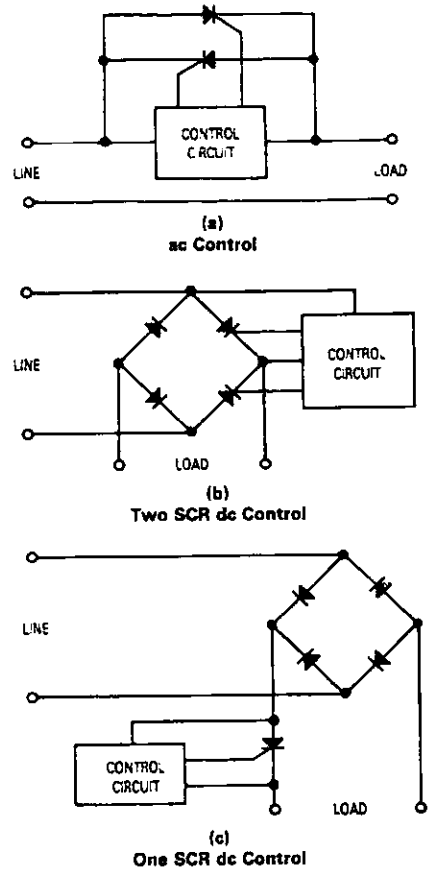


Figure 2.9. SCR Connections For Various Methods Of Phase Control

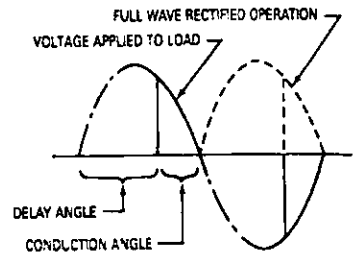


Figure 2.10. Sine Wave Showing Principles Of Phase Control

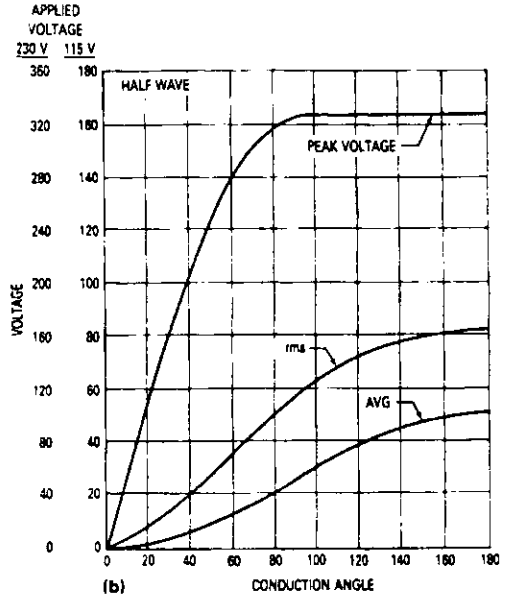
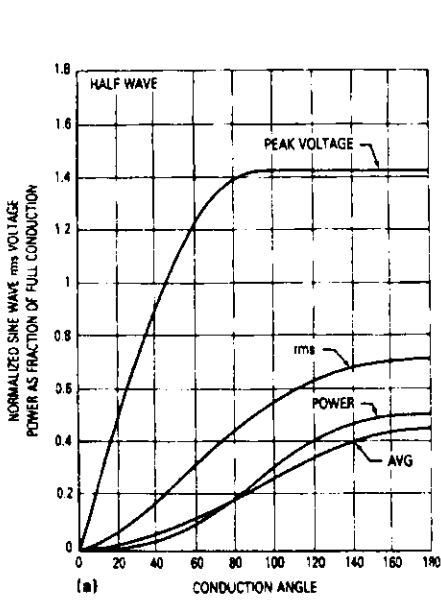


Figure 2.11. Half-Wave Characteristics Of Thyristor Power Control

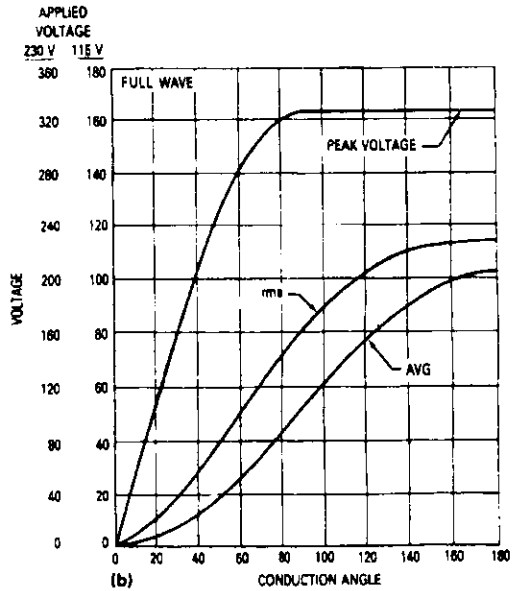
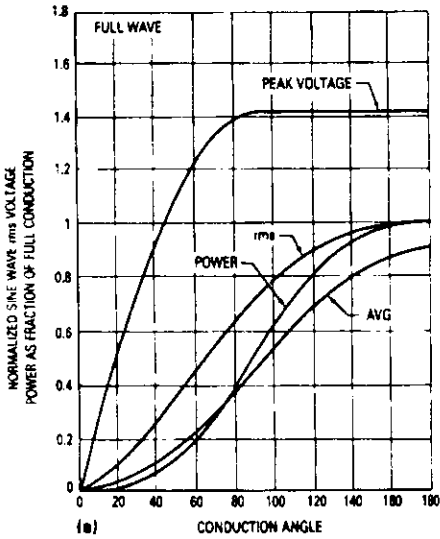


Figure 2.12. Full-Wave Characteristics Of Thyristor Power Control



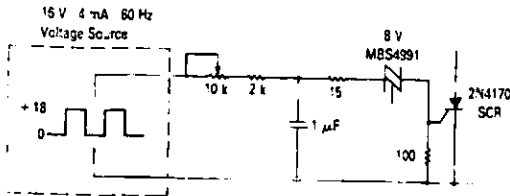


Figure 2.13. SCR Trigger Circuit

duction angle and 150° maximum conduction angle with a 60 Hz anode power source. The capacitor must charge to 8/16 or 0.5 of the available charging voltage in the desired time. Referring to Figure 2.14(b), we see that 0.5 of the charging voltage represents 0.693 time constant. The 30° conduction angle requires that the firing pulse be delayed 150° or 6.94 milliseconds (8.33 milliseconds is the period of 1/2 cycle at 60 Hz). To obtain this delay,

$$6.94 \text{ ms} = 0.693 \text{ RC}$$

$$\text{RC} = 10.01 \text{ ms.}$$

$$\text{If } C = 1 \mu\text{F,}$$

$$R = \frac{10 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-6}} = 10 \text{ k ohms.}$$

The timing resistor must be capable of supplying at least the worst case maximum SBS switching current at the peak point voltage. The available current is

$$\frac{16 \text{ V} - 8 \text{ V}}{10^4 \text{ ohms}} = 800 \mu\text{A.}$$

This is more than the 500 µA needed by the MBS4991 at 25°C. If it were not, the design procedure would need to be repeated using larger C and smaller R. Alternatively, a more sensitive MBS4992 could be used.

To obtain minimum R, 150° conduction angle, the delay is 30° or

$$30/180 \times 8.33 = 1.39 \text{ ms}$$

$$1.39 \text{ ms} = 0.693 \text{ RC}$$

$$\text{RC} = 2.01 \text{ ms}$$

$$R = \frac{2.01 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-6}} = 2000 \text{ ohms.}$$

A 10 k potentiometer with a 2 k series resistor will serve this purpose.

In this application, the trigger circuit is reset by line crossing each half cycle. Consequently, SBS latching after firing is permissible. If the device were used as a free running oscillator, it would be necessary for the peak point current to be less than the minimum holding current specification of the SBS at maximum operating temperature. Timing accuracy requires the 16 V source to be capable of supplying the worst case required current. In the example, the initial instantaneous capacitor charging current will be  $16 \text{ V} / 2 \text{ k} = 8 \text{ mA}$ . The gate load line must also enclose the peak point voltage. The SBS clamps the capacitor voltage when it breaks over causing little or no further change in the voltage across the capacitor. Con-

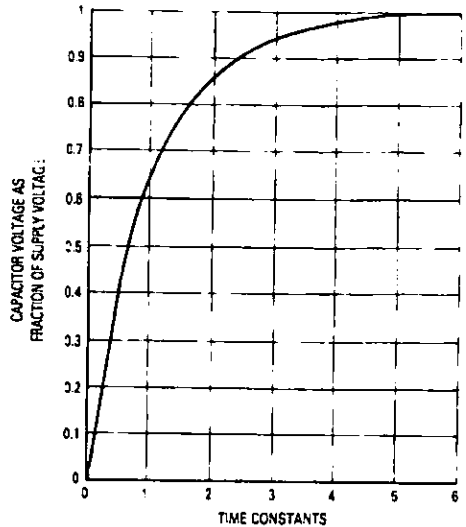


Figure 2.14(a). Capacitor Charging From dc Source

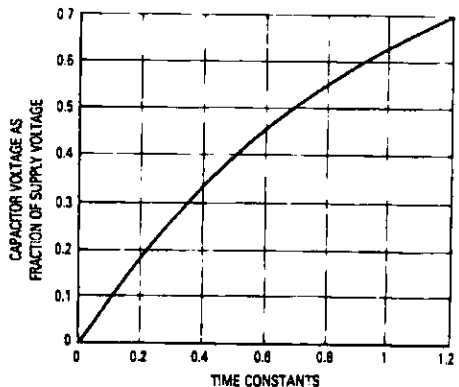


Figure 2.14(b). Expanded Scale

sequently, all of the available current at that time ( $16 \text{ V} - 8 \text{ V} / 2 \text{ k} = 4 \text{ mA}$ ) diverts through the SBS causing it to fire.

In many of the recently proposed circuits for low cost operation, the timing capacitor of the relaxation oscillator is charged through a rectifier and resistor using the ac power line as a source. Calculations of charging time with this circuit become exceedingly difficult, although they are still necessary for circuit design. The curves of Figure 2.15 simplify the design immensely. These curves show the voltage-time characteristic of the capacitor charged from one half cycle of a sine wave. Voltage is normalized

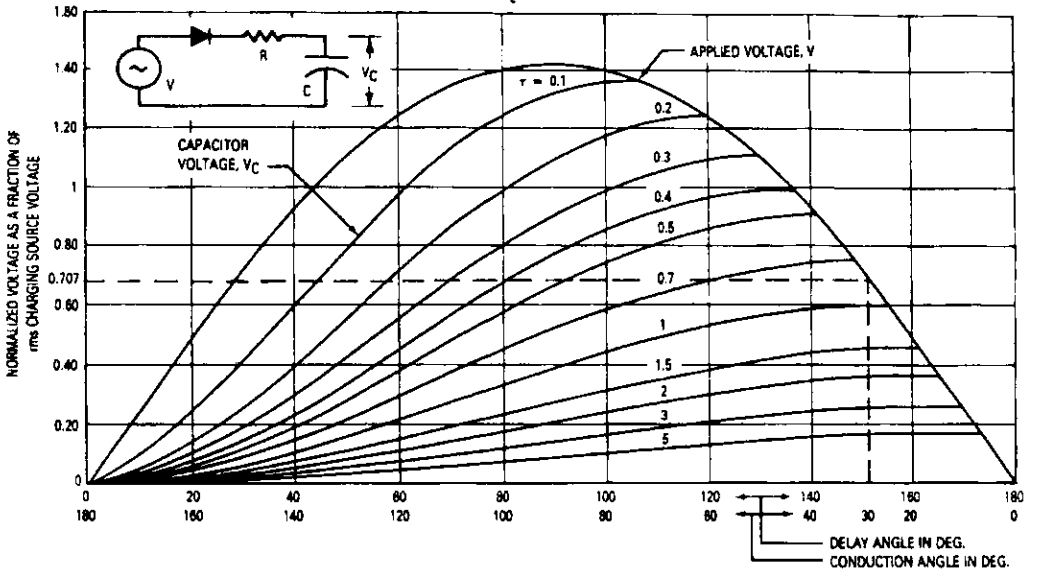


Figure 2.15(a). Capacitor Voltage When Charged

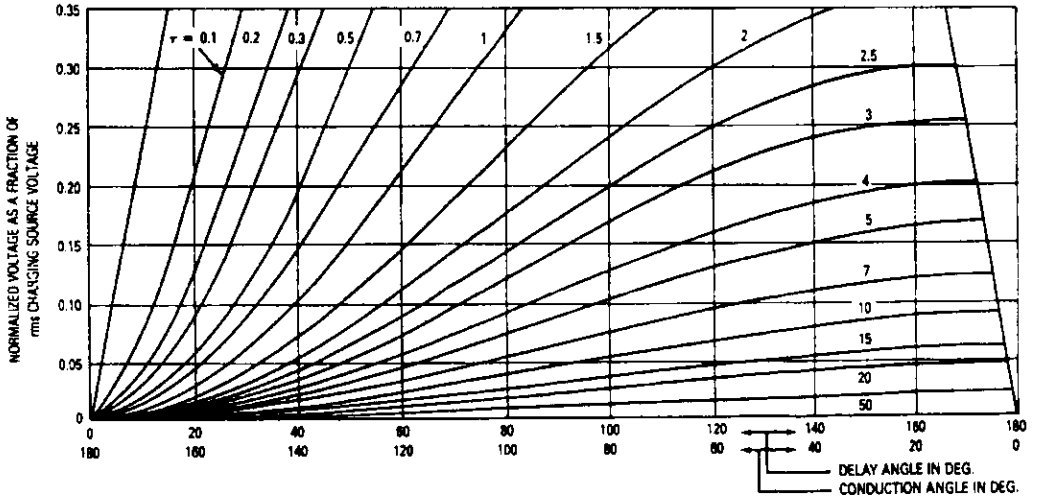


Figure 2.15(b). Expansion of Figure 2.15(a)

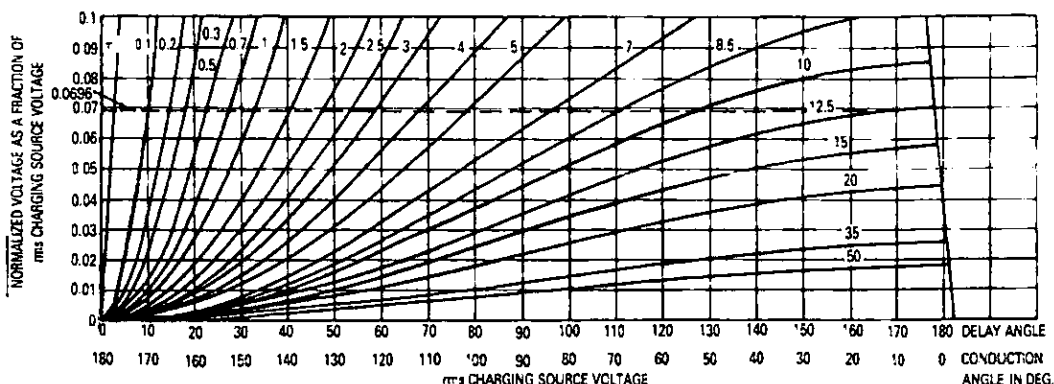


Figure 2.15(c). Expansion of Figure 2.15(b)

to the rms value of the sine wave for convenience of use. The parameter of the curves is a new term, the ratio of the RC time constant to the period of one half cycle, and is denoted by the Greek letter  $\tau$ . It may most easily be calculated from the equation

$$\tau = 2RCf. \quad \text{Where: } R = \text{resistance in Ohms} \\ C = \text{capacitance in Farads} \\ f = \text{frequency in Hertz.}$$

To use the curves when starting the capacitor charge from zero each half cycle, a line is drawn horizontally across the curves at the relative voltage level of the trigger breakdown compared to the rms sine wave voltage. The  $\tau$  is determined for maximum and minimum conduction angles and the limits of R may be found from the equation for  $\tau$ .

An example will again clarify the picture. Consider the same problem as the previous example, except that the capacitor charging source is the 115 Vac, 60 Hz power line.

The ratio of the trigger diode breakover voltage to the RMS charging voltage is then

$$8/115 = 69.6 \times 10^{-3}.$$

A line drawn at 0.0696 on the ordinate of Figure 2.15(c) shows that for a conduction angle of  $30^\circ$ ,  $\tau = 12$ , and for a conduction angle of  $150^\circ$ ,  $\tau = 0.8$ . Therefore, since  $R = \tau/(2Cf)$

$$R_{\max} = \frac{12}{2(1.0 \times 10^{-6})60} = 100 \text{ k ohms,}$$

$$R_{\min} = \frac{0.8}{2(1 \times 10^{-6})60} = 6667 \text{ ohms.}$$

These values would require a potentiometer of 100 k in series with a 6.2 k minimum fixed resistance.

The timing resistor must be capable of supplying the highest switching current allowed by the SBS specification at the switching voltage.

When the conduction angle is less than  $90^\circ$ , triggering takes place along the back of the power line sine wave and maximum firing current thru the SBS is at the start of SBS breakover. If this current does not equal or exceed "Is" the SBS will fail to trigger and phase control will be lost. This can be prevented by selecting a lower value resistor and larger capacitor. The available current can be determined from Figure 2.15(a). The vertical line drawn from the conduction angle of  $30^\circ$  intersects the applied voltage curve at 0.707. The instantaneous current at breakover is then

$$I = (0.707 \times 115 - 8)/100 \text{ k} = 733 \mu\text{A.}$$

When the conduction angle is greater than  $90^\circ$ , triggering takes place before the peak of the sine wave. If the current thru the SBS does not exceed the switching current at the moment of breakover, triggering may still take place but not at the predicted time because of the additional delay for the rising line voltage to drive the SBS current up to the switching level. Usually long conduction angles are associated with low value timing resistors making this problem less likely. The SBS current at the moment of breakover can be determined by the same method described for the trailing edge.

It is advisable to use a shunt gate-cathode resistor across sensitive gate SCR's to provide a path for leakage currents and to insure that firing of the SCR causes turn-on of the trigger device and discharge of the gate circuit capacitor.

Figure 2.16(a) shows a simple dc full wave control circuit.  $R_{GK}$  is optional on non-sensitive gate parts. Figure 2.16(b) shows an ac control derived from that of Figure 2.16(a). Figure 2.16(c) is a double time constant circuit featuring low hysteresis.

### TRIAC THEORY

The triac is a three-terminal ac semiconductor switch which is triggered into conduction when a low-energy signal is applied to its gate. Unlike the silicon controlled rectifier or SCR, the triac will conduct current in either direction when turned on. The triac also differs from the SCR in that either a positive or negative gate signal will trigger the triac into conduction. The triac may be thought of as two complementary SCRs in parallel.

The triac offers the circuit designer an economical and versatile means of accurately controlling ac power. It has several advantages over conventional mechanical switches. Since the triac has a positive "on" and a zero-current "off" characteristic, it does not suffer from the contact bounce or arcing inherent in mechanical switches. The switching action of the triac is very fast compared to conventional relays, giving more accurate control. A triac can be triggered by dc, ac, rectified ac or pulses. Because of the low energy required for triggering a triac, the control circuit can use any of a number of low-cost solid-state devices presently on the market such as transistors, unijunction transistors, bilateral switches, four-layer diodes and sensitive-gate SCRs and optically coupled drivers.

### CHARACTERISTICS OF THE TRIAC

Figure 2.17(a) shows the triac symbol and its relationship to a typical package. Since the triac is a bilateral device, the terms "anode" and "cathode" used for unilateral devices have no meaning. Therefore, the terminals are simply designated by MT1, MT2, and G, where MT1 and MT2 are the current-carrying terminals, and G is the gate terminal used for triggering the triac. To avoid confusion, it has become standard practice to specify all currents and voltages using MT1 as the reference point.

The basic structure of a triac is shown in Figure 2.17(b). This drawing shows why the symbol adopted for the triac consists of two complementary SCRs with a common gate. The triac is a five-layer device with the region between MT1 and MT2 being a P-N-P-N switch (SCR) in parallel with a N-P-N-P switch (complementary SCR). Also, the structure gives some insight into the triac's ability to be triggered with either a positive or negative gate signal. The region between MT1 and G consists of two complementary diodes. A positive or negative gate signal will forward-bias one of these diodes causing the same transistor action found in the SCR. This action breaks down the blocking junction regardless of the polarity of

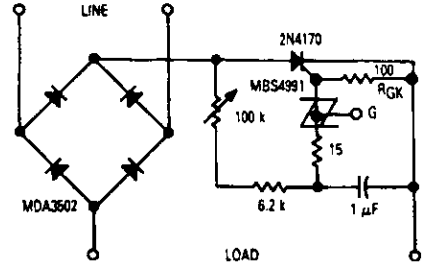


Figure 2.16(a). Simple dc Power Control Circuit

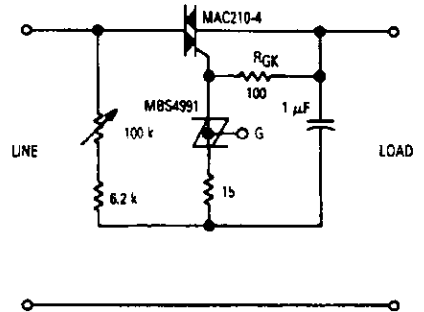


Figure 2.16(b). Simple Full-Wave Power Control

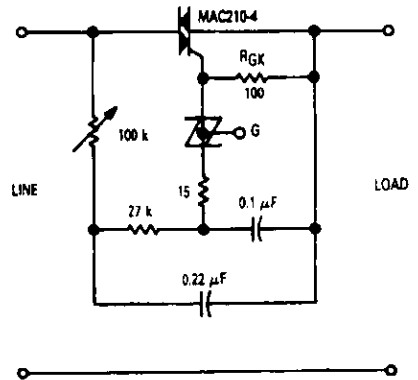


Figure 2.16(c). Full Range ac Power Control

MT1. Current flow between MT2 and MT1 then causes the device to provide a gate current internally. It will remain on until this current flow is interrupted.

The voltage-current characteristic of the triac is shown in Figure 2.18 where, as previously stated, MT1 is used as the reference point. The first quadrant, Q-I, is the region where MT2 is positive with respect to MT1 and quadrant III is the opposite case. Several of the terms used in characterizing the triac are shown on the figure.  $V_{DRM}$  is the breakover voltage of the device and is the highest voltage the triac may be allowed to block in either direction. If this voltage is exceeded, even transiently, the triac may go into conduction without a gate signal. Although the triac is not damaged by this action if the current is limited, this situation should be avoided because control of the triac is lost. A triac for a particular application should have  $V_{DRM}$  at least as high as the peak of the ac waveform to be applied so reliable control can be maintained. The holding current ( $I_H$ ) is the minimum value of current necessary to maintain conduction. When the current goes below  $I_H$ , the triac ceases to conduct and reverts to the blocking state.  $I_{DRM}$  is the leakage current of the triac with  $V_{DRM}$  applied from MT2 to MT1 and is several orders of magnitude smaller than the current rating of the device. The figure shows the characteristic of the triac without a gate signal applied but it should be noted that the triac can be triggered into the on state at any value of voltage up to  $V_{DRM}$  by the application of a gate signal. This important characteristic makes the triac very useful.

Since the triac will conduct in either direction and can be triggered with either a positive or negative gate signal there are four possible triggering modes (Figure 2.3):

Quadrant I; MT2(+), G(+), positive voltage and positive gate current. Quadrant II; MT2(+), G(-), positive voltage and negative gate current. Quadrant III; MT2(-), G(-), negative voltage and negative gate current. Quadrant IV; MT2(-), G(+), negative voltage and positive gate current.

Present triacs are most sensitive in quadrants I and III, slightly less so in quadrant II, and much less sensitive in quadrant IV. Therefore it is not recommended to use quadrant IV unless special circumstances dictate it.

An important fact to remember is that since a triac can conduct current in both directions, it has only a brief interval during which the sine wave current is passing through zero to recover and revert to its blocking state. For this reason, reliable operation of present triacs is limited to 60 Hz line frequency and lower frequencies.

For inductive loads, the phase-shift between the current and voltage means that at the time the current falls below  $I_H$  and the triac ceases to conduct, there exists a certain voltage which must appear across the triac. If this voltage appears too rapidly, the triac will resume con-

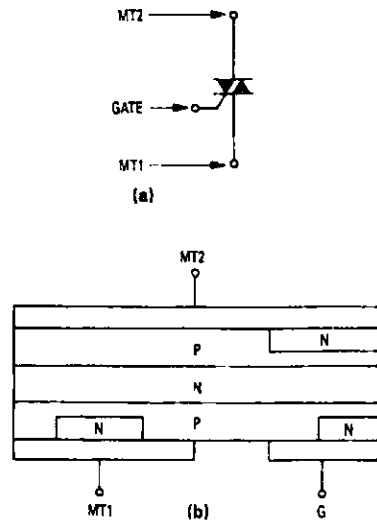


Figure 2.17. Triac Structure and Symbol

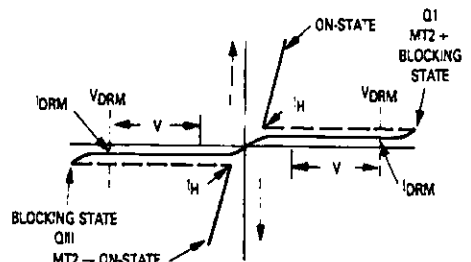


Figure 2.18. Triac Voltage-Current Characteristic

duction and control is lost. In order to achieve control with certain inductive loads, the rate of rise in voltage ( $dv/dt$ ) must be limited by a series RC network across the triac. The capacitor will then limit the  $dv/dt$  across the triac. The resistor is necessary to limit the surge of current from the capacitor when the triac fires, and to damp the ringing of the capacitance with the load inductance.

## METHODS OF CONTROL

### AC SWITCH

A useful application of the triac is as a direct replacement for an ac mechanical relay. In this application, the triac furnishes on-off control and the power-regulating ability of the triac is not utilized. The control circuitry for this application is usually very simple, consisting of a source for the gate signal and some type of small current switch, either mechanical or electrical. The gate signal can be obtained from a separate source or directly from the line voltage at terminal MT2 of the triac.

### PHASE CONTROL

An effective and widely-used method of controlling the average power to a load through the triac is by phase control. Phase control is a method of utilizing the triac to apply the ac supply to the load for a controlled fraction of each cycle. In this mode of operation, the triac is held in an off or open condition for a portion of each positive and negative cycle, and then is triggered into an on condition at a time in the half cycle determined by the control circuitry. In the on condition, the circuit current is limited only by the load — i.e., the entire line voltage (less the forward drop of the triac) is applied to the load.

Figure 2.19 shows the voltage waveform along with some common terms used in describing triac operation. Delay angle is the angle, measured in electrical degrees, during which the triac is blocking the line voltage. The period during which the triac is on is called the conduction angle.

It is important to note that the triac is either off (blocking voltage) or fully on (conducting). When it is in the on condition, the circuit current is determined only by the load and the power source.

As one might expect, in spite of its usefulness, phase control is not without disadvantages. The main disadvantage of using phase control in triac applications is the generation of electro-magnetic interference (EMI). Each time the triac is fired the load current rises from zero to the load-limited current value in a very short time. The resulting  $di/dt$  generates a wide spectrum of noise which may interfere with the operation of nearby electronic equipment unless proper filtering is used.

### ZERO POINT SWITCHING

In addition to filtering, EMI can be minimized by zero-point switching, which is often preferable. Zero-point switching is a technique whereby the control element (in this case the triac) is gated on at the instant the sine wave voltage goes through zero. This reduces, or eliminates, turn-on transients and the EMI. Power to the load is controlled by providing bursts of complete sine waves to the load as shown in Figure 2.20. Modulation can be on a random basis with an on-off control, or a proportioning basis with the proper type of proportional control.

In order for zero-point switching to be effective, it must indeed be *zero point* switching. If a triac is turned on with

as little as 10 volts across it into a load of a few-hundred watts, sufficient EMI will result to nullify the advantages of adopting zero-point switching in the first place.

## BASIC TRIAC AC SWITCHES

Figure 2.21 shows methods of using the triac as an on-off switch. These circuits are useful in applications where simplicity and reliability are important. As previously stated, there is no arcing with the triac, which can be very important in some applications. The circuits are for resistive loads as shown and require the addition of a dv/dt network across the triac for inductive loads. Figure 2.21(a) shows low-voltage control of the triac. When switch S1 is closed, gate current is supplied to the triac from the 10 volt battery. In order to reduce surge current failures during turn on ( $t_{ON}$ ), this current should be 5 to 10 times the maximum gate current ( $I_{GT}$ ) required to trigger the triac.

The triac turns on and remains on until S1 is opened. This circuit switches at zero current except for initial turn on. S1 can be a very-low-current switch because it carries only the triac gate current.

Figure 2.21(b) shows a triac switch with the same characteristics as the circuit in Figure 2.21(a) except the need for a battery has been eliminated. The gate signal is obtained from the voltage at MT2 of the triac prior to turn on.

The circuit shown in Figure 2.21(c) is a modification of Figure 2.21(b). When switch S1 is in position one, the triac receives no gate current and is non-conducting. With S1 in position two, circuit operation is the same as that for Figure 2.21(b). In position three, the triac receives gate current only on positive half cycles. Therefore, the triac conducts only on positive half cycles and the power to the load is half wave.

Figure 2.21(d) shows ac control of the triac. The pulse can be transformer coupled to isolate power and control circuits. Peak current should be 10 times  $I_{GT(max)}$  and the RC time constant should be 5 times  $t_{ON(max)}$ . A high frequency pulse (1 to 5 kHz) is often used to obtain zero point switching.

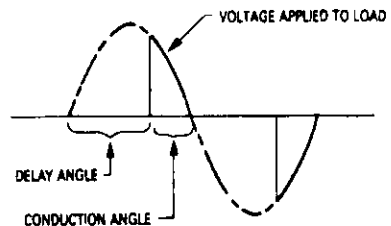


Figure 2.19. Sine Wave Showing Principles of Phase Control

# RC Snubber Networks For Thyristor Power Control and Transient Suppression

By George Templeton  
Thyristor Applications Engineer

## INTRODUCTION

RC networks are used to control voltage transients that could falsely turn-on a thyristor. These networks are called snubbers.

The simple snubber consists of a series resistor and capacitor placed around the thyristor. These components along with the load inductance form a series RCL circuit. Snubber theory follows from the solution of the circuit's differential equation.

Many RC combinations are capable of providing acceptable performance. However, improperly used snubbers can cause unreliable circuit operation and damage to the semiconductor device.

Both turn-on and turn-off protection may be necessary for reliability. Sometimes the thyristor must function with a range of load values. The type of thyristors used, circuit configuration, and load characteristics are influential. Snubber design involves compromises. They include cost, voltage rate, peak voltage, and turn-on stress. Practical solutions depend on device and circuit physics.

## STATIC $\frac{dV}{dt}$

### WHAT IS STATIC $\frac{dV}{dt}$ ?

Static  $\frac{dV}{dt}$  is a measure of the ability of a thyristor to retain a blocking state under the influence of a voltage transient.

### $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$ DEVICE PHYSICS

Static  $\frac{dV}{dt}$  turn-on is a consequence of the Miller effect and regeneration (Figure 1). A change in voltage across the junction capacitance induces a current through it. This current is proportional to the rate of voltage change  $\left(\frac{dV}{dt}\right)$ . It triggers the device on when it becomes large enough to raise the sum of the NPN and PNP transistor alphas to unity.

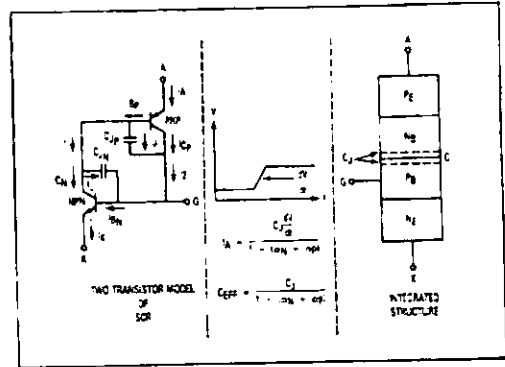


Figure 1.  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$  Model

### CONDITIONS INFLUENCING $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$

Transients occurring at line crossing or when there is no initial voltage across the thyristor are worst case. The collector junction capacitance is greatest then because the depletion layer widens at higher voltage.

Small transients are incapable of charging the self-capacitance of the gate layer to its forward biased threshold voltage (Figure 2). Capacitance voltage divider action

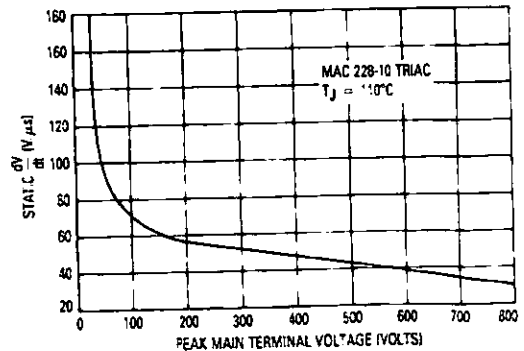


Figure 2. Exponential  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$  versus Peak Voltage

between the collector and gate-cathode junctions and built-in resistors that shunt current away from the cathode emitter are responsible for this effect.

Static  $\frac{dV}{dt}$  does not depend strongly on voltage for operation below the maximum voltage and temperature rating. Avalanche multiplication will increase leakage current and reduce  $\frac{dV}{dt}$  capability if a transient is within roughly 50 volts of the actual device breakover voltage.

A higher rated voltage device guarantees increased  $\frac{dV}{dt}$  at lower voltage. This is a consequence of the exponential rating method where a 400 V device rated at 50 V/ $\mu$ s has a higher  $\frac{dV}{dt}$  to 200 V than a 200 V device with an identical rating. However, the same diffusion recipe usually applies for all voltages. So actual capabilities of the product are not much different.

Heat increases current gain and leakage, lowering  $(\frac{dV}{dt})_s$ , the gate trigger voltage and noise immunity (Figure 3).

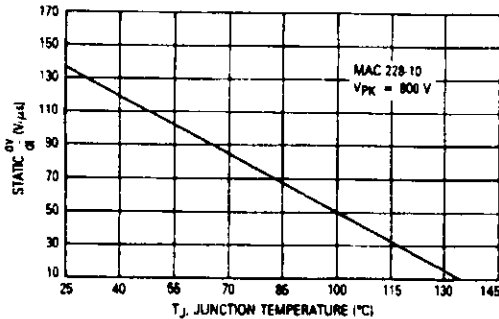


Figure 3. Exponential  $(\frac{dV}{dt})_s$  versus Temperature

### $(\frac{dV}{dt})_s$ FAILURE MODE

Occasional unwanted turn-on by a transient may be acceptable in a heater circuit but isn't in a fire prevention sprinkler system or for the control of a large motor. Turn-on is destructive when the follow-on current amplitude or rate is excessive. If the thyristor shorts the power line or a charged capacitor, it will be damaged.

Static  $\frac{dV}{dt}$  turn-on is non-destructive when series impedance limits the surge. The thyristor turns off after a half-cycle of conduction. High  $\frac{dV}{dt}$  aids current spreading in

the thyristor, improving its ability to withstand  $\frac{dI}{dt}$ . Break-down turn-on does not have this benefit and should be prevented.

### IMPROVING $(\frac{dV}{dt})_s$

Static  $\frac{dV}{dt}$  can be improved by adding an external resistor from the gate to MT1 (Figure 4). The resistor provides a path for leakage and  $\frac{dV}{dt}$  induced currents that originate in the drive circuit or the thyristor itself.

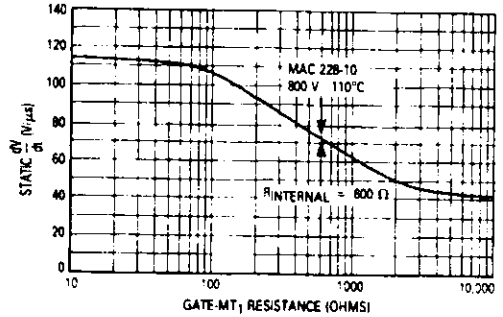


Figure 4. Exponential  $(\frac{dV}{dt})_s$  versus Gate to MT1 Resistance

Non-sensitive devices (Figure 5) have internal shunting resistors dispersed throughout the chip's cathode area. This design feature improves noise immunity and high temperature blocking stability at the expense of increased trigger and holding current. External resistors are optional for non-sensitive SCRs and TRIACs. They should be comparable in size to the internal shunting resistance of the device (20 to 100 ohms) to provide maximum improvement. The internal resistance of the thyristor should be measured with an ohmmeter that does not forward bias a diode junction.

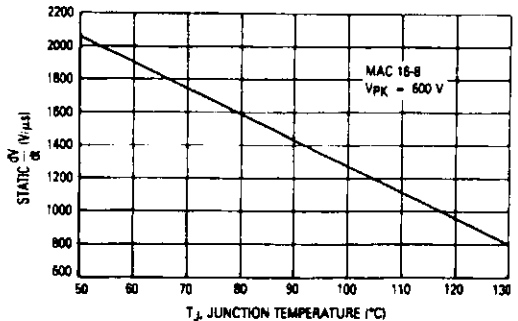


Figure 5. Exponential  $(\frac{dV}{dt})_s$  versus Junction Temperature



Sensitive gate TRIACs run 100 to 1000 ohms. With an external resistor, their  $\frac{dV}{dt}$  capability remains inferior to non-sensitive devices because lateral resistance within the gate layer reduces its benefit.

Sensitive gate SCRs ( $I_{GT} < 200 \mu A$ ) have no built-in resistor. They should be used with an external resistor. The recommended value of the resistor is 1000 ohms. Higher values reduce maximum operating temperature and  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$  (Figure 6). The capability of these parts varies by more than 100 to 1 depending on gate-cathode termination.

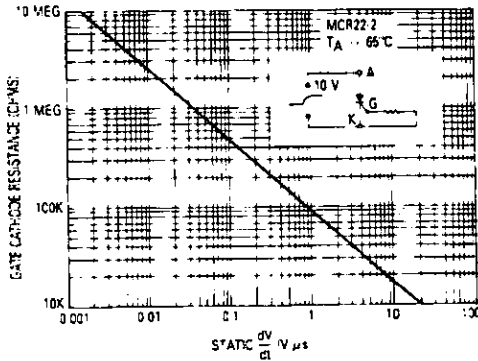


Figure 6. Exponential  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$  versus Gate-Cathode Resistance

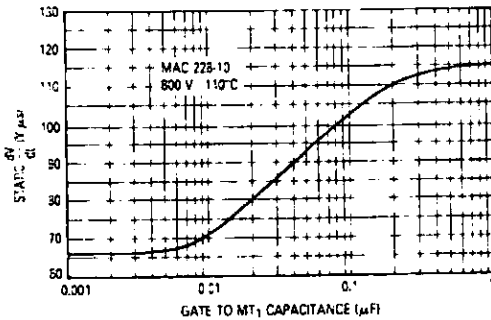


Figure 7. Exponential  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$  versus Gate to MT<sub>1</sub> Capacitance

A gate-cathode capacitor (Figure 7) provides a shunt path for transient currents in the same manner as the resistor. It also filters noise currents from the drive circuit and enhances the built-in gate-cathode capacitance voltage divider effect. The gate drive circuit needs to be able

to charge the capacitor without excessive delay, but it does not need to supply continuous current as it would for a resistor that increases  $\frac{dV}{dt}$  the same amount. However, the capacitor does not enhance static thermal stability.

The maximum  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$  improvement occurs with a short. Actual improvement stops before this because of spreading resistance in the thyristor. An external capacitor of about 0.1  $\mu F$  allows the maximum enhancement at a higher value of  $R_{GK}$ .

One should keep the thyristor cool for the highest  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_s$ . Also devices should be tested in the application circuit at the highest possible temperature using thyristors with the lowest measured trigger current.

### TRIAC COMMUTATING $\frac{dV}{dt}$

#### WHAT IS COMMUTATING $\frac{dV}{dt}$ ?

The commutating  $\frac{dV}{dt}$  rating applies when a TRIAC has been conducting and attempts to turn-off with an inductive load. The current and voltage are out of phase (Figure 8). The TRIAC attempts to turn-off as the current drops below the holding value. Now the line voltage is high and in the opposite polarity to the direction of conduction. Successful turn-off requires the voltage across the TRIAC to rise to the instantaneous line voltage at a rate slow enough to prevent retriggering of the device.

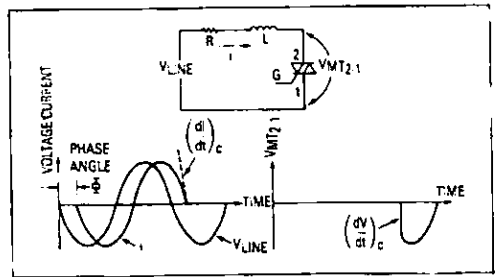


Figure 8. TRIAC Inductive Load Turn-Off  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_c$

## SNUBBER PHYSICS

### UNDAMPED NATURAL RESONANCE

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ Radians/second}$$

Resonance determines  $\frac{dV}{dt}$  and boosts the peak capacitor voltage when the snubber resistor is small. C and L are related to one another by  $\omega_0^2$ .  $\frac{dV}{dt}$  scales linearly with  $\omega_0$  when the damping factor is held constant. A ten to one reduction in  $\frac{dV}{dt}$  requires a 100 to 1 increase in either component.

### DAMPING FACTOR

$$\rho = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

The damping factor is proportional to the ratio of the circuit loss and its surge impedance. It determines the trade off between  $\frac{dV}{dt}$  and peak voltage. Damping factors between 0.01 and 1.0 are recommended.

### The Snubber Resistor

#### Damping and $\frac{dV}{dt}$

When  $\rho < 0.5$ , the snubber resistor is small, and  $\frac{dV}{dt}$  depends mostly on resonance. There is little improvement in  $\frac{dV}{dt}$  for damping factors less than 0.3, but peak voltage and snubber discharge current increase. The voltage wave has a 1-COS ( $\theta$ ) shape with overshoot and ringing. Maximum  $\frac{dV}{dt}$  occurs at a time later than  $t = 0$ . There is a time delay before the voltage rise, and the peak voltage almost doubles.

When  $\rho > 0.5$ , the voltage wave is nearly exponential in shape. The maximum instantaneous  $\frac{dV}{dt}$  occurs at  $t = 0$ . There is little time delay and moderate voltage overshoot.

When  $\rho > 1.0$ , the snubber resistor is large and  $\frac{dV}{dt}$  depends mostly on its value. There is some overshoot even through the circuit is overdamped.

High load inductance requires large snubber resistors and small snubber capacitors. Low inductances imply small resistors and large capacitors.

### Damping and Transient Voltages

Figure 14 shows a series inductor and filter capacitor connected across the ac main line. The peak to peak voltage of a transient disturbance increases by nearly four times. Also the duration of the disturbance spreads because of ringing, increasing the chance of malfunction or damage to the voltage sensitive circuit. Closing a switch causes this behavior. The problem can be reduced by adding a damping resistor in series with the capacitor.

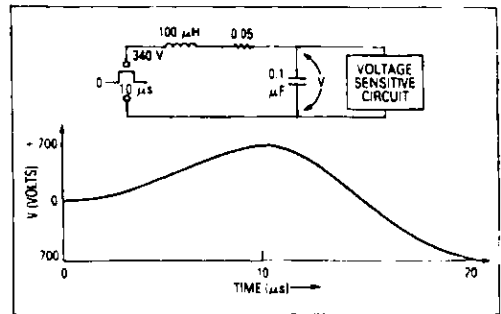


Figure 14. Undamped LC Filter Magnifies and Lengthens a Transient

### $\frac{dI}{dt}$

#### Non-Inductive Resistor

The snubber resistor limits the capacitor discharge current and reduces  $\frac{dI}{dt}$  stress. High  $\frac{dI}{dt}$  destroys the thyristor even though the pulse duration is very short.

The rate of current rise is directly proportional to circuit voltage and inversely proportional to series inductance. The snubber is often the major offender because of its low inductance and close proximity to the thyristor.

With no transient suppressor, breakdown of the thyristor sets the maximum voltage on the capacitor. It is possible to exceed the highest rated voltage in the device series because high voltage devices are often used to supply low voltage specifications.

The minimum value of the snubber resistor depends on the type of thyristor, triggering quadrants, gate current amplitude, voltage, repetitive or non-repetitive operation, and required life expectancy. There is no simple way to predict the rate of current rise because it depends on turn-on speed of the thyristor, circuit layout, type and size of snubber capacitor, and inductance in the snubber resistor. The equations in Appendix D describe the circuit. However, the values required for the model are not easily obtained except by testing. Therefore, reliability should be verified in the actual application circuit.

Table 1 shows suggested minimum resistor values estimated (Appendix A) by testing a 20 piece sample from the four different TRIAC die sizes.

Table 1. Minimum Non-inductive Snubber Resistor for Four Quadrant Triggering.

TRIAC Type	Peak Vc Volts	R <sub>s</sub> Ohms	$\frac{dI}{dt}$ A/ $\mu$ s
Non-Sensitive Gate (IGT > 10 mA) 8 to 40 A(RMS)	200	3.3	170
	300	6.8	250
	400	11	308
	600	39	400
	800	51	400

### SURGE CURRENTS IN INDUCTIVE CIRCUITS

Inductive loads with long L/R time constants cause asymmetric multi-cycle surges at start up (Figure 20). Triggering at zero voltage crossing is the worst case condition. The surge can be eliminated by triggering at the zero current crossing angle.

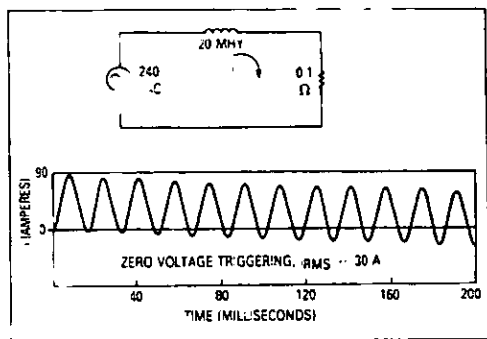


Figure 20. Start-Up Surge For Inductive Circuit

Core remanence and saturation cause surge currents. They depend on trigger angle, line impedance, core characteristics, and direction of the residual magnetization. For example, a 2.8 kVA 120 V 1:1 transformer with a 10 ampere load produced 160 ampere currents at start-up. Soft starting the circuit at a small conduction angle reduces this current.

Transformer cores are usually not gapped and saturate easily. A small asymmetry in the conduction angle causes magnetic saturation and multi-cycle current surges.

Steps to achieve reliable operation include:

1. Supply sufficient trigger current amplitude. TRIACs have different trigger currents depending on their quadrant of operation. Marginal gate current or optocoupler LED current causes halfwave operation.
2. Supply sufficient gate current duration to achieve latching. Inductive loads slow down the main terminal current rise. The gate current must remain above the specified  $I_{GT}$  until the main terminal current exceeds the latching value. Both a resistive bleeder around the load and the snubber discharge current help latching.
3. Use a snubber to prevent TRIAC  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_C$  failure.
4. Minimize designed-in trigger asymmetry. Triggering must be correct every half-cycle including the first. Use a storage scope to investigate circuit behavior during the first few cycles of turn-on. Alternatively, get the gate circuit up and running before energizing the load.
5. Derive the trigger synchronization from the line instead of the TRIAC main terminal voltage. This avoids regenerative interaction between the core hysteresis and the triggering angle preventing trigger runaway, halfwave operation, and core saturation.

6. Avoid high surge currents at start-up. Use a current probe to determine surge amplitude. Use a soft start circuit to reduce inrush current.

### DISTRIBUTED WINDING CAPACITANCE

There are small capacitances between the turns and layers of a coil. Lumped together, they model as a single shunt capacitance. The load inductor behaves like a capacitor at frequencies above its self-resonance. It becomes ineffective in controlling  $\frac{dV}{dt}$  and  $V_{PK}$  when a fast transient such as that resulting from the closing of a switch occurs. This problem can be solved by adding a small snubber across the line.

### SELF-CAPACITANCE

A thyristor has self-capacitance which limits  $\frac{dV}{dt}$  when the load inductance is large. Large load inductances, high power factors, and low voltages may allow snubberless operation.

### SNUBBER EXAMPLES

#### WITHOUT INDUCTANCE

##### Power TRIAC Example

Figure 21 shows a transient voltage applied to a TRIAC controlling a resistive load. Theoretically there will be an instantaneous step of voltage across the TRIAC. The only elements slowing this rate are the inductance of the wiring and the self-capacitance of the thyristor. There is an exponential capacitor charging component added along with a decaying component because of the IR drop in the snubber resistor. The non-inductive snubber circuit is useful when the load resistance is much larger than the snubber resistor.

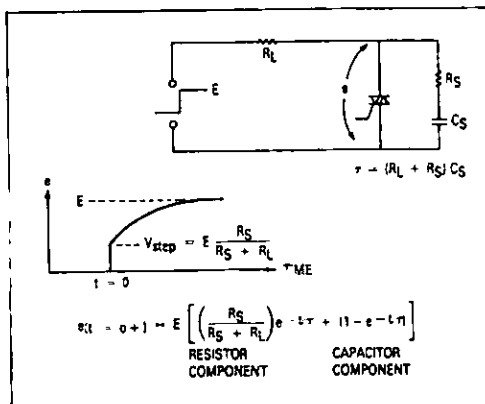


Figure 21. Non-inductive Snubber Circuit

**MOTOROLA**  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

## Axial-Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

### Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reel, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

**1N4001  
thru  
1N4007**

1N4004 and 1N4007 are Motorola Preferred Devices

**LEAD MOUNTED  
RECTIFIERS  
50-1000 VOLTS  
DIFFUSED JUNCTION**



CASE 58-03  
DD-41

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V <sub>RRM</sub> V <sub>WRM</sub> V <sub>R</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V <sub>RRSM</sub>	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	V <sub>R(RMS)</sub>	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figs B, T <sub>A</sub> = 75°C)	I <sub>O</sub>	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I <sub>FSM</sub>	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> T <sub>stg</sub>	-65 to +175							°C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>J</sub> = 25°C) Figure 1	v <sub>F</sub>	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>L</sub> = 75°C, 1 inch leads)	V <sub>F(AV)</sub>	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) (T <sub>J</sub> = 25°C) (T <sub>J</sub> = 100°C)	I <sub>R</sub>	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>L</sub> = 75°C, 1 inch leads)	I <sub>R(AV)</sub>	—	30	μA

\*Indicates JEDEC Registered Data

Preferred devices are factory recommended choices for future use and best overall value

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
**TECHNICAL DATA**

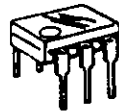
**6-Pin DIP Optoisolators**  
**Transistor Output**

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 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0806, IEC06/VDE0890, 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**  
**4N25A**  
**4N26**  
**4N27**  
**4N28**

**6-PIN DIP**  
**OPTOISOLATORS**  
**TRANSISTOR OUTPUT**



**CASE 730A-02**  
**PLASTIC**

**MAXIMUM RATINGS** (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INPUT LED</b>			
Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	3	Volts
Forward Current — Continuous	I <sub>F</sub>	80	mA
LED Power Dissipation (at T <sub>A</sub> = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C)	P <sub>D</sub>	120	mW
		1.41	mW/°C

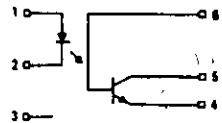
**OUTPUT TRANSISTOR**

Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V <sub>ECO</sub>	7	Volts
Collector-Base Voltage	V <sub>CBO</sub>	70	Volts
Collector Current — Continuous	I <sub>C</sub>	150	mA
Detector Power Dissipation (at T <sub>A</sub> = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C)	P <sub>D</sub>	150	mW
		1.78	mW/°C

**TOTAL DEVICE**

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V <sub>ISO</sub>	7500	V <sub>ec</sub>
Total Device Power Dissipation (at T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C)	P <sub>D</sub>	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T <sub>sol</sub>	280	°C

**SCHEMATIC**



1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

## 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.15	1.5	Volts
		$T_A = -55^\circ\text{C}$	1.3	—	
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	1.05	—	
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	—	100	$\mu\text{A}$
Capacitance ( $V = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C_J$	—	18	—	pF

### OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Dark Current ( $V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ )	4N25, 25A, 26, 27	$I_{CEO}$	—	1	50	nA
	4N28	$I_{CEO}$	—	1	100	nA
( $V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = 100^\circ\text{C}$ )	All Devices	$I_{CEO}$	—	1	—	$\mu\text{A}$
Collector-Base Dark Current ( $V_{CB} = 10\text{ V}$ )		$I_{CBO}$	—	0.2	—	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 1\text{ mA}$ )		$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$ )		$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage ( $I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$ )		$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ( $I_C = 2\text{ mA}, V_{CE} = 5\text{ V}$ )		$h_{FE}$	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V_{CE} = 0$ )		$C_{CE}$	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V_{CB} = 0$ )		$C_{CB}$	—	9	—	pF
Emitter-Base Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V_{EB} = 0$ )		$C_{EB}$	—	9	—	pF

### COUPLED

Output Collector Current ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ )	$I_C$	2	7	—	mA
		1	5	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 2\text{ mA}, I_F = 50\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	0.16	0.5	Volts
Turn-On Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_{on}$	—	1.8	—	$\mu\text{s}$
Turn-Off Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_{off}$	—	4.5	—	$\mu\text{s}$
Rise Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_r$	—	1.2	—	$\mu\text{s}$
Fall Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_f$	—	1.3	—	$\mu\text{s}$
Isolation Voltage ( $f = 60\text{ Hz}, t = 1\text{ sec}$ )	$V_{ISO}$	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance ( $V = 500\text{ V}$ )	$R_{ISO}$	$10^{11}$	—	—	$\Omega$
Isolation Capacitance ( $V = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C_{ISO}$	—	0.2	—	pF

### TYPICAL CHARACTERISTICS

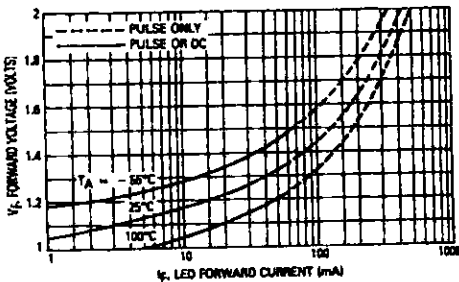


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

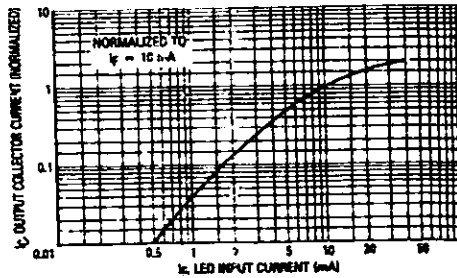


Figure 2. Output Current versus Input Current

## 6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

These devices consist of gallium arsenide infrared emitting diodes optically coupled to a monolithic silicon detector performing the function of a Zero Voltage Crossing bilateral triac driver.

They are designed for use with a triac in the interface of logic systems to equipment powered from 240 Vac lines, such as solid state relays, industrial controls, motors, solenoids and consumer appliances, etc.

- Simplifies Logic Control of 240 Vac Power
- Zero Voltage Crossing
- High Breakdown Voltage:  $V_{DRM} = 400$  V Min
- High Isolation Voltage:  $V_{ISO} = 7500$  V Guaranteed
- Small, Economical, 6-Pin DIP Package
- $dV/dt$  of 2000 V/ $\mu$ s Typ, 1000 V/ $\mu$ s Guaranteed
- UL Recognized, File No. E54815
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0806, IEC66/VDE0860, VDE0110b, 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.

### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INFRARED EMITTING DIODE</b>			
Reverse Voltage	$V_R$	6	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Output Driver Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	120	mW
		1.41	mW/°C

### OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	$V_{ORM}$	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current ( $PW = 100 \mu\text{s}$ , 120 pps)	$I_{TSM}$	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		1.78	mW/°C

### TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration)	$V_{ISO}$	7500	Vac
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	250	mW
		2.94	mW/°C
Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

(1) Isolation surge voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating. For the test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

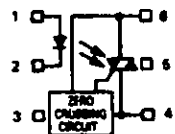
**MOC3041**  
**MOC3042**  
**MOC3043**

6-PIN DIP  
 OPTOISOLATORS  
 TRIAC DRIVER OUTPUT  
 400 VOLTS



CASE 729A-02  
 PLASTIC

### COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE  
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

## MOC3041, MOC3042, MOC3043

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Reverse Leakage Current (V <sub>R</sub> = 8 V)	I <sub>R</sub>	—	0.05	100	μA
Forward Voltage (I <sub>F</sub> = 30 mA)	V <sub>F</sub>	—	1.3	1.5	Volts
<b>OUTPUT DETECTOR (I<sub>F</sub> = 0 unless otherwise noted)</b>					
Leakage with LED Off, Either Direction (Rated V <sub>DRM</sub> , Note 1)	I <sub>DRM1</sub>	—	2	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction (I <sub>TM</sub> = 100 mA Peak)	V <sub>TM</sub>	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Note 3)	dv/dt	1000	2000	—	V/μs
<b>COUPLED</b>					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V, Note 2)	I <sub>FT</sub>	—	—	15 10 5	mA
					MOC3041 MOC3042 MOC3043
Holding Current, Either Direction	I <sub>H</sub>	—	100	—	μA
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)	V <sub>ISO</sub>	7500	—	—	Vac(pk)
<b>ZERO CROSSING</b>					
Inhibit Voltage (I <sub>F</sub> = Rated I <sub>FT</sub> , MT1-MT2 Voltage above which device will not trigger)	V <sub>IH</sub>	—	5	20	Volts
Leakage in Inhibited State (I <sub>F</sub> = Rated I <sub>FT</sub> , Rated V <sub>DRM</sub> , Off State)	I <sub>DRM2</sub>	—	—	500	μA

Notes: 1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.

2. All devices are guaranteed to trigger at an I<sub>F</sub> value less than or equal to max I<sub>FT</sub>. Therefore, recommended operating I<sub>F</sub> lies between max I<sub>F</sub> (15 mA for MOC3041, 10 mA for MOC3042, 5 mA for MOC3043) and absolute max I<sub>F</sub> (60 mA).

3. This is static dv/dt. See Figure 7 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load-driving thyristor(s) only.

### TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

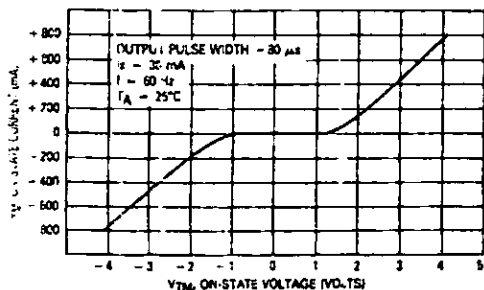


Figure 1. On-State Characteristics

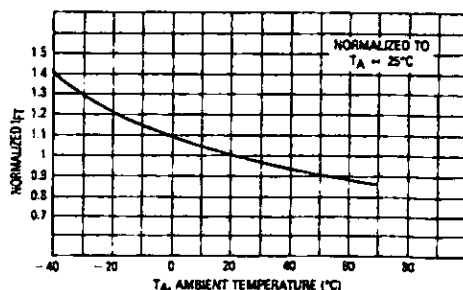


Figure 2. Trigger Current versus Temperature



## MOC3041, MOC3042, MOC3043

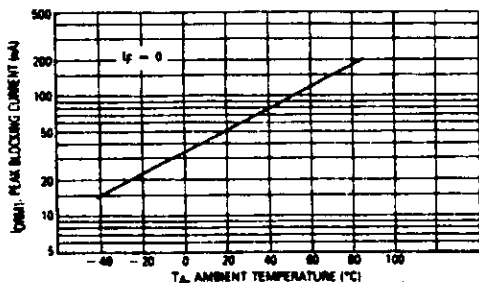


Figure 3. IPRM1. Peak Blocking Current versus Temperature

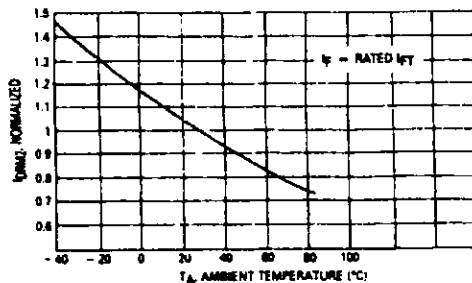


Figure 4. IPRM2. Leakage in Inhibit State versus Temperature

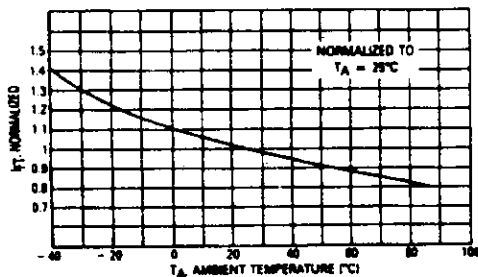


Figure 5. Trigger Current versus Temperature

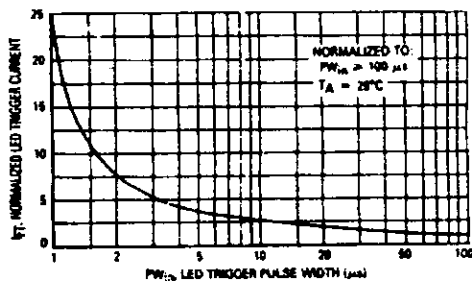


Figure 6. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

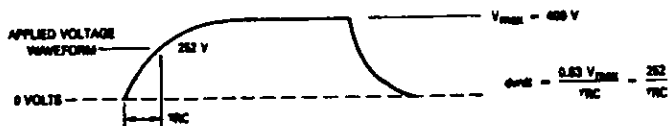
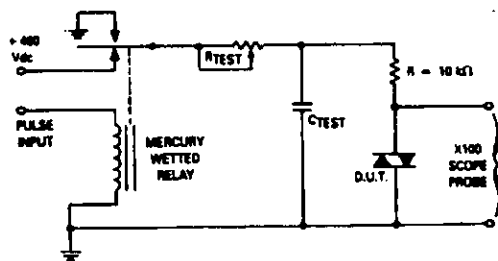
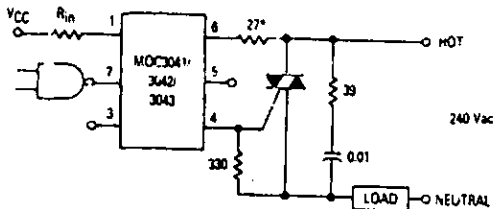


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to show high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED  $I_{T,avg}$  current, then removing the current. The variable  $R_{TEST}$  allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. starts to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering.  $\tau RC$  is measured at this point and recorded.

## MOC3041, MOC3042, MOC3043

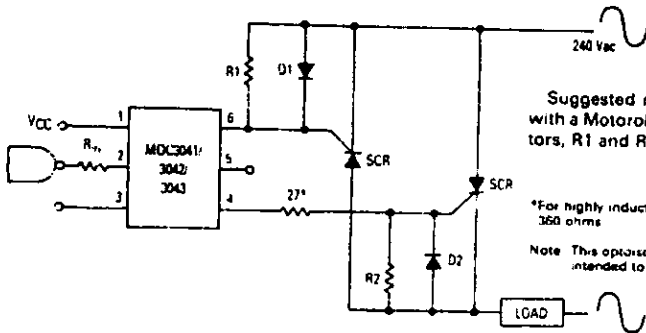


\*For highly inductive loads (power factor < 0.5), change this value to 360 ohms

Typical circuit for use when hot line switching is required. In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or neutral side. The load may be connected to either the neutral or hot line.

$R_{in}$  is calculated so that  $I_F$  is equal to the rated  $I_{FT}$  of the part, 5 mA for the MOC3043, 10 mA for the MOC3042, or 15 mA for the MOC3041. The 39 ohm resistor and 0.01  $\mu$ F capacitor are for snubbing of the triac and may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.

Figure 8. Hot-Line Switching Application Circuit



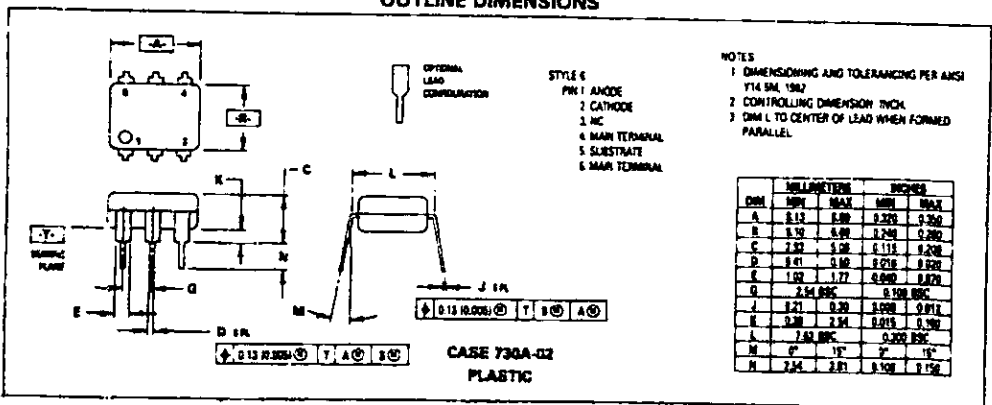
Suggested method of firing two, back-to-back SCR's, with a Motorola triac driver. Diodes can be 1N4001; resistors, R1 and R2, are optional 330 ohms.

\*For highly inductive loads (power factor < 0.5), change this value to 360 ohms

Note: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.

Figure 9. Inverse-Parallel SCR Driver Circuit

## OUTLINE DIMENSIONS



# Thyristors

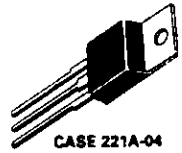
## Silicon-Controlled Rectifiers

... designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supplies; or wherever half-wave silicon gate-controlled, solid-state devices are needed.

- Glass-Passivated Junctions
- Blocking Voltage to 800 Volts
- TO-220 Construction — Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability

### MCR218 Series

SCRs  
8 AMPERES RMS  
50 thru 800 VOLTS



CASE 221A-04  
(TO-220AB)  
STYLE 3

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Repetitive Peak Off-State Voltage, Note 1	$V_{RRM}$		Volts
Repetitive Peak Reverse Voltage	$V_{ORM}$	50 100 200 400 800 900	
Forward Current RMS (All Conduction Angles)	$I_T(RMS)$	8	Amps
Peak Forward Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave, 60 Hz)	$I_{TSM}$	80	Amps
Circuit Fusing Considerations ( $t = 8.3$ ms)	$i^2t$	26	$A^2s$
Forward Peak Gate Power	PGM	5	Watts
Forward Average Gate Power	PG(AV)	0.5	Watt
Forward Peak Gate Current	$I_{GM}$	2	Amps
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	$^{\circ}C$

Note 1.  $V_{RRM}$  for all types can be applied on a continuous dc basis without incurring damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage. Devices should not be tested for blocking capability in a manner such that the voltage supplied exceeds the rated blocking voltage.

## MCR218 Series

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2	C/W

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Forward or Reverse Blocking Current (Rated $V_{DRM}$ or $V_{RRM}$ ) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$	$I_{DRM}$ , $I_{RRM}$	—	—	10 2	$\mu\text{A}$ $\text{mA}$
Peak On-State Voltage, Note 1 ( $I_{TM} = 16 \text{ A Peak}$ )	$V_{TM}$	—	1.5	1.8	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) ( $V_D = 12 \text{ V}$ , $R_L = 100 \text{ Ohms}$ )	$I_{GT}$	—	10	25	mA
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) ( $V_D = 12 \text{ V}$ , $R_L = 100 \text{ Ohms}$ ) (Rated $V_{DRM}$ , $R_L = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	$V_{GT}$	— 0.2	—	1.5	Volts
Holding Current (Anode Voltage = 24 Vdc, Peak Initiating On-State Current = 0.5 A, 0.1 to 10 ms Pulse, Gate Trigger Source = 7 V, 20 Ohms)	$I_H$	—	16	30	mA
Critical Rate of Rise of Off State Voltage (Rated $V_{DRM}$ , Exponential Waveform, Gate Open, $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	$dv/dt$	—	100	—	$\text{V}/\mu\text{s}$

Note 1. Pulse Test. Pulse Width = 1 ms, Duty Cycle = 2%.

FIGURE 1 — CURRENT DERATING

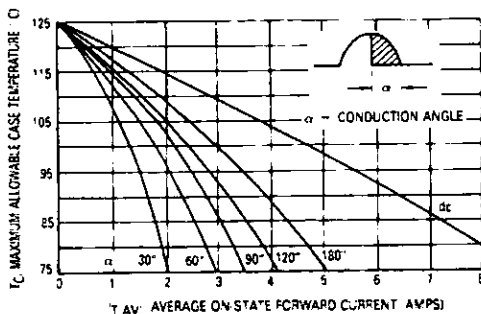


FIGURE 2 — ON-STATE POWER DISSIPATION

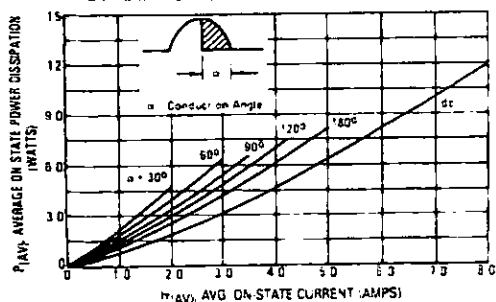
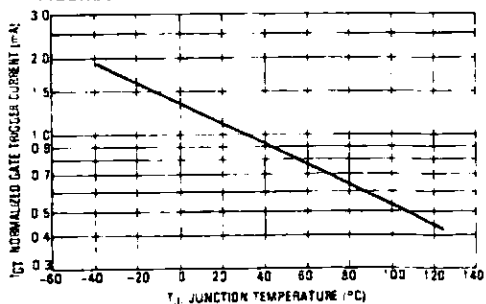


FIGURE 3 — NORMALIZED GATE TRIGGER CURRENT



## MCR218 Series

FIGURE 4 — NORMALIZED GATE TRIGGER VOLTAGE

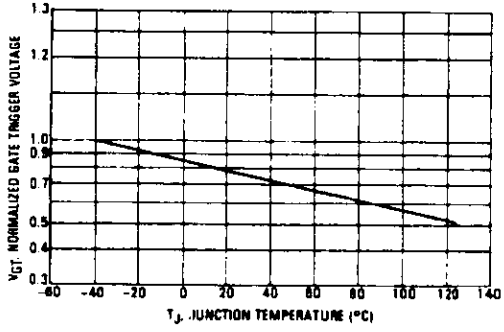
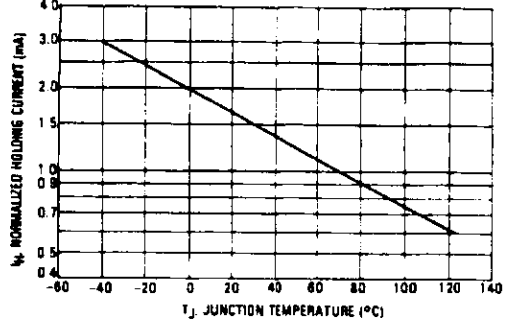


FIGURE 5 — NORMALIZED HOLDING CURRENT



# Sensitive Gate Triacs

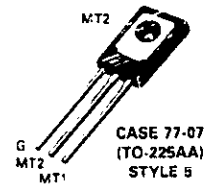
## Silicon Bidirectional Thyristors

**2N6071,A,B**  
**2N6073,A,B**  
**2N6075,A,B**

... designed primarily for full-wave ac control applications, such as light dimmers, motor controls, heating controls and power supplies; or wherever full-wave silicon gate controlled solid-state devices are needed. Triac type thyristors switch from a blocking to a conducting state for either polarity of applied anode voltage with positive or negative gate triggering.

**TRIACS**  
**4 AMPERES RMS**  
**200 thru 600 VOLTS**

- Sensitive Gate Triggering (A and B versions) Uniquely Compatible for Direct Coupling to TTL, HTL, CMOS and Operational Amplifier Integrated Circuit Logic Functions
- Gate Triggering 2 Mode — 2N6071, 2N6073, 2N6075  
 4 Mode — 2N6071,A,B, 2N6073,A,B, 2N6075,A,B
- Blocking Voltages to 600 Volts
- All Diffused and Glass Passivated Junctions for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermopad Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
*Repetitive Peak Off-State Voltage, Note 1 ( $T_J = 110^\circ\text{C}$ )	$V_{DRM}$	200 400 600	Volts
*On State Current RMS ( $T_C = 85^\circ\text{C}$ )	$I_T(\text{RMS})$	4	Amps
*Peak Surge Current (One Full cycle, 60 Hz, $T_J = -40$ to $+110^\circ\text{C}$ )	$I_{TSM}$	30	Amps
Circuit Fusing Considerations ( $t = 8.3$ ms)	$I_2t$	3.7	$\text{A}^2\text{s}$
*Peak Gate Power	$P_{GM}$	10	Watts
*Average Gate Power	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
*Peak Gate Voltage	$V_{GM}$	5	Volts

\*and rates JEDEC Registered Data

Note 1: Ratings apply for open gate conditions. Thyristor devices shall not be tested with a constant current source for blocking capability such that the voltage applied exceeds the rated blocking voltage

2N6071,A,B • 2N6073,A,B • 2N6075,A,B

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
*Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +110	°C
*Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	°C
Mounting Torque (6-32 Screw), Note 1	—	8	in. lb.

\*Indicates JEDEC Registered Data.

Note 1 Torque rating applies with use of compression washer (B52200F006). Mounting torque in excess of 6 in. lb. does not appreciably lower case-to-sink thermal resistance. Main terminal 2 and heatsink contact pad are common.

For soldering purposes (either terminal connection or device mounting), soldering temperatures shall not exceed +200°C, for 10 seconds. Consult factory for lead bending options.

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
*Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	75	°C/W

\*Indicates JEDEC Registered Data.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Peak Forward or Reverse Blocking Current (Rated $V_{DRM}$ or $V_{RRM}$ , gate open) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 110^\circ\text{C}$	$I_{DRM}, I_{RRM}$	—	—	10 2	$\mu\text{A}$ mA
*On-State Voltage (Either Direction) ( $I_{TM} = 5 \text{ A Peak}$ )	$V_{TM}$	—	—	2	Volts
*Peak Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100 \text{ Ohms}$ , $T_J = -40^\circ\text{C}$ ) MT2(+), G(+); MT2(-), G(-) All Types MT2(+), G(-); MT2(-), G(+); 2N6071,A,B, 2N6073,A,B, 2N6075,A,B (Main Terminal Voltage = Rated $V_{DRM}$ , $R_L = 10 \text{ k ohms}$ , $T_J = 110^\circ\text{C}$ ) MT2(+), G(+); MT2(-), G(-) All Types MT2(+), G(-); MT2(-), G(+); 2N6071,A,B, 2N6073,A,B, 2N6075,A,B	$V_{GT}$	— —	1.4 1.4	2.5 2.5	Volts
*Holding Current (Either Direction) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, Gate Open, $T_J = -40^\circ\text{C}$ ) (Initiating Current = 1 Adc) 2N6071, 2N6073, 2N6075 2N6071A,B, 2N6073A,B, 2N6075A,B ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) 2N6071, 2N6073, 2N6075 2N6071A,B, 2N6073A,B, 2N6075A,B	$I_H$	— — — —	— — — —	70 30 30 15	mA
Turn-On Time (Either Direction) ( $I_{TM} = 14 \text{ Adc}$ , $I_{GT} = 100 \text{ mAdc}$ )	$t_{on}$	—	1.5	—	$\mu\text{s}$
Blocking Voltage Application Rate at Commutation ( $V_{DRM}$ , $T_J = 85^\circ\text{C}$ , Gate Open)	$dV/dt$	—	5	—	V/ $\mu\text{s}$

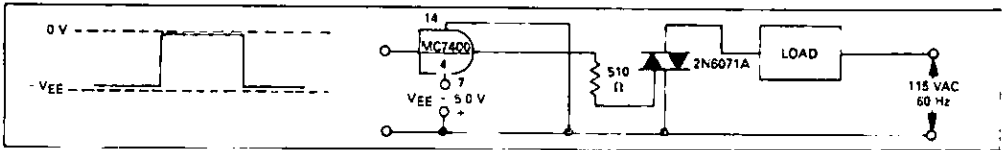
\*Indicates JEDEC Registered Data.

2N6071,A,B • 2N6073,A,B • 2N6075,A,B

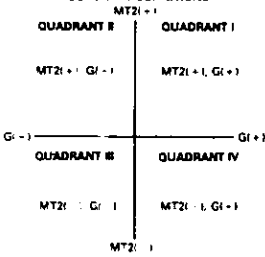
		QUADRANT (See Definition Below)					
		Type	$I_{GT}$ in $T_J$	I mA	II mA	III mA	IV mA
Gate Trigger Current (Continuous dc) (Main Terminal Voltage 12 Vdc, $R_L$ 100 ohms)	Maximum Value	2N6071	25°C	30	—	40	—
		2N6073	40°C	60	—	60	—
Maximum Value	Maximum Value	2N6071A	+25°C	5	5	5	10
		2N6073A	40°C	20	20	20	30
		2N6075A					
		2N6071B	+25°C	3	3	3	5
		2N6073B	40°C	15	15	15	20
		2N6075B					

\* Indicates JEDEC Registered Data

SAMPLE APPLICATION  
TTL-SENSITIVE GATE 4 AMPERE TRIAC  
TRIGGERS IN MODES II AND III



QUADRANT DEFINITIONS



- 1. Trigger devices are recommended for gating on Triacs. They provide consistent predictable turn-on points.
- 2. Simplified circuitry.
- 3. Fast turn-on time for cooler, more efficient and reliable operation.

For 2N6071, 2N6073, 2N6075

ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF RECOMMENDED  
BI-DIRECTIONAL SWITCHES

Usage	General	Lamp Dimmer	
Part Number	MBS4991	MBS4993	MBS100
$V_S$	6.0 - 10 V	7.5 - 9.0 V	3.0 - 6.0 V
$I_S$	350 $\mu$ A Max	250 $\mu$ A Max	100 - 400 $\mu$ A
$V_{S1} - V_{S2}$	0.5 V Max	0.2 V Max	0.35 V Max
Temperature Coefficient	0.02%/°C Typ		

See AN-528 for Theory and Characteristics of Bi-Directional Switches

SENSITIVE GATE LOGIC REFERENCE

IC Logic Functions	Firing Quadrant			
	I	II	III	IV
TTL		2N6071A Series	2N6071A Series	
rTTL		2N6071A Series	2N6071A Series	
CMOS (NAND)	2N6071B Series			2N6071B Series
CMOS (Buffer)		2N6071B Series	2N6071B Series	
Operational Amplifier	2N6071A Series			2N6071A Series
Zero Voltage Switch		2N6071A Series	2N6071A Series	



2N6071,A,B • 2N6073,A,B • 2N6075,A,B

FIGURE 1 - AVERAGE CURRENT DERATING

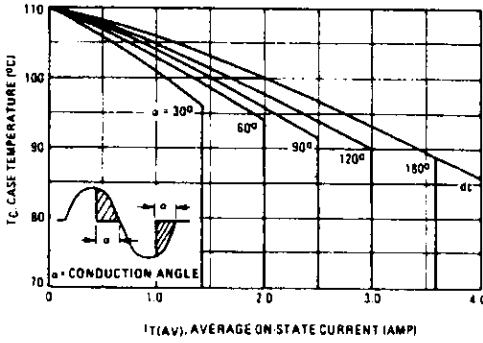


FIGURE 2 - RMS CURRENT DERATING

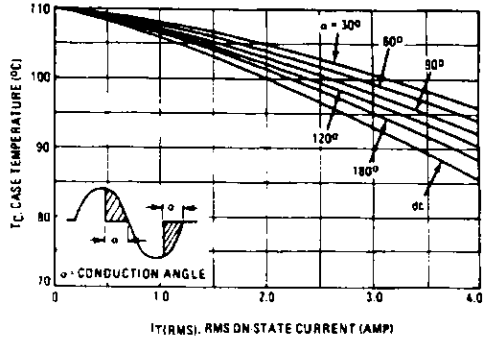


FIGURE 3 - POWER DISSIPATION

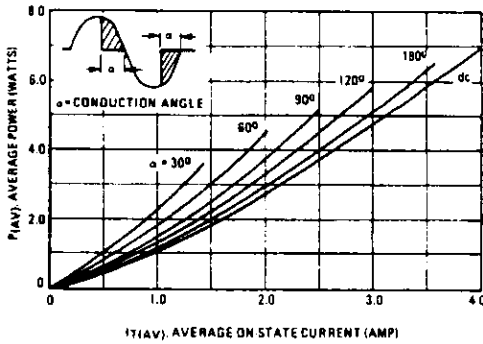


FIGURE 4 - POWER DISSIPATION

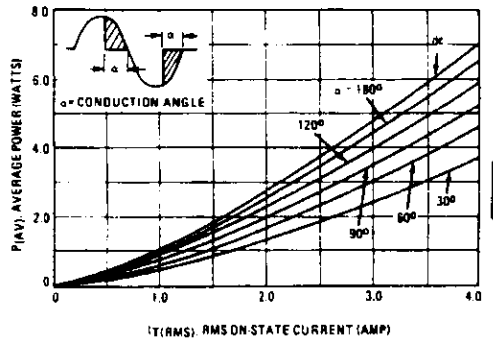


FIGURE 5 - TYPICAL GATE-TRIGGER VOLTAGE

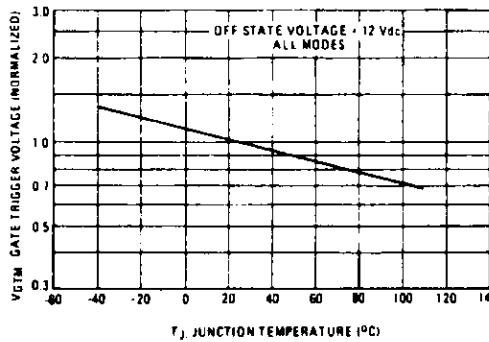
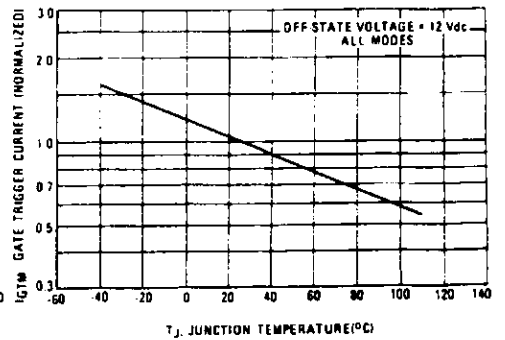


FIGURE 6 - TYPICAL GATE-TRIGGER CURRENT



2N6071,A,B • 2N6073,A,B • 2N6075,A,B

FIGURE 7 - MAXIMUM ON STATE CHARACTERISTICS

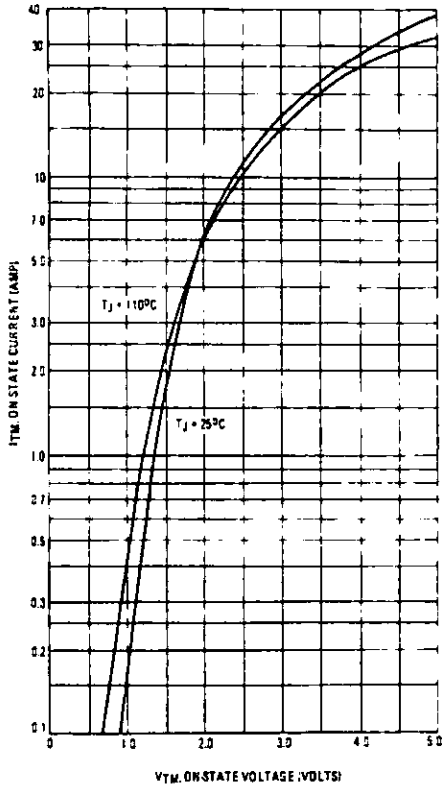


FIGURE 8 - TYPICAL HOLDING CURRENT

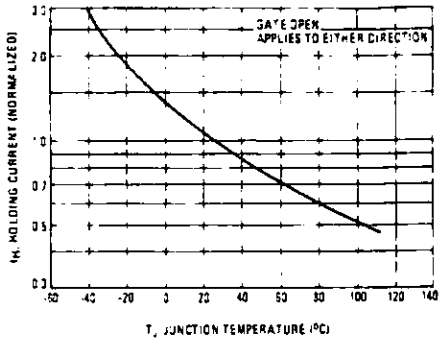


FIGURE 9 - MAXIMUM ALLOWABLE SURGE CURRENT

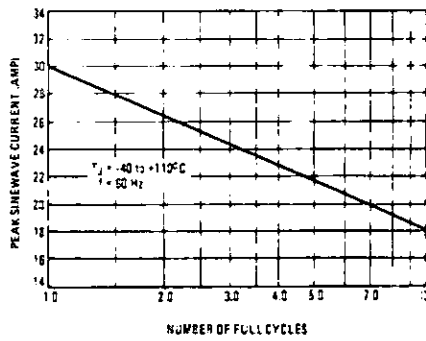
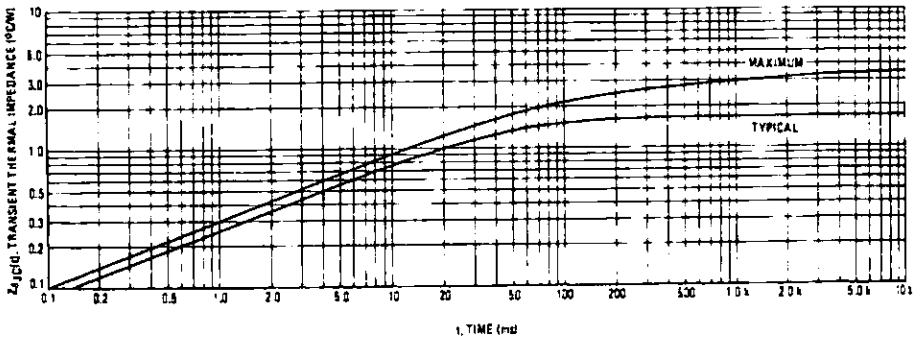


FIGURE 10 - THERMAL RESPONSE



## MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

### General Description

These CMOS key encoders provide all the necessary logic to fully encode an array of SPST switches. The keyboard scan can be implemented by either an external clock or external capacitor. These encoders also have on-chip pull-up devices which permit switches with up to 50 k $\Omega$  on resistance to be used. No diodes in the switch array are needed to eliminate ghost switches. The internal debounce circuit needs only a single external capacitor and can be defeated by omitting the capacitor. A Data Available output goes to a high level when a valid keyboard entry has been made. The Data Available output returns to a low level when the entered key is released, even if another key is depressed. The Data Available will return high to indicate acceptance of the new key after a normal debounce period; this two-key rollover is provided between any two switches.

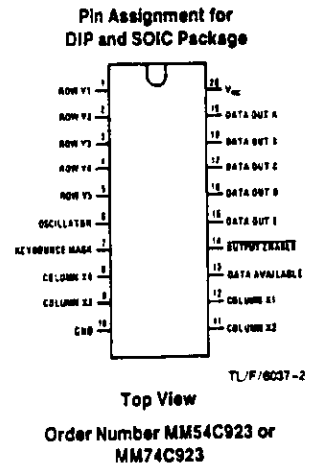
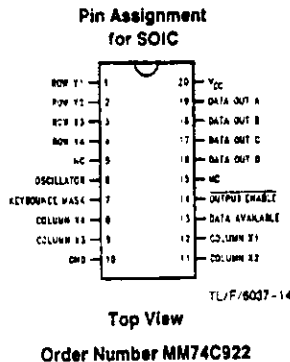
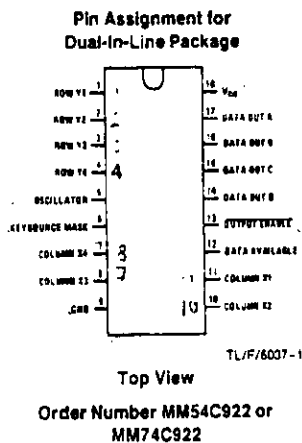
An internal register remembers the last key pressed even after the key is released. The TRI-STATE<sup>®</sup> outputs provide for easy expansion and bus operation and are LPTTL compatible.

### Features

- 50 k $\Omega$  maximum switch on resistance
- On or off chip clock
- On-chip row pull-up devices
- 2 key roll-over
- Keyboard elimination with single capacitor
- Last key register at outputs
- TRI-STATE output LPTTL compatible
- Wide supply range
- Low power consumption

3V to 15V

### Connection Diagrams



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Voltage at Any Pin  $V_{CC} - 0.3V$  to  $V_{CC} + 0.3V$

Operating Temperature Range  
 MM54C922, MM54C923 -55°C to +125°C  
 MM74C922, MM74C923 -40°C to +85°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Power Dissipation ( $P_D$ )

Dual-In-Line 700 mW

Small Outline 500 mW

Operating  $V_{CC}$  Range 3V to 1.5V

$V_{CC}$  18V

Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 260°C

## DC Electrical Characteristics Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>CMOS TO CMOS</b>						
$V_{T+}$	Positive-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 \text{ mA}$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 \text{ mA}$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 \text{ mA}$	3.0 6.0 9.0	3.8 6.8 10	4.3 8.6 12.9	V
$V_{T-}$	Negative-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 \text{ mA}$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 \text{ mA}$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 \text{ mA}$	0.7 1.4 2.1	1.4 3.2 5	2.0 4.0 6.0	V
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$	3.5 8.0 12.5	4.5 9 13.5		V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.5 1 1.5	1.5 2 2.5	V
$I_{ip}$	Row Pull-Up Current at Y1, Y2, Y3, Y4 and Y5 Inputs	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0.1 V_{CC}$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		-2 -10 -22	-5 -20 -45	$\mu\text{A}$
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = -10 \mu\text{A}$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10 \mu\text{A}$ $V_{CC} = 15V, I_O = -10 \mu\text{A}$	4.5 9 13.5			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10 \mu\text{A}$ $V_{CC} = 10V, I_O = 10 \mu\text{A}$ $V_{CC} = 15V, I_O = 10 \mu\text{A}$			0.5 1 1.5	V
$R_{on}$	Column "ON" Resistance at X1, X2, X3 and X4 Outputs	$V_{CC} = 5V, V_O = 0.5V$ $V_{CC} = 10V, V_O = 1V$ $V_{CC} = 15V, V_O = 1.5V$		500 300 200	1400 700 500	$\Omega$
$I_{CC}$	Supply Current Osc at 0V, (one Y low)	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.55 1.1 1.7	1.1 1.9 2.6	mA
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	$\mu\text{A}$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		$\mu\text{A}$
<b>CMOS/LPTTL INTERFACE</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$		V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$ $I_O = -360 \mu\text{A}$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ $I_O = -360 \mu\text{A}$	2.4	2.4		V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$ $I_O = -360 \mu\text{A}$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ $I_O = -360 \mu\text{A}$			0.4 0.4	V

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

## DC Electrical Characteristics

Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet) (Short Circuit Current)</b>						
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-8	-15		mA
$I_{SINK}$	Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
$I_{SINK}$	Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	8	16		mA

## AC Electrical Characteristics\* $T_A = 25^\circ C, C_L = 50$ pF, unless otherwise noted

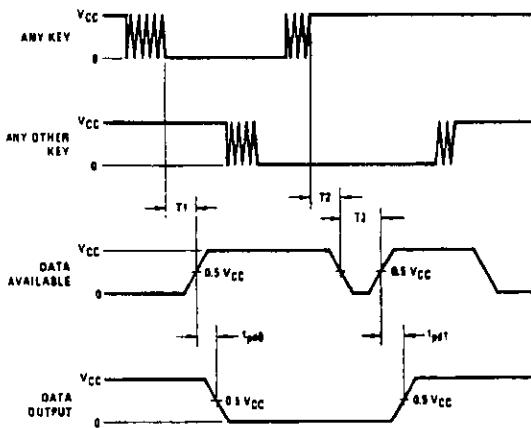
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{pd0}, t_{pd1}$	Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.	$C_L = 50$ pF (Figure 1) $V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		60 35 25	150 80 60	ns ns ns
$t_{OH}, t_{IH}$	Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State	$R_L = 10k, C_L = 10$ pF (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 10$ pF $V_{CC} = 15V$		80 65 50	200 150 110	ns ns ns
$t_{HO}, t_{HI}$	Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"	$R_L = 10k, C_L = 50$ pF (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50$ pF $V_{CC} = 15V$		100 55 40	250 125 90	ns ns ns
$C_{IN}$	Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5	7.5	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE Output Capacitance	Any Output (Note 2)		10		pF

\*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

## Switching Time Waveforms



$T_1 \approx T_2 \approx RC, T_3 \approx 0.7RC$ , where  $R = 10k$  and  $C$  is external capacitor at KBM input.

FIGURE 1

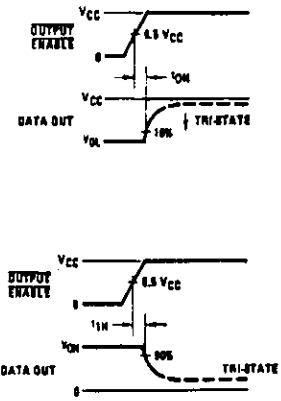
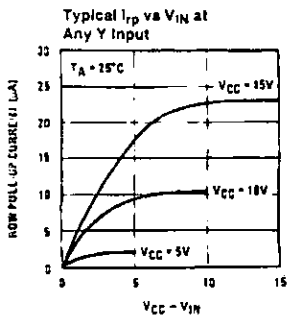
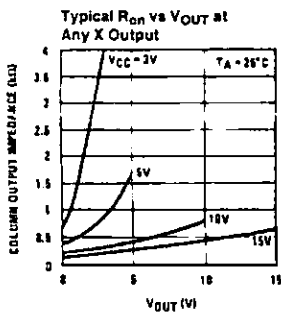


FIGURE 2

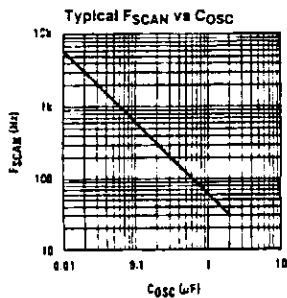
## Typical Performance Characteristics



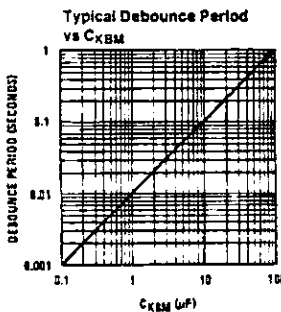
TL/F/6037-6



TL/F/6037-7



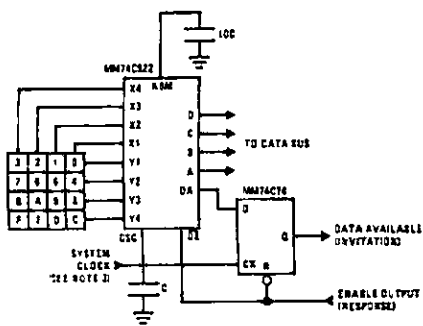
TL/F/6037-8



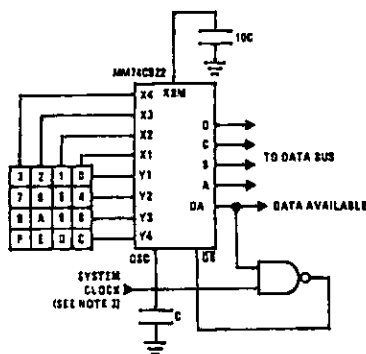
TL/F/6037-9

## Typical Applications

Synchronous Handshake (MM74C922)



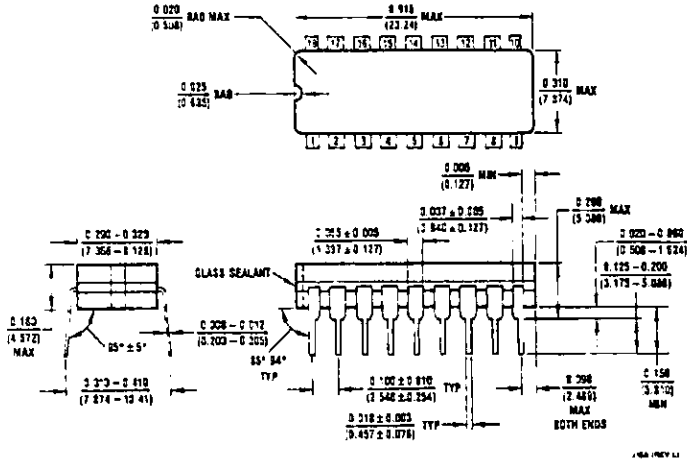
Synchronous Data Entry Onto Bus (MM74C922)



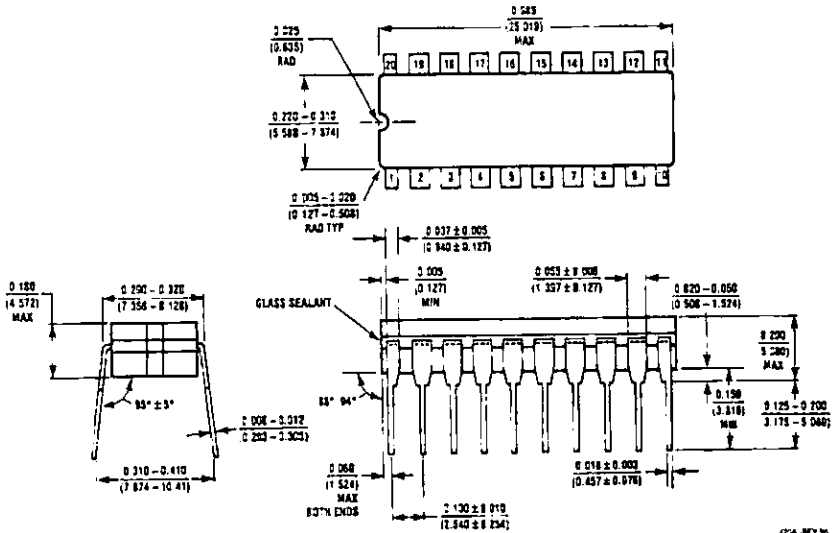
Outputs are enabled when valid entry is made and go into TRI-STATE when key is released.



**Physical Dimensions** inches (millimeters)



**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
**Order Number MM54C922J or MM74C922J**  
**NS Package Number J18A**



**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
**Order Number MM54C923J or MM74C923J**  
**NS Package Number J20A**



## EL MICROCONTROLADOR MC68HC11E1



El circuito de alta densidad metal-oxido (HCMOS) es un microcontrolador (MCU) de 8 bits de alta integración con todos los periférico dentro del mismo encapsulado.

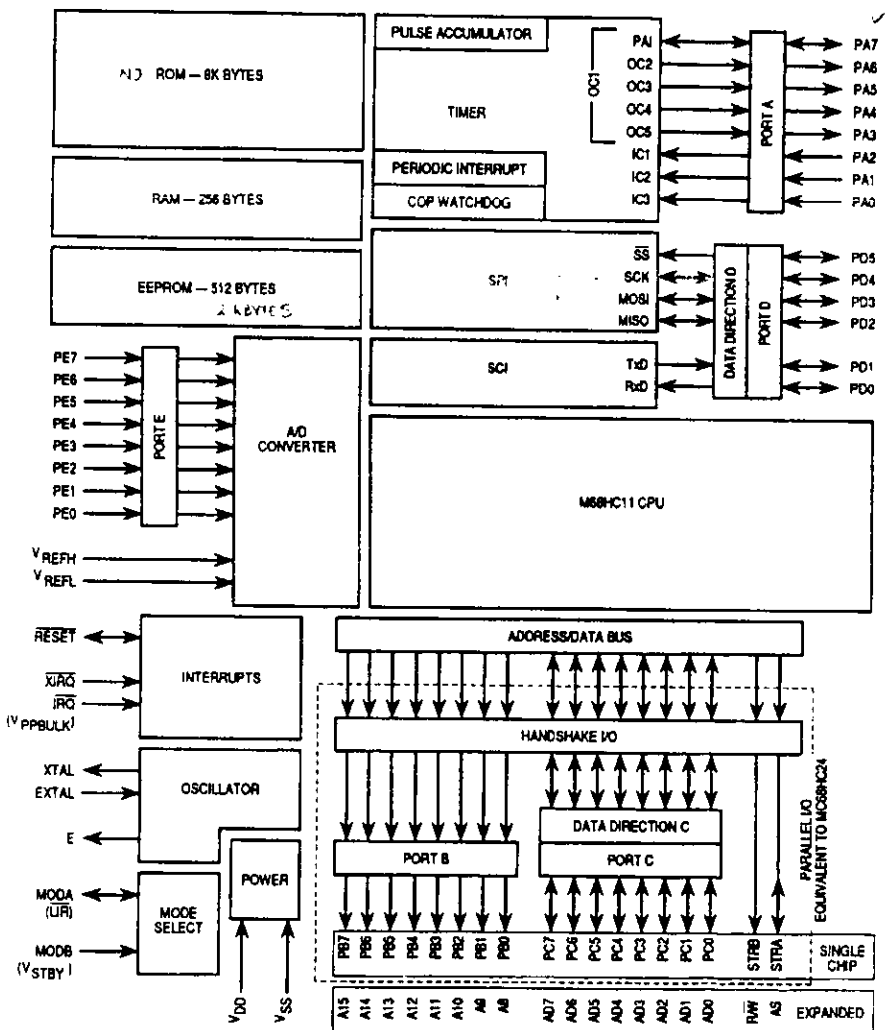
La tecnología HCMOS usada en el MC68HC11 combina un tamaño pequeño y alta velocidad con una baja potencia y alta inmunidad al ruido en los CMOS. Dentro del mismo encapsulado se incluye 8Kbytes de memoria de solo lectura Random Only Memory (ROM), 2Kbytes de memoria programable ROM electricamente borrrable (Electrically Erasable Programmable ROM( EEPROM), y 256 bytes de Random Access Memory (RAM).

Dentro del encapsulados son incluidos también 8 canales convertidores analógico-digital (A/D) con 8 bits de resolución. Un puerto de comunicaciones serie asincrono (asynchronous Serial Communications Interface SCI) y un canal sincrono separado (Synchronous Serial Peripheral SPI) son incluidos. El reloj principal activa a un sistema de conteo libre de 16 bits que tiene tres pines de entrada de captura (Input -Capture), cinco salidas comparadoras (Output-cpmare) y una función de interrupción en tiempo real. Un acumulador de pulsos de Ocho bits subsistema que puede contar eventos externos o medir periodos de tiempo externos.

Un circuito de monitoreo es incluido en el encapsulado para protección contra errores del sistema. Un computer Operating Properly (COP) sistema watchdog protege contra fallas del software. Un sistema de monitoreo del reloj genera un reseteo en

caso de que el reloj se pierda o corra muy bajo. Un circuito de detección de códigos ilegales produce una interrupción no enmascarable si un código ilegal es detectado.

La figura siguiente es un diagrama a bloques del MCU. Este diagrama exhibe la mayoría de los subsistemas y la relación con los pines del MCU. En la esquina inferior derecha de este diagrama se observa el subsistema de Entrada salida (I/O) paralelo, la función de este subsistema se pierde cuando el MCU es operado en modo expandido (opción que convierte al MCU en un MCU de 16 Bits).



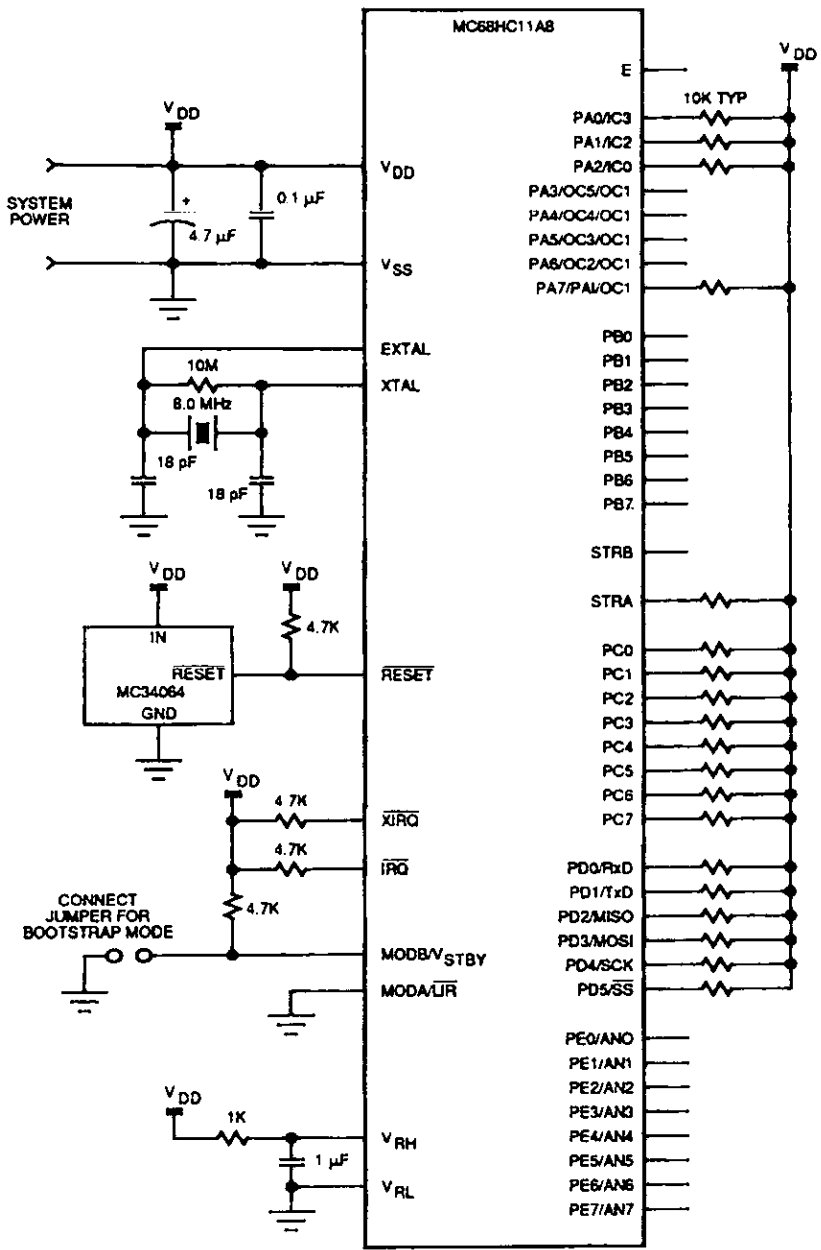
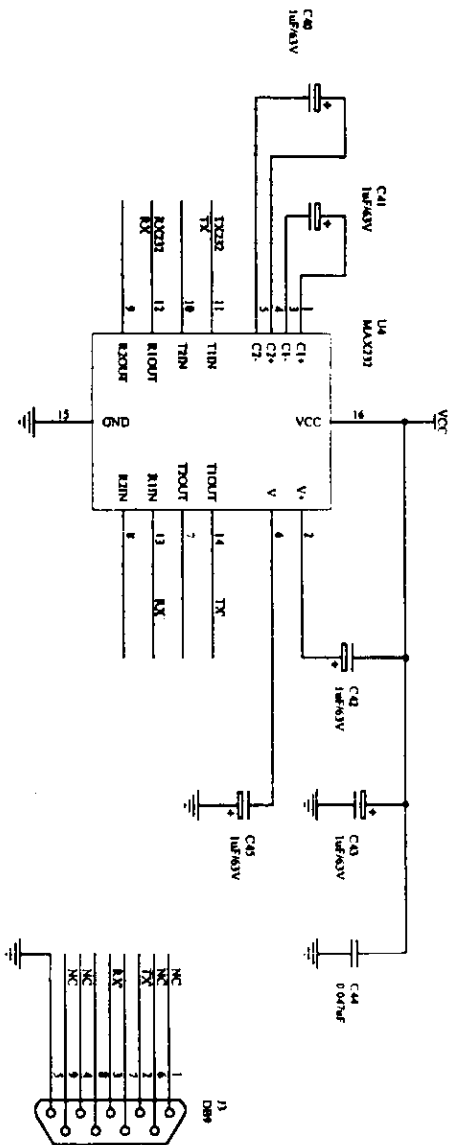
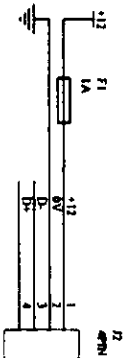


Figure 2-22. Basic Single-Chip-Mode Connections

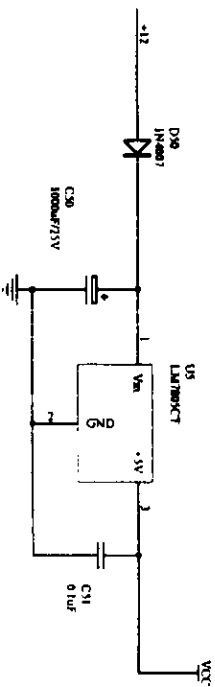
### INTERFACE RS232



### CONECTOR ALIMENTACION



### FUENTE DE ALIMENTACION



La alimentación de este MCU se realiza a través de los pines VDD (Positivo) y VSS (Tierra) este, usa una fuente de poder simple de 5 Vcc . Pero en algunas aplicaciones puede ser necesaria una fuente opcional de referencia cuando son utilizados los convertidores Analógicos -Digitales (A/D) o por una batería de respaldo que mantiene energizada la memoria RAM cuando se desactiva la alimentación principal, esta fuente adicional opcional opera también a un voltaje de 5V.

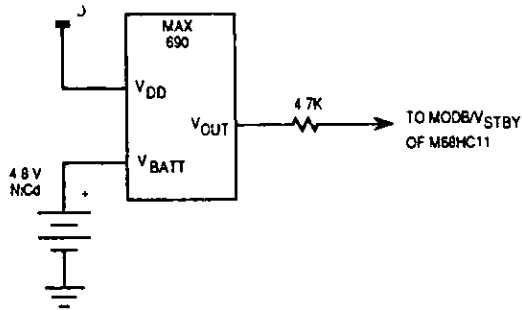


Figure 2-8. RAM Standby MODB/V<sub>STBY</sub> Connections

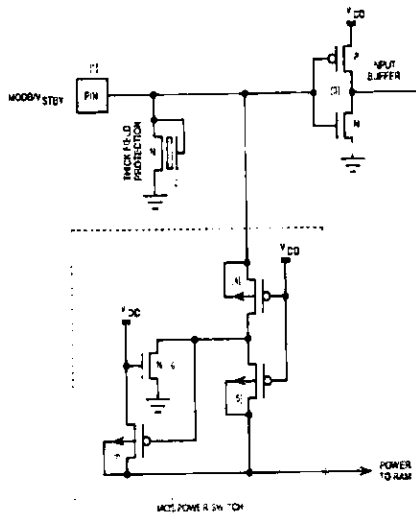


Figure 2-20. Internal Circuitry — MODB/V<sub>STBY</sub> Pin

Este MCU posee 145 códigos de operación que lo hacen más versátil y fácil de programar.

# ABA

Add Accumulator B to Accumulator A

# ABA

**Operation:**  $ACCA \leftarrow (ACCA) + (ACCB)$

**Description:** Adds the contents of accumulator B to the contents of accumulator A and places the result in accumulator A. Accumulator B is not changed. This instruction affects the H condition code bit so it is suitable for use in BCD arithmetic operations (see DAA instruction for additional information).

**Condition Codes and Boolean Formulae:**

S	X	H	I	N	Z	V	C
—	—	*	—	*	*	*	*

**H**  $A_3 \cdot B_3 + B_3 \cdot \bar{R}_3 + \bar{R}_3 \cdot A_3$

Set if there was a carry from bit 3; cleared otherwise.

**N**  $R_7$

Set if MSB of result is set; cleared otherwise.

**Z**  $\bar{R}_7 \cdot \bar{R}_6 \cdot \bar{R}_5 \cdot \bar{R}_4 \cdot \bar{R}_3 \cdot \bar{R}_2 \cdot \bar{R}_1 \cdot \bar{R}_0$

Set if result is \$00; cleared otherwise.

**V**  $A_7 \cdot B_7 \cdot \bar{R}_7 + \bar{A}_7 \cdot \bar{B}_7 \cdot R_7$

Set if a twos complement overflow resulted from the operation; cleared otherwise.

**C**  $A_7 \cdot B_7 + B_7 \cdot \bar{R}_7 + \bar{R}_7 \cdot A_7$

Set if there was a carry from the MSB of the result; cleared otherwise.

**Source Forms:** ABA

**Addressing Modes, Machine Code, and Cycle-by-Cycle Execution:**

Cycle	ABA (INH)		
	Addr	Data	R/W
1	OP	1B	1
2	OP+1	—	1

# ABX

Add Accumulator B to Index Register X

# ABX

**Operation:** IX ← (IX) + (ACCB)

**Description:** Adds the 8-bit unsigned contents of accumulator B to the contents of index register X (IX) considering the possible carry out of the low-order byte of the index register X; places the result in index register X (IX). Accumulator B is not changed. There is no equivalent instruction to add accumulator A to an index register.

**Condition Codes and Boolean Formulae:**

S	X	H	I	N	Z	V	C
—	—	—	—	—	—	—	—

None affected

**Source Forms:** ABX

**Addressing Modes, Machine Code, and Cycle-by-Cycle Execution:**

Cycle	ABX (INH)		
	Addr	Data	R/W
1	OP	3A	1
2	OP + 1	—	1
3	FFFF	—	1

# ABY

Add Accumulator B to Index Register Y

# ABY

**Operation:**  $IY \leftarrow (IY) + (ACCB)$

**Description:** Adds the 8-bit unsigned contents of accumulator B to the contents of index register Y (IY) considering the possible carry out of the low-order byte of index register Y; places the result in index register Y (IY). Accumulator B is not changed. There is no equivalent instruction to add accumulator A to an index register.

**Condition Codes and Boolean Formulae:**

S	X	H	I	N	Z	V	C
—	—	—	—	—	—	—	—

None affected

**Source Forms:** ABY

**Addressing Modes, Machine Code, and Cycle-by-Cycle Execution:**

Cycle	ABY (MH)		
	Addr	Data	R/W
1	OP	1B	1
2	OP + 1	3A	1
3	OP + 2	—	1
4	FFFF	—	1



Table 3-2. Instruction Set (1 of 7)

Mnemonic	Operation	Description	Addressing Mode	Instruction			Condition Codes									
				Opcode	Operand	Cycles	S	X	H	I	N	Z	V	C		
ABA	Add Accumulators	$A + B \Rightarrow A$	INH	1B	—	2	—	—	Δ	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ABX	Add B to X	$UX + (00 B) \Rightarrow IX$	INH	3A	—	3	—	—	—	—	—	—	—			
ASY	Add B to Y	$IY + (00 B) \Rightarrow IY$	INH	16 3A	—	4	—	—	—	—	—	—	—			
ADCA (opr)	Add with Carry to A	$A + M + C \Rightarrow A$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	89 99 B9 A9 18 A9	ii dd hh I ff ff	2 3 4 4 5	—	—	Δ	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ADCB (opr)	Add with Carry to B	$B + M + C \Rightarrow B$	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	C9 D9 F9 E9 18 E9	ii dd hh I ff ff	2 3 4 4 5	—	—	Δ	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ADDA (opr)	Add Memory to A	$A + M \Rightarrow A$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	8B 9B AB 18 AB	ii dd hh I ff ff	2 3 4 4 5	—	—	Δ	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ADDB (opr)	Add Memory to B	$B + M \Rightarrow B$	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	CB DB FB EB 18 EB	ii dd hh I ff ff	2 3 4 4 5	—	—	Δ	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ADD (opr)	Add 16-Bit to D	$D + (M : M + 1) \Rightarrow D$	IMM DIR EXT IND,X IND,Y	C3 D3 F3 E3 18 E3	ii kkt dd hh I ff ff	4 5 6 6 7	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ANDA (opr)	AND A with Memory	$A \wedge M \Rightarrow A$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	84 94 B4 A4 18 A4	ii dd hh I ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—		
ANDB (opr)	AND B with Memory	$B \wedge M \Rightarrow B$	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	C4 D4 F4 E4 18 E4	ii dd hh I ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—		
ASL (opr)	Arithmetic Shift Left		EXT IND,X IND,Y	78 68 18 68	hh I ff ff	6 6 7	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ		
ASLA	Arithmetic Shift Left A		A INH	48	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ	
ASLB	Arithmetic Shift Left B		B INH	58	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ	
ASLD	Arithmetic Shift Left D		INH	05	—	3	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ	
ASR	Arithmetic Shift Right		EXT IND,X IND,Y	77 67 18 67	hh I ff ff	6 6 7	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ	
ASRA	Arithmetic Shift Right A		A INH	47	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
ASRB	Arithmetic Shift Right B		B INH	57	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
BCC (rel)	Branch if Carry Clear	? C = 0	REL	24	r	3	—	—	—	—	—	—	—	—		
BCLR (opr) (msk)	Clear Bit(s)	$M \wedge (mm) \Rightarrow M$	DIR IND,X IND,Y	15 1D 1D	dd mm ff mm ff mm	6 7 8	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—	
BCS (rel)	Branch if Carry Set	? C = 1	REL	25	r	3	—	—	—	—	—	—	—	—		

Table 3-2. Instruction Set (2 of 7)

Mnemonic	Operation	Description	Addressing Mode	Instruction			Condition Codes											
				Opcode	Operand	Cycles	S	X	H	I	N	Z	V	C				
BEQ (rel)	Branch if = Zero	? Z = 1	REL	27	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BGE (rel)	Branch if ≥ Zero	? N ⊕ V = 0	REL	2C	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BGT (rel)	Branch if > Zero	? Z + (N ⊕ V) = 0	REL	2E	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BHI (rel)	Branch if Higher	? C + Z = 0	REL	22	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BHS (rel)	Branch if Higher or Same	? C = 0	REL	24	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BITA (opr)	Bit(s) Test A with Memory	A + M	A IMM	85	ii	2	-	-	-	-	-	Δ	Δ	0	-	-		
			A DIR	85	dd	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A EXT	85	hh ff	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A IND.X	A5	ff	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
A IND.Y	18	A5	ff	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BITB (opr)	Bit(s) Test B with Memory	B + M	B IMM	C5	ii	2	-	-	-	-	-	Δ	Δ	0	-	-		
			B DIR	D5	dd	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B EXT	F5	hh ff	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B IND.X	E5	ff	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
B IND.Y	18	E5	ff	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLE (rel)	Branch if ≤ Zero	? Z + (N ⊕ V) = 1	REL	2F	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLO (rel)	Branch if Lower	? C = 1	REL	25	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLS (rel)	Branch if Lower or Same	? C + Z = 1	REL	23	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLT (rel)	Branch if < Zero	? N ⊕ V = 1	REL	2D	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BMI (rel)	Branch if Minus	? N = 1	REL	2B	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BNE (rel)	Branch if not = Zero	? Z = 0	REL	26	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BPL (rel)	Branch if Plus	? N = 0	REL	2A	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BRA (rel)	Branch Always	? 1 = 1	REL	20	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BRCLR(opr) (mask) (rel)	Branch if Bit(s) Clear	? M + mm = 0	DIR	13	dd mm rr	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
			IND.X	1F	ff mm rr	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
			IND.Y	18	1F	ff mm rr	8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
BRN (rel)	Branch Never	? 1 = 0	REL	21	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BRSET(opr) (mask) (rel)	Branch if Bit(s) Set	? (M) + mm = 0	DIR	12	dd mm rr	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
			IND.X	1E	ff mm rr	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
			IND.Y	18	1E	ff mm rr	8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
BSET (opr) (mask)	Set Bit(s)	M + mm = M	DIR	14	dd mm	6	-	-	-	-	-	Δ	Δ	0	-	-		
			IND.X	1C	ff mm	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
			IND.Y	18	1C	ff mm	8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
BSR (rel)	Branch to Subroutine	See Figure 3-2	REL	8D	r	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BVC (rel)	Branch if Overflow Clear	? V = 0	REL	28	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BVS (rel)	Branch if Overflow Set	? V = 1	REL	29	r	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
CBA	Compare A to B	A - B	INH	11	-	2	-	-	-	-	-	Δ	Δ	Δ	Δ	-		
CLC	Clear Carry Bit	0 = C	INH	0C	-	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0		
CLI	Clear Interrupt Mask	0 = I	INH	0E	-	2	-	-	-	0	-	-	-	-	-	-		
CLR (opr)	Clear Memory Byte	0 = M	EXT	7F	hh ff	6	-	-	-	-	-	0	1	0	0	-		
			IND.X	8F	ff	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND.Y	18	8F	ff	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Table 3-2. Instruction Set (3 of 7)

Mnemonic	Operation	Description	Addressing Mode	Instruction			Condition Codes									
				Opcode	Operand	Cycles	B	X	H	I	N	Z	V	C		
CLRA	Clear Accumulator A	0 → A	A INH	4F	—	2	—	—	—	—	—	—	0	1	0	0
CLRB	Clear Accumulator B	0 → B	B INH	5F	—	2	—	—	—	—	—	—	0	1	0	0
CLV	Clear Overflow Flag	0 → V	INH	0A	—	2	—	—	—	—	—	—	—	0	—	—
CMPA (opr)	Compare A to Memory	A - M	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	81 91 B1 A1 A1	 dd hh    ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
CMPS (opr)	Compare B to Memory	B - M	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	C1 D1 F1 E1 E1	 dd hh    ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
COM (opr)	One's Complement Memory Byte	\$FF - M → M	EXT IND,X IND,Y	73 63 63	 hh ff ff	8 8 7	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	1
COMA	One's Complement A	\$FF - A → A	A INH	43	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	1
COMB	One's Complement B	\$FF - B → B	B INH	53	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	1
CPD (opr)	Compare D to Memory 16-Bit	D - M M + 1	IMM DIR EXT IND,X IND,Y	1A 83 1A 93 1A B3 1A A3 CD A3	s  k  dd hh   ff ff	5 6 7 7 7	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
CPX (opr)	Compare X to Memory 16-Bit	IX - M M + 1	IMM DIR EXT IND,X IND,Y	8C 9C BC AC AC	k  dd hh   ff ff	4 5 6 6 7	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
CPY (opr)	Compare Y to Memory 16-Bit	IY - M M + 1	IMM DIR EXT IND,X IND,Y	18 8C 18 9C 18 BC 1A AC 18 AC	k  dd hh   ff ff	5 6 7 7 7	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
DAA	Decimal Adjust A	Adjust Sum to BCD	INH	19	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
DEC (opr)	Decrement Memory Byte	M - 1 → M	EXT IND,X IND,Y	7A 8A 8A	hh   ff ff	8 8 7	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	—
DECA	Decrement Accumulator A	A - 1 → A	A INH	4A	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	—
DECB	Decrement Accumulator B	B - 1 → B	B INH	5A	—	2	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	—
DES	Decrement Stack Pointer	SP - 1 → SP	INH	34	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
DEX	Decrement Index Register X	IX - 1 → IX	INH	09	—	3	—	—	—	—	—	—	—	Δ	—	—
DEY	Decrement Index Register Y	IY - 1 → IY	INH	18 09	—	4	—	—	—	—	—	—	—	Δ	—	—
EORA (opr)	Exclusive OR A with Memory	A ⊕ M → A	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	88 98 B8 A8 A8	 dd hh    ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
EORB (opr)	Exclusive OR B with Memory	B ⊕ M → B	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	C8 D8 F8 E8 E8	 dd hh    ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—



Table 3-2. Instruction Set (5 of 7)

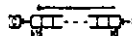
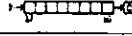
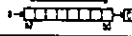
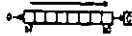
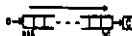
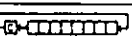
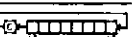
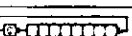
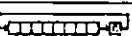
Mnemonic	Operation	Description	Addressing Mode	Instruction			Condition Codes													
				Opcode	Operand	Cycles	S	X	H	I	N	Z	V	C						
LSLD	Logical Shift Left Double		INH	05	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
LSR (opr)	Logical Shift Right		EXT IND,X IND,Y	74 64 64	hh ll ll ll	6 6 7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
LSRA	Logical Shift Right A		A INH	44	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
LSRB	Logical Shift Right B		B INH	54	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
LSRD	Logical Shift Right Double		INH	04	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
MUL	Multiply 8 by 8	$A \times B \Rightarrow D$	INH	3D	—	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
NEG (opr)	Two's Complement Memory Byte	$0 - M \Rightarrow M$	EXT IND,X IND,Y	7D 6D 6D	hh ll ll ll	6 6 7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
NEGA	Two's Complement A	$0 - A \Rightarrow A$	A INH	4D	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
NEGB	Two's Complement B	$0 - B \Rightarrow B$	B INH	5D	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
NOP	No operation	No Operation	INH	01	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ORAA (opr)	OR Accumulator A (Inclusive)	$A + M \Rightarrow A$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	8A 9A 8A 9A AA AA	ll dd hh ll ll ll	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ORAB (opr)	OR Accumulator B (Inclusive)	$B + M \Rightarrow B$	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	CA DA FA EA EA	ll dd hh ll ll ll	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PSHA	Push A onto Stack	$A \downarrow$ Stk, $SP = SP - 1$	A INH	36	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PSHB	Push B onto Stack	$B \downarrow$ Stk, $SP = SP - 1$	B INH	37	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PSHX	Push X onto Stack (Lo First)	$IX \downarrow$ Stk, $SP = SP - 2$	INH	3C	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PSHY	Push Y onto Stack (Lo First)	$IY \downarrow$ Stk, $SP = SP - 2$	INH	18 3C	—	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PULA	Pop A from Stack	$SP = SP + 1$ , $A \uparrow$ Stk	A INH	32	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PULB	Pop B from Stack	$SP = SP + 1$ , $B \uparrow$ Stk	B INH	33	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PULX	Pop X from Stack (Hi First)	$SP = SP + 2$ , $IX \uparrow$ Stk	INH	38	—	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
PULY	Pop Y from Stack (Hi First)	$SP = SP + 2$ , $IY \uparrow$ Stk	INH	18 38	—	6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ROL (opr)	Rotate Left		EXT IND,X IND,Y	78 68 68	hh ll ll ll	6 6 7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ROLA	Rotate Left A		A INH	48	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ROLB	Rotate Left B		B INH	58	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ROR (opr)	Rotate Right		EXT IND,X IND,Y	76 66 66	hh ll ll ll	6 6 7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Table 3-2. Instruction Set (6 of 7)

Mnemonic	Operation	Description	Addressing Mode	Instruction			Condition Codes								
				Opcode	Operands	Cycles	S	X	H	I	N	Z	V	C	
RORA	Rotate Right A		A INH	46	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
RORB	Rotate Right B		B INH	56	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
RTI	Return from Interrupt	See Figure 3-2	INH	3B	—	12	Δ	↓	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
RTS	Return from Subroutine	See Figure 3-2	INH	39	—	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
SBA	Subtract B from A	$A - B \Rightarrow A$	INH	10	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
SBCA (opr)	Subtract with Carry from A	$A - M - C \Rightarrow A$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	82 92 B2 A2 18 A2	ll dd hh ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
SBCB (opr)	Subtract with Carry from B	$B - M - C \Rightarrow B$	B IMM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	C2 D2 F2 E2 18 E2	ll dd hh ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
SEC	Set Carry	$1 \Rightarrow C$	INH	0D	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	1
SEI	Set Interrupt Mask	$1 \Rightarrow I$	INH	0F	—	2	—	—	—	1	—	—	—	—	—
SEV	Set Overflow Flag	$1 \Rightarrow V$	INH	0B	—	2	—	—	—	—	—	—	—	1	—
STAA (opr)	Store Accumulator A	$A \Rightarrow M$	A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	97 B7 A7 18 A7	dd hh ff ff	3 4 4 5	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
STAB (opr)	Store Accumulator B	$B \Rightarrow M$	B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	D7 F7 E7 18 E7	dd hh ff ff	3 4 4 5	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
STD (opr)	Store Accumulator D	$A \Rightarrow M, B \Rightarrow M + 1$	DIR EXT IND,X IND,Y	D0 F0 E0 18 E0	dd hh ff ff	4 5 5 6	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
STOP	Stop Internal Clocks	—	INH	0F	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—
STS (opr)	Store Stack Pointer	$SP \Rightarrow M : M + 1$	DIR EXT IND,X IND,Y	9F BF AF 18 AF	dd hh ff ff	4 5 5 6	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
STX (opr)	Store Index Register X	$IX \Rightarrow M : M + 1$	DIR EXT IND,X IND,Y	DF FF EF CD	dd hh ff ff	4 5 5 6	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
STY (opr)	Store Index Register Y	$IY \Rightarrow M : M + 1$	DIR EXT IND,X IND,Y	18 DF 18 FF 1A EF 18 EF	dd hh ff ff	5 6 6 6	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—
SUBA (opr)	Subtract Memory from A	$A - M \Rightarrow A$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	80 90 B0 A0 18 A0	ll dd hh ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
SUBB (opr)	Subtract Memory from B	$B - M \Rightarrow B$	A IMM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	C0 D0 F0 E0 18 E0	ll dd hh ff ff	2 3 4 4 5	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ
SUBD (opr)	Subtract Memory from D	$D - M : M + 1 \Rightarrow D$	IMM DIR EXT IND,X IND,Y	83 93 B3 A3 18 A3	ll dd hh ff ff	4 5 6 6 7	—	—	—	—	—	Δ	Δ	Δ	Δ

Table 3-2. Instruction Set (7 of 7)

Mnemonic	Operation	Description	Addressing Mode	Instruction			Condition Codes									
				Opcode	Operand	Cycles	S	X	H	I	N	Z	V	C		
SWI	Software Interrupt	See Figure 3-2	INH	3F	—	14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
TAB	Transfer A to B	A ⇒ B	INH	16	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—	—
TAP	Transfer A to CC Register	A ⇒ CCR	INH	06	—	2	Δ	+	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
TBA	Transfer B to A	B ⇒ A	INH	17	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	—	—
TEST	TEST (Only in Test Modes)	Address Bus Counts	INH	00	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
TPA	Transfer CC Register to A	CCR ⇒ A	INH	07	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
TST (opr)	Test for Zero or Minus	M - 0	EXT IND.X IND.Y	7D 6D 6D	hh ff ff	8 5 7	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	0	0
TSTA	Test A for Zero or Minus	A - 0	A INH	4D	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	0	0
TSTB	Test B for Zero or Minus	B - 0	B INH	5D	—	2	—	—	—	—	—	Δ	Δ	0	0	0
TSX	Transfer Stack Pointer to X	SP + 1 ⇒ IX	INH	30	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
TSY	Transfer Stack Pointer to Y	SP + 1 ⇒ IY	INH	18 30	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
TXS	Transfer X to Stack Pointer	IX - 1 ⇒ SP	INH	35	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
TYS	Transfer Y to Stack Pointer	IY - 1 ⇒ SP	INH	18 35	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
WAI	Wait for Interrupt	Stack Regs & WAIT	INH	3E	—	∞	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
XGDY	Exchange D with X	IX ⇔ D	INH	8F	—	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
XGDY	Exchange D with Y	IY ⇔ D	INH	18 8F	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Cycle

- ∞ Infinity or until reset occurs
- ∞∞ 12 Cycles are used beginning with the opcode fetch. A wait state is entered which remains in effect for an integer number of MPU E-Clock cycles (n) until an interrupt is recognized. Finally, two additional cycles are used to fetch the appropriate interrupt vector (14 + n total).

Operands

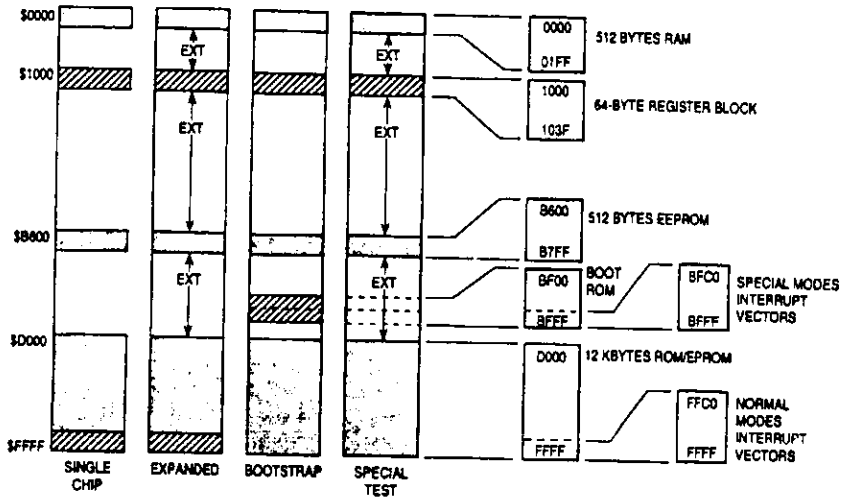
- dd = 8-Bit Direct Address (\$0000 - \$00FF) (High Byte Assumed to be \$00)
- ff = 8-Bit Positive Offset \$00 (0) to \$FF (255) (Is Added to Index)
- hh = High-Order Bytes of 16-Bit Extended Address
- ll = Low-Order Bytes of 16-Bit Extended Address
- .. = One Byte of Immediate Data
- jj = High-Order Byte of 16-Bit Immediate Data
- kk = Low-Order Byte of 16-Bit Immediate Data
- ll = Low-Order Bytes of 16-Bit Extended Address
- mm = 8-Bit Mask (Set Bits to be Affected)
- rr = Signed Relative Offset \$80 (-128) to \$7F (+127)  
(Offset Relative to Address Following Machine Code Offset Byte)

Operators

- () Contents of register shown inside parentheses
- ⇒ Is transferred to
- ⇔ Is exchanged with
- ↑ Is pulled from stack
- ↓ Is pushed onto stack
- Boolean AND
- + Arithmetic Addition Symbol except where used as Inclusive-OR symbol in Boolean Formula
- ⊕ Exclusive-OR
- Multiply
- Concatenation
- Arithmetic subtraction symbol or Negation symbol (Two's Complement)

Condition Codes

- Bit not changed
- 0 Bit always cleared
- 1 Bit always set
- Δ Bit cleared or set, depending on operation
- ↓ Bit can be cleared, cannot become set



© 1978 MOTOROLA INC.

**Figure 4-2. Memory Map for MC68HC11E0, MC68HC11E1, and MC68HC(7)11E9**



**Table 4-1. Register and Control Bit Assignments (1 of 2)**

The register block can be remapped to any 4K boundary

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
\$1000	PA7	PA6	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0	PORTA
\$1001									Reserved
\$1002	STAF	STAI	CWOM	HNDS	OIN	PLS	EGA	INVB	PIOC
\$1003	PC7	PC8	PC5	PC4	PC3	PC2	PC1	PC0	PORTC
\$1004	PB7	PB6	PB5	PB4	PB3	PB2	PB1	PB0	PORTB
\$1005	PCL7	PCL6	PCL5	PCL4	PCL3	PCL2	PCL1	PCL0	PORTCL
\$1008									Reserved
\$1007	DDC7	DDC6	DDC5	DDC4	DDC3	DDC2	DDC1	DDC0	DDRC
\$1008	0	0	PD5	PD4	PD3	PD2	PD1	PD0	PORTD
\$1009	0	0	DD5	DD4	DD3	DD2	DD1	DD0	DDRD
\$100A	PE7	PE6	PE5	PE4	PE3	PE2	PE1	PE0	PORTE
\$100B	FOC1	FOC2	FOC3	FOC4	FOC5	0	0	0	CFORC
\$100C	OC1M7	OC1M6	OC1M5	OC1M4	OC1M3	0	0	0	OC1M
\$100D	OC1D7	OC1D6	OC1D5	OC1D4	OC1D3	0	0	0	OC1D
\$100E	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TCNT (High)
\$100F	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TCNT (Low)
\$1010	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TIC1 (High)
\$1011	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TIC1 (Low)
\$1012	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TIC2 (High)
\$1013	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TIC2 (Low)
\$1014	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TIC3 (High)
\$1015	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TIC3 (Low)
\$1016	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TOC1 (High)
\$1017	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TOC1 (Low)
\$1018	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TOC2 (High)
\$1019	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TOC2 (Low)
\$101A	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TOC3 (High)
\$101B	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TOC3 (Low)
\$101C	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	TOC4 (High)
\$101D	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	TOC4 (Low)
\$101E	Bit 15	14	13	12	11	10	9	Bit 8	T14/O5 (High)
\$101F	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	T14/O5 (Low)
\$1020	OM2	OL2	OM3	OL3	OM4	OL4	OM5	OL5	TCTL1
\$1021	EDG4B	EDG4A	EDG1B	EDG1A	EDG2B	EDG2A	EDG3B	EDG3A	TCTL2
\$1022	OC1I	OC2I	OC3I	OC4I	I4/O5I	IC1I	IC2I	IC3I	TMSK1

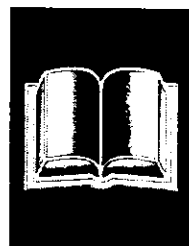
**Table 4-1. Register and Control Bit Assignments (2 of 2)**

\$1023	OC1F	OC2F	OC3F	OC4F	I4/O5F	IC1F	IC2F	IC3F	TFLG1
\$1024	TOI	RTII	PAQVI	PAII	0	0	PR1	PR0	TMSK2
\$1025	TOF	RTIF	PAOVF	PAIF	0	0	0	0	TFLG2
\$1026	DDRA7	PAEN	PAMOD	PEDGE	DORA3	I4/O5	RTR1	RTR0	PACTL
\$1027	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	PACNT
\$1028	SPIE	SPE	DWOM	MSTR	CPOL	CPHA	SPR1	SPR0	SPCR
\$1029	SPIF	WCOL	0	MODF	0	0	0	0	SPSR
\$102A	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	SPDR
\$102B	TCLR	SCP2 <sup>1</sup>	SCP1	SCP0	rCKB	SCR2	SCR1	SCR0	BAUD
\$102C	R8	T8	0	M	WAKE	0	0	0	SCCR1
\$102D	TIE	TCIE	RIE	ILIE	TE	RE	RMU	SBK	SCCR2
\$102E	TDRE	TC	RDRF	IDLE	OR	NF	FE	0	SCSR
\$102F	R7/T7	R6/T6	R5/T5	R4/T4	R3/T3	R2/T2	R1/T1	R0/T0	SCDR
\$1030	COF	0	SCAN	MULT	CD	CC	CB	CA	ADCTL
\$1031	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	ADR1
\$1032	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	ADR2
\$1033	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	ADR3
\$1034	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	ADR4
\$1035	0	0	0	PTCON	BPRT3	BPRT2	BPRT1	BPRT0	BPROT
\$1036	MBE	0	ELAT	EXCOL	EXROW	T1	T0	PGM	EPROG <sup>2</sup>
\$1037									Reserved
\$1038									Reserved
\$1039	ADPU	CSEL	IRQE	DLY	CME	0	CR1	CR0	OPTION
\$103A	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	COPRST
\$103B	ODD	EVEN	ELAT <sup>3</sup>	BYTE	ROW	ERASE	EELAT	EPGM	PPROG
\$103C	RBOOT	SMOD	MDA	IRVNE	PSEL3	PSEL2	PSEL1	PSEL0	HPRIO
\$103D	RAM3	RAM2	RAM1	RAM0	REG3	REG2	REG1	REG0	INIT
\$103E	TILOP	0	OCCR	CBYP	DISR	FOM	FOOP	TCON	TEST1
\$103F	EE3 <sup>4</sup>	EE2 <sup>4</sup>	EE1 <sup>4</sup>	EE0 <sup>4</sup>	NOSEC	NOCOP	ROMON	EEON	CONFIG

**NOTES:**

1. SCP2 adds +39 to SCI prescaler and is present only in MC68HC(7)11E20.
2. EPROG is present only in MC68HC711E20.
3. ELAT in PPROG is present only on MC68HC711E9 and MC68S711E9.
4. EEPROM mapping control bits EE[3:0] apply only to MC68HC811E2.

## BIBLIOGRAFIA



Electroporation: A General Phenomeno for Manipulatig cell and Tisseus. JAMES C. WEAVER. Journal of Biochemical. 51:426-435 (1993).

Novel electrode designs for electrochemoterapy. RICHARD A. GILBERT, MARK J. JAROSZESKI, RICHARD HELLER. Biochimica et Biophysica Acta 1334(1997) 9-14.

Bleomycin-mediated electrochemoterapy of basal cell carcinoma. L. FRANK GLASS, NELI A. FENSKE. Journal df the American Academy of Dermatology. Volume 34. Number 1. January 1996.

Nouvelles applications de l'électricit, en clinique. J. TEISSIE. Mise Au Point. 1993, Masson, Paris.

Protocolo de investigación de electroquimioterapia. Instituto Nacional de Pediatria. Dr. Jorge Amador Zarco, Nazario Miranda Martinez.

Análisis Introductorio de Circuitos, ROBERT L. BOYLESTAD, Ed. Trillas, Edición 1985 México.

Diseño con circuitos integrados TTL, L. MORRIS, Ed. C.E.C.S.A, sexta impresión mayo 1986.

Diseño de Circuitos y Sistemas Electrónicos, Enrique J. DEDE Jose

ESPI, Ed. Marcambo, México 1993.

Electrónica Teoría de Circuitos, BOYLESTAD NASHESKY, Ed. Prentice Hall. México 1986.

Selección de circuitos con Semiconductores. Varios Autores, Ed. Gustavo Gill. España 1981.

Electrónica Industrial, TIMOTHY J. MALONEY, Ed. Pentice Hall, México 1983.

Charles de Masón Huguley, Jr. Encarta 98*Enciclopedia Microsoft® Encarta® 98* © 1993-1997 Microsoft Corporation. Reservados todos los derechos.

Manual de referencia microcontrolador M68hc11 motorola.

La Norma Ofical Mexicana para Equipos y Aparatos Electricos 1994.

Motorola Thyristor Device Data. Motorola INC, 1991 Series D Printed in U.S.A.

Manual de referencia National Semiconductor Corporation Printed in U.S.A 1995.